

РОСЖЕЛДОР
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Ростовский государственный университет путей сообщения»
(ФГБОУ ВО РГУПС)

На правах рукописи



Соломин Андрей Владимирович

**РАЗВИТИЕ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ ТЯГОВЫХ УСТРОЙСТВ
ВЫСОКОСКОРОСТНОГО МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО
ТРАНСПОРТА**

Специальности: 05.22.07 – Подвижной состав железных дорог,
тяга поездов и электрификация;
05.09.01 – Электромеханика и электрические аппараты

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени доктора технических наук

Научный консультант: доктор технических наук,
профессор Зарифьян Александр Александрович

Ростов-на-Дону – 2020

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	7
1 СИСТЕМЫ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ТРАНСПОРТА С ЛИНЕЙНЫМИ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ	18
1.1 Системы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с линейными асинхронными двигателями	18
1.2 Рельсовые высокоскоростные транспортные системы	38
1.3 Классификация высокоскоростных транспортных систем	42
2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЛОТНОСТИ ТОКА ИНДУКТОРА ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА	52
2.1 Тяговый линейный асинхронный двигатель с продольным магнитным потоком	52
2.2 Тяговый линейный асинхронный двигатель с поперечным магнитным потоком	57
3 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКОВ ВО ВТОРИЧНОМ ЭЛЕМЕНТЕ ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПРОДОЛЬНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА	67
3.1 Постановка задачи и составление уравнений	67
3.2 Решение дифференциальных уравнений плотности тока во вторичном элементе	71
3.3 Анализ полученных расчетных соотношений	79
3.4 Расчет и построение линий тока во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя	81
3.5 Взаимодействие токов индуктора и вторичного элемента линейного асинхронного двигателя	90
3.6 Коэффициент силового взаимодействия индуктора и вторичного элемента	104

4 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКОВ ВО ВТОРИЧНОМ ЭЛЕМЕНТЕ ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА	113
4.1 Общая постановка задачи	113
4.2 Математическая модель токов вторичного элемента	116
4.3 Решение уравнений токов вторичного элемента	118
4.4 Распределение магнитной индукции по ширине линейного асинхронного двигателя с учетом поперечных эффектов	130
4.5 Уравнения плотностей токов вторичного элемента с учетом первичных краевых эффектов	135
4.6 Решение уравнений токов во вторичном элементе с учетом первичных поперечных краевых эффектов	140
4.7 Токи вторичного элемента линейного асинхронного двигателя и их взаимодействие с токами индуктора	153
4.8 Коэффициент ослабления электромагнитной силы линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком	167
4.9 Срединный эффект силового взаимодействия линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком	170
5 ВОПРОСЫ ВЫБОРА РАЦИОНАЛЬНЫХ И ОПТИМАЛЬНЫХ СООТНОШЕНИЙ В ТЯГОВЫХ ЛИНЕЙНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ	182
5.1 О рациональном взаимном расположении индуктора и вторичного элемента линейного асинхронного двигателя	182
5.2 Оптимизация распределения токов во вторичном элементе	186
5.3 Исследование окрестностей экстремума среднего значения плотности тока вторичного элемента линейного асинхронного двигателя в зоне активной части индуктора	189
5.4 Вопросы оптимизации силового электромагнитного взаимодействия индуктора и вторичного элемента линейного асинхронного двигателя	194

6 РЕГУЛИРУЕМЫЕ ТЯГОВЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ ДЛЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ТРАНСПОРТА	201
6.1 Особенности и конструкции регулируемых тяговых линейных асинхронных двигателей	201
6.2 Расчет магнитного поля и вытеснения тока в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя при перемещении замыкающего снизу вверх	213
6.3 Расчет магнитного поля и вытеснения тока в пазу вторичного элемента регулируемого тягового линейного асинхронного двигателя при перемещении замыкающего элемента сверху вниз	220
6.4 Расчет магнитного поля и вытеснения тока в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя при двухкоординатном перемещении замыкающего элемента снизу вверх и слева направо	229
6.5 Расчет магнитного поля и вытеснения тока в проводнике при его произвольном расположении по высоте и ширине паза	235
7 ЛИНЕЙНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ПРОДОЛЬНО-ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ ТЯГОВЫХ И ТОРМОЗНЫХ УСТРОЙСТВ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА	243
7.1 Некоторые конструктивные схемы линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком для перспективного магнитолевитационного транспорта	243
7.2 Математическое моделирование распределения магнитодвижущей силы линейного асинхронного двигателя с продольно- поперечным магнитным потоком	254
7.3 Магнитное поле и интегральные характеристики тягового линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком	266

8 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИЙ ПОПЕРЕЧНОЙ САМОСТАБИЛИЗАЦИИ ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПРОДОЛЬНО-ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА	279
8.1 Некоторые вопросы динамики экипажей магнитолевитационного транспорта	279
8.2 О расчете усилий поперечной стабилизации тяговых линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком для магнитолевитационного транспорта	281
8.3 Определение усилий поперечной самостабилизации тягового линейного асинхронного двигателя методом токовых контуров	296
8.4 Эффективность применения линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком в качестве тяговых двигателей магнитолевитационного транспорта	302
9 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЛАБОРАТОРНЫХ МОДЕЛЕЙ И МАКЕТНЫХ ОБРАЗЦОВ ИНДУКТОРОВ ЛИНЕЙНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА	307
9.1 Лабораторные модели и макетные образцы тяговых линейных асинхронных двигателей для магнитолевитационного транспорта	307
9.2 Экспериментальное определение параметров схемы замещения линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком	312
9.3 Экспериментальная установка для исследования линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком	314
9.4 Исследование процесса нагрева вторичного элемента и обмотки индуктора линейного асинхронного двигателя	319
9.5 Исследование магнитного поля макетного образца линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком	326

9.6 Опытный образец линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком для магнитолевитационного транспорта	331
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	341
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	346
ПРИЛОЖЕНИЕ 1 Программа расчета коэффициентов увеличения активного и снижения индуктивного сопротивлений короткозамкнутой обмотки вторичного элемента	373
ПРИЛОЖЕНИЕ 2 Вывод выражения для расчета напряженности магнитного поля в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя с частично замкнутыми проводниками при движении замыкающего элемента сверху вниз	377
ПРИЛОЖЕНИЕ 3 Преобразование выражений коэффициентов для расчета активных потерь во вторичном элементе тягового линейного асинхронного двигателя	378
ПРИЛОЖЕНИЕ 4 Вывод выражения для расчета коэффициента увеличения активного сопротивления короткозамкнутой обмотки вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя	379
ПРИЛОЖЕНИЕ 5 Вывод выражения для расчета коэффициента снижения индуктивного сопротивлений короткозамкнутой обмотки вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя	384
ПРИЛОЖЕНИЕ 6 Программа поверочного расчета тягового линейного асинхронного двигателя	381
ПРИЛОЖЕНИЕ 7 Акты внедрения и использования результатов диссертационной работы	385

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Железнодорожный транспорт является важнейшей отраслью народного хозяйства, без которой невозможно функционирование и развитие экономики Российской Федерации. Он обеспечивает в настоящее время порядка 70 % всех грузовых и около половины пассажирских перевозок.

Для повышения эффективности работы транспортной отрасли следует повышать скорости движения поездов. Министерство транспорта РФ и ОАО «РЖД» придадут большое значение повышению скоростей движения пассажирских поездов до 200-300 км/ч. Создание новых высокоскоростных магистралей позволит быстро и с высоким уровнем комфорта перевозить пассажиров из Москвы в Санкт-Петербург, Казань и в южные регионы страны, что позволит ОАО «РЖД» выигрывать в конкурентной борьбе с авиацией.

Высокоскоростное движение требует существенного технического перевооружения железнодорожного транспорта, в том числе, создания принципиально новых видов транспорта. Об этом говорится в «Белой книге» ОАО «РЖД». С 1975 года в России проводились исследовательские работы по созданию магнитолевитационного транспорта (МЛТ), способного развивать скорости 350-500 км/ч. После 2000 года возобновились на новом уровне работы по созданию МЛТ. В 2016 году в Санкт-Петербурге образован инженерный кластер «Российский Маглев» на базе ПГУПС. Прогресс в области МЛТ должен базироваться на высоких технологиях, новых технических решениях, цифровизации процесса перевозок и новых материалах. Обсуждаются и возможности создания сверхскоростного вакуумного магнитолевитационного транспорта (ВМЛТ) со скоростями движения свыше 1000 км/час. Ряд организаций в России начали работу и в этом направлении. На одном из последних заседаний ОУС ОАО «РЖД» разработан проект плана по созданию магнито-левитационной транспортной системы в Российской Федерации в рамках формируемого научно-производственного консорциума «Маглев-Россия». Высокие скорости движения МЛТ требуют по-новому решать научно-технические проблемы повы-

шения эффективности тягового электропривода, вопросов торможения, регулирования скорости и увеличения безопасности движения за счет улучшения динамических характеристик транспортных экипажей. Решение данных научных и технических проблем весьма актуально для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта. Одним из путей решения этих научных проблем является улучшение тяговых характеристик высокоскоростного магнитолевитационного транспорта на основе линейных асинхронных двигателей (ЛАД), развитием их теории и созданием новых конструкций ЛАД, обеспечивающих повышение безопасности движения высокоскоростного МЛТ за счет боковой стабилизации транспортного экипажа.

Степень разработки темы. Исследованием научных проблем и решением технических задач в области высокоскоростного магнитолевитационного транспорта занимались многие организации, научные работники и инженеры. С середины семидесятых годов и до девяностого года прошлого столетия интенсивные исследования и разработки в области высокоскоростного МЛТ в нашей стране координировались Всесоюзным научно-исследовательским, проектно-конструкторским и технологическим институтом электровозостроения (ВЭЛНИИ). В работе участвовали многие транспортные вузы: МИИТ, ЛИИЖТ, РИИЖТ, ДИИТ, ХИИТ, БелИИЖТ и др., ряд известных вузов СССР: ЛПИ, НПИ, КПИ и др.

Проводились работы по созданию и исследованию различных типов магнитного подвеса высокоскоростных транспортных экипажей: подвес при помощи постоянных магнитов, электромагнитная и электродинамическая (с применением сверхпроводников) системы левитации. Значителен вклад в развитие систем магнитной левитации для высокоскоростного транспорта ученых Ю.А. Бахвалова, В.И. Бочарова, В.А. Винокурова, В.Д. Нагорского, И.И. Тальи [1, 2, 4], Б.И. Рабинович [190]. Перспективные системы электродинамической левитации на сверхпроводниках созданы и изучены В.И. Бочаровым, И.В. Салли, З.Г. Сикой, И.И. Куркаловым и В.В. Петровым [3, 38].

В разработку и изучение линейных электрических двигателей для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта внесли большой вклад В.Е. Скобелев, А.П. Епифанов, [106], А.И. Вольдек [23], Веселовский О.Н., А.Ю. Коняев, Ф.Н. Сарапулов, [34], Р.К. Budig, Т.К. Калнинь, А.Д. Попов, А.Я. Вилнитис, М.С. Дриц, [24-26], М.Г. Резин, J.P. Easthamm E.R. Laitwaite,, E. Rummich, S. Yamamura, Г.И. Володин [116, 123, 126, 140, 141, 231].

В начале двухтысячных годов в России возобновились исследования в области высокоскоростного магнитолевитационного транспорта, причем интерес к данной тематике проявляют в Германии, Японии, Китае, Южной Корее, Испании, Бразилии и в других странах. В России ведутся интенсивные работы в этом направлении Санкт-Петербурге в инженерном кластере «Российский Маглев» Новые научные результаты исследований по перспективным системам МЛТ опубликованы в работах ученых Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра 1 Ю.Ф. Антонова, А.А. Зайцева, К.К. Кима и др. [224, 227, 237], Все больший интерес к МЛТ проявляют в ОАО «РЖД», где вопросы создания инновационных видов транспорта обсуждаются на расширенных заседаниях научно-технического совета при участии представителей институтов РАН, ведущих вузов, НИИ и организаций, входящих в структуру Росатома .

Цель диссертационной работы – улучшение тяговых характеристик и повышение безопасности движения высокоскоростного магнитолевитационного транспорта путем развития теории линейных тяговых устройств с линейными асинхронными двигателями и создания их новых конструкций, повышающих безопасность движения МЛТ за счет поперечной стабилизации транспортного экипажа.

Задачи диссертационной работы, поставленные и решенные для достижения сформулированной выше цели:

– определить наиболее перспективные транспортные системы высокоскоростного транспорта на современном этапе развития российского общества;

– решить научную проблему повышения эффективности использования тяговых линейных асинхронных двигателей на высокоскоростном магнитолевитационном транспорте путем развития их теории и создания новых конструкций;

– решить важную научно-техническую проблему создания и разработки устройств с ЛАД, повышающих эффективность работы и безопасности движения высокоскоростного магнитолевитационного транспорта путем за счет создания усилий поперечной самостабилизации экипажа относительно путевой структуры;

– разработать основы теории регулируемых тяговых линейных асинхронных двигателей с изменяемым в широком диапазоне сопротивлением короткозамкнутой обмотки;

– уточнить основы теории тяговых линейных асинхронных двигателей с поперечным и продольно-поперечным магнитным потоком на базе решения краевых полевых задач.

Методы исследований. Основные результаты диссертации получены путем аналитических исследований, которые осуществлялись на основе законов электродинамики путем математических преобразований. Используются теория электромагнитного поля, закон Ампера, теория электромеханического преобразования энергии. Математический аппарат диссертации включает дифференциальное и интегральное исчисление функций одной или нескольких переменных, векторный анализ, комплексные числа, принцип нахождения экстремума функции, ряды Фурье. Решение научных задач потребовало широкого применения ЭВМ.

Экспериментальные исследования на действующих лабораторных и макетных образцах применялись для подтверждения корректности теоретических результатов.

Основные результаты и положения, выносимые на защиту

1. Способ улучшения поперечной стабилизации и повышения безопасности движения экипажа высокоскоростного магнитолевитационного транспорта

за счет использования нового принципа работы тягового линейного асинхронного двигателя, основанного на применении встречно бегущих магнитных полей.

2. Математические модели тяговых линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком, работающих на новом принципе действия, позволяющих определять соотношения для расчета интегральных характеристик ЛАД при учете взаимного влияния распределения магнитного поля в воздушном зазоре, геометрических размеров двигателя и скорости движения высокоскоростного экипажа магнитолевитационного транспорта.

3. Разработанная оригинальная математическая модель, позволившая получить соотношения для расчета усилий поперечной стабилизации при боковых смещениях высокоскоростного экипажа магнитолевитационного транспорта с тяговым линейным асинхронным двигателем с продольно-поперечным магнитным потоком относительно путевой структуры, повышающих безопасность движения и учитывающих взаимосвязи между геометрическими размерами индуктора двигателя, его вторичного элемента и величиной бокового смещения.

4. Результаты решения оптимизационной задачи, позволившие определить зоны наиболее выгодного расположения индуктора линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком относительно вторичного элемента, что необходимо для проектирования линейных двигателей для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта. Оценка влияния коэффициента ослабления электромагнитной силы (тягового усилия) на работу линейного асинхронного двигателя для магнитолевитационного транспорта и способы его снижения.

5. Аналитические соотношения для расчета коэффициента электромагнитной силы тягового ЛАД с поперечным магнитным потоком, учитывающие распределение тока во вторичном элементе, величину воздушного зазора между экипажем магнитолевитационного транспорта и путевой структурой и влияние поперечного краевого эффекта.

6. Соотношения для расчета оптимальной плотности тока линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком для МЛТ полученные с учетом взаимосвязей между скоростью движения и геометрическими размерами двигателя.

7. Определение плотности тока индукторов тяговых линейных асинхронных двигателей с продольным магнитным потоком с учетом взаимосвязей между геометрическими размерами тяговой линейной машины и их влияния на распределение плотности тока в лобовых частях обмоток при учете магнитного поля за пределами индуктора, что позволяет повысить точность расчета тягового усилия.

8. Решение краевой задачи, на основе которого установлены соотношения для расчета плотности тока во вторичном элементе ЛАД для магнитолевитационного транспорта с продольным магнитным потоком с учетом фазовых сдвигов между токами индуктора и вторичного элемента, что позволяет повысить тяговое усилие.

9. Результаты аналитического исследования, позволившие получить соотношения для расчета плотности тока во вторичном элементе тягового линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком, учитывающие взаимосвязи между геометрическими размерами двигателя и влияние поперечного краевого эффекта.

10. Исследование окрестностей экстремума (максимума) плотности тока во вторичном элементе тягового линейного асинхронного двигателя для магнитолевитационного транспорта.

11. Особенности регулирования ЛАД при изменении сопротивления короткозамкнутой обмотки вторичного элемента. Установленные закономерности изменения коэффициентов увеличения активного и уменьшения индуктивного сопротивлений короткозамкнутой обмотки тягового линейного асинхронного двигателя в режимах трогания экипажа МЛТ с места, разгона и торможения.

12. Комплекс новых конструкций линейных асинхронных двигателей для тяговых устройств высокоскоростного магнитолевитационного транспорта, за-

щищенных двумя авторскими свидетельствами СССР и 25 патентами РФ на изобретения.

Научная новизна диссертации:

По специальности 05.22.07 – «Подвижной состав железных дорог, тяга поездов и электрификация»:

1. Предложен новый принцип боковой стабилизации экипажа высокоскоростного магнитолевитационного транспорта, улучшающий его поперечную динамику и повышающий безопасность движения. Разработаны математические модели тяговых ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, работающих на новом принципе действия, при помощи которых определены соотношения для расчета интегральных характеристик линейного двигателя при учете взаимного влияния магнитодвижущих сил (МДС) в воздушном зазоре, токов во вторичном элементе и скорости движения высокоскоростного транспортногo экипажа.

2. Разработана математическая модель, позволившая получить соотношения для расчета усилий поперечной самостабилизации при боковых смещениях экипажа высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с тяговым ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком относительно путевой структуры, повышающих безопасность движения, и учитывающие взаимосвязи между геометрическими размерами индуктора двигателя, вторичного элемента и величиной бокового смещения.

3. Решением оптимизационной задачи определены зоны наивыгоднейшего использования тягового ЛАД с поперечным магнитным потоком, что необходимо при проектировании линейных двигателей для МЛТ. Показано, что коэффициент ослабления электромагнитной силы (тягового усилия) зависит от распределения плотности тока во вторичном элементе тягового ЛАД, величины воздушного зазора и влияния поперечного краевого эффекта, определены способы его снижения путем направленного изменения геометрических размеров двигателя.

По специальности 05.09.01 – «Электромеханика и электрические аппараты»:

1. Установлены оптимальные значения плотности тока вторичного элемента тяговых ЛАД с поперечным и с продольным магнитным потоком для магнитолевитационного транспорта, учитывающие взаимосвязи между скоростью движения транспортного экипажа и геометрическими размерами двигателя и влияние поперечного краевого эффекта, что повышает точность расчета тягового усилия. Доказано, что приращение плотности тока вторичного элемента при его поперечном смещении в любую сторону от оси симметрии всегда будет отрицательным.

2. Исследование окрестностей экстремума (максимума) средней плотности тока вторичного элемента тягового линейного асинхронного двигателя для магнитолевитационного транспорта показало, что максимум функции занимает очень узкую область. Это приводит к тому, что даже незначительные отклонения от оптимума приведут к существенному снижению плотности тока и тягового усилия, что особенно резко проявляется при малых значениях полюсного деления.

3. Исследованы особенности регулирования линейного асинхронного двигателя при изменении сопротивления короткозамкнутой обмотки вторичного элемента. Установлены закономерности увеличения активного и уменьшения индуктивного сопротивлений короткозамкнутой обмотки вторичного элемента регулируемого тягового ЛАД для магнитолевитационного транспорта в режимах трогания транспортного экипажа с места, торможения и регулирования скорости движения. Показано, что влияние вытеснения тока особенно резко проявляется при замыкании части проводников в пазу вторичного элемента, занимающих более 50 % высоты паза.

Практическая ценность работы

1. Предложенный новый принцип боковой стабилизации экипажа высокоскоростного МЛТ, повышающий безопасность движения позволит разработа-

тывать линейные двигатели для магнитолевитационного транспорта, которые развивают помимо тяговых, дополнительные усилия поперечной стабилизации.

2. Разработанные математические модели тяговых линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком, работающих на новом принципе действия, при помощи которых определены соотношения для расчета интегральных характеристик линейного двигателя при учете взаимного влияния МДС, токов во вторичном элементе, геометрических размеров и скорости движения высокоскоростного транспортного экипажа, повышают точность расчета.

3. Математическая модель, позволившая получить соотношения для расчета усилий поперечной самостабилизации при боковых смещениях высокоскоростного экипажа магнитолевитационного транспорта с тяговым линейным асинхронным двигателем с продольно-поперечным магнитным потоком относительно путевой структуры, учитывающих взаимосвязи между геометрическими размерами индуктора, вторичного элемента и величиной бокового смещения, позволяет проектировать новые системы транспорта с повышенной безопасностью движения.

4. Результаты исследования распределения плотности тока индукторов линейных асинхронных двигателей с продольным и поперечным магнитным потоком позволяют принимать рациональные технические решения, обеспечивающие наибольшую эффективность использования линейных машин в тяговых приводах высокоскоростного магнитолевитационного транспорта на стадии проектирования.

5. Алгоритмы расчета распределения токов во вторичных элементах тяговых асинхронных двигателей с продольным и поперечным магнитным потоком позволяют повысить точность расчета тяговых усилий.

6. Достигнута возможность определения максимума средней плотности тока во вторичном элементе ЛАД при заданных геометрических размерах и скорости движения высокоскоростного экипажа МЛТ, что позволяет повысить величину тягового усилия.

7. Новый способ регулирования линейных асинхронных двигателей с короткозамкнутой обмоткой вторичного элемента может получить применение в системах МЛТ. Установленные закономерности изменения коэффициентов увеличения активного и уменьшения индуктивного сопротивлений короткозамкнутой обмотки регулируемого тягового ЛАД за счет вытеснения тока в пазу обеспечили повышение точности расчетов параметров и энергетических характеристик линейных двигателей для магнитолевитационного транспорта в режимах трогания экипажа с места, разгона и торможения.

8. Разработаны на уровне изобретений конструкции тяговых линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком с автоматической поперечной самостабилизацией, позволяющие улучшить боковую динамику и повысить безопасность движения высокоскоростного МЛТ.

Реализация результатов работы. Основные научные результаты диссертации использованы при выполнении исследований в рамках гранта РФФИ_РЖД по новым видам транспорта № 17-20-04236 «Магнитное охлаждение перспективных транспортных и энергетических систем» в ФГБУН «Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук (ИРЭ им. В.В. Котельникова РАН), в АО «Научно-исследовательский институт электрофизической аппаратуры им. Д.В.Ефремова» Госкорпорации «Росатом» при разработке стенда для исследования систем магнитной левитации, боковой устойчивости и движения высокоскоростного транспорта, в ряде промышленных и транспортных предприятий и в учебном процессе РГУПС при подготовке специалистов для железнодорожного транспорта.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы докладывались, обсуждались и были одобрены на международной конференции «Проблемы и перспективы развития железнодорожного транспорта» (г. Ростов н/Д, РГУПС, 1999 г), на конференциях с международным участием «Исследования и разработки ресурсосберегающих технологий на железнодорожном транспорте» (г. Самара, СамГАПС, 2001 – 2003 г.г.), на ежегодных международных конференциях «Транспорт – 2000-2019» (г. Ростов н/Д, РГУПС), на 5-й Всероссийской научно-технической конференции «Политранспортные системы» (г.

Красноярск, СибФГУ, 2007), на международных научных конференциях «Магнитолевитационные транспортные системы и технологии» (Санкт Петербург, ПГУПС, 2015-17, 19), на интернациональной конференции «MAGLEV 2018» (Санкт-Петербург, 2018), на научных семинарах в Институте радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН (Москва, 2017-2019).

Основные научные результаты диссертации представлены в 62 работах, в числе которых 4 монографии, 28 статей в журналах из списка ВАК Минобрнауки РФ, 3 статьи из списка СКОПУС, 27 изобретений, защищенных 2 авторскими свидетельствами СССР и 25 патентами Российской Федерации.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, 9 глав, заключения, списка литературы и приложений. Общий объем диссертации 392 страницы, включая 372 страницы основного текста со 105 рисунками, 31 таблицей и 262 литературными источниками.

1 СИСТЕМЫ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ТРАНСПОРТА С ЛИНЕЙНЫМИ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

1.1 Системы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с линейными асинхронными двигателями

Дальнейшее развитие транспорта, первую очередь железнодорожного, в Российской Федерации позволит ускорить научно-технический и экономический прогресс государства за счет промышленного и социального развития страны, в особенности регионов Сибири и Дальнего Востока. Большие расстояния, повышение интенсивности и скорости движения поездов требуют создания нового поколения подвижного состава (рельсового и на магнитном подвесе). Новый подвижной состав помимо сокращения времени нахождения поездов в пути обеспечит повышение комфорта для пассажиров. Недалеко то время, когда для перевозки пассажиров начнут строиться и эксплуатироваться системы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с линейными тяговыми двигателями, способные перемещаться со скоростями движения 350-500 км/ч. В диссертации рассматриваются системы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с линейными асинхронными двигателями, которые наиболее перспективны в настоящее время для МЛТ.

С середины семидесятых до начала девяностых годов прошлого века в СССР и других промышленно развитых странах проводились научно-исследовательские и проектные работы по созданию высокоскоростного транспорта на магнитном подвесе. В СССР одним из основных разработчиков перспективных транспортных систем были Всесоюзный научно-исследовательский институт электровозостроения (ВЭлНИИ) и Новочеркасский политехнический институт (НПИ). Позже работы в этом направлении были свернуты. В последние 10 лет исследования в области создания магнитолевитационного транспорта значительно активизировались. Значительный вклад в разработку систем

МЛТ вносят научные исследования, проводимые в Санкт-Петербург (ПГУПС), где создан инженерный кластер «Российский Маглев».

Системы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с различными типами магнитной подвески и линейных электродвигателей описаны в [1-4, 105-107, 114-115, 190-194, 204-209]. Электродинамическая система магнитного подвеса весьма перспективна для высокоскоростного наземного транспорта в сочетании с применением сверхпроводниковых материалов и линейных синхронных двигателей. В настоящее время высокая стоимость криогенных технологий и сверхпроводящих материалов не позволяет использовать их даже в наиболее промышленно развитых и экономически благополучных странах. На современном этапе развития науки, техники и технологий самыми перспективными являются системы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с тяговыми линейными асинхронными двигателями (ЛАД). Подтверждением этого является первая и единственная в мире успешная коммерческая система высокоскоростного наземного транспорта на магнитном подвесе, тяговый электрический привод которой выполнен на базе линейных асинхронных двигателей с электромагнитным магнитным подвешиванием транспортного экипажа, построенная в 2003 году специалистами из Германии в Китайской Народной Республике. В ряде стран уже проводятся научные и проектно-конструкторские исследования в области вакуумного МЛТ.

Предметом исследования в диссертационной работе являются системы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с тяговыми ЛАД. В таких системах МЛТ магнитное подвешивание транспортных экипажей может достигаться при помощи постоянных магнитов или электромагнитов постоянного тока, или с использованием систем электромагнитной левитации. В представленной диссертации рассматриваются системы МЛТ с линейными асинхронными двигателями, исследуются особенности теории ЛАД с продольным, поперечным и продольно-поперечным магнитным потоком разработанных в Ростовском государственном университете путей сообщения (РГУПС) при непосредственном участии автора данной работы. Рассмотрим вначале систему

(схематично) высокоскоростного магнитолевитационного транспорта, основу путевой структуры которой представляют собой отдельные (модули) индукторы ЛАД, расположенные один за другим на перегоне между двумя станциями. В этом случае нет необходимости в применении токосъемных устройств и контактной сети для снабжения электроэнергией транспортного экипажа, подвешенного в магнитном поле и движущегося со скоростью 350-500 км/ч. Вполне возможно поочередное подключение индукторов ЛАД, образующих путевую структуру, к источнику электрической энергии, над которыми расположен транспортный экипаж. Это обеспечивает уменьшение потерь мощности, увеличивает коэффициент полезного действия и повышает надежность системы электроснабжения. Один перегон (а именно путевая структура) между двумя станциями для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта схематично представлен на рис. 1.1.



Рис. 1.1. Путевая структура перегона МЛТ

Между двумя станциями 1 и 5 расположены участки 2 путевой структуры для разгона и торможения высокоскоростного экипажа, расположенные между станциями и основным по протяженности участком 3 путевой структуры (чаще прямолинейным), по которому экипаж МЛТ движется со скоростью 350...500 км/ч. Отдельные индукторы линейных асинхронных двигателей, образующие путевую структуру между двумя станциями 1 и 5, могут быть полностью одинаковыми. В этом случае для изменения скорости движения экипажа МЛТ необходимо использовать известные способы регулирования, в том числе, и одновременное изменение питающего напряжения и частоты тока.

На различных участках перегона между двумя станциями можно применять индукторы ЛАД с разными значениями полюсного деления (рис. 1.2). Модули линейных асинхронных двигателей с большими полюсными деления размещаются на основном участке 3 перегона между двумя станциями. Индукторы ЛАД на участках для разгона или торможения экипажей МЛТ имеют меньшие значения полюсного деления. Возможны варианты, при которых эти индукторы могут быть выполнены как с одинаковыми, так и с разными полюсными делениями. Полюсные деления индукторов линейных асинхронных двигателей на разгонно-тормозных участках нужно уменьшать по мере приближения к станции. Такой вариант выполнения путевой структуры МЛТ позволяет упростить регулирование скорости движения экипажей на магнитном подвесе, снижает диапазон частотного регулирования тяговых линейных асинхронных двигателей систем высокоскоростного магнитолевитационного транспорта и приводит к снижению эксплуатационных расходов.

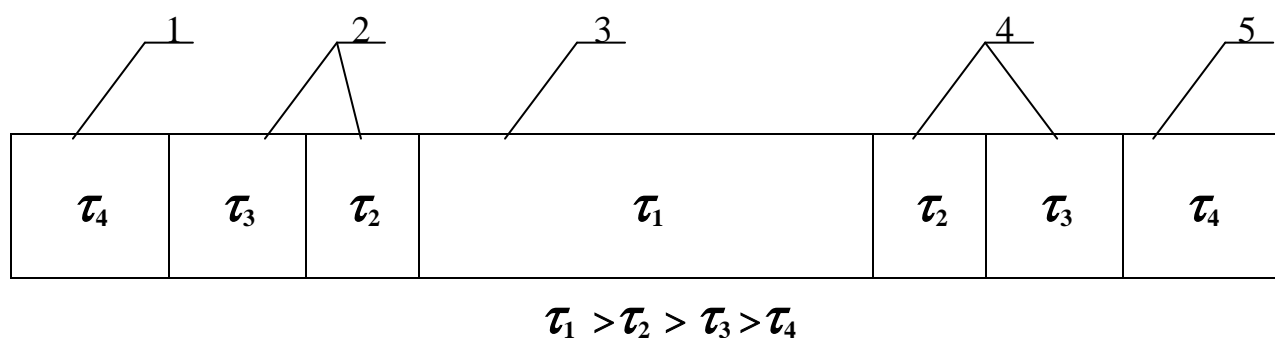


Рис. 1.2. Путевая структура перегона системы МЛТ, состоящая из модулей ЛАД с разными значениями полюсного деления: 1, 5 – станция; 2,4 – участок разгона-торможения; 3 – основной участок; τ – полюсное деление индуктора ЛАД

В тех вариантах, когда индукторы линейных асинхронных двигателей образуют путевую структуру МЛТ, то их вторичные элементы (ВЭ), выполняющие роль якорей, располагаются в днище транспортных экипажей. ВЭ могут быть выполнены в виде короткозамкнутой обмотки, состоящей из стержней из электропроводящего материала, замкнутых по торцам электропроводящими

шинами и размещенных в пазах сердечника. Известно, свыше 90 % всех роторных асинхронных двигателей выполняются с короткозамкнутыми обмотками типа «беличьей» клетки. Технологически короткозамкнутые обмотки асинхронных двигателей в подавляющем большинстве случаев выполняются путем заливки жидких сплавов на основе алюминия в сердечник ротора. Такие обмотки представляют собой неразборные конструкции и не допускают регулирования величины ее сопротивления. «Линейное» расположение вторичных элементов позволило разработать ЛАД с регулируемым сопротивлением короткозамкнутой обмотки ВЭ. Впервые линейные асинхронные двигатели с короткозамкнутыми обмотками вторичных элементов с регулируемым сопротивлением были разработаны в Ростовском государственном университете путей сообщения. Данные ЛАД позволяют повышать усилия трогания с места или торможения экипажа МЛТ и регулировать скорость его перемещения путем изменения активного сопротивления короткозамкнутой обмотки вторичного элемента. Электропроводящие стержни могут состоять из нескольких изолированных друг от друга проводников, замкнутых с одной стороны общей шиной, а с другой – подвижным замыкающим элементом. Новые конструкции регулируемых ЛАД для МЛТ и для ряда других тяговых и не тяговых приводов разработаны в РГУПС при участии автора [5-15]. При перемещении замыкающего элемента изменяется активное сопротивление вторичного элемента и механическое тяговое усилие, возникающее в результате взаимодействия бегущего магнитного потока, создаваемого путевой структурой, образованной из индукторов линейных асинхронных двигателей, с токами ВЭ, размещенного в днище экипажа на магнитном подвесе. Конструкция фрагмента регулируемой короткозамкнутой обмотки ВЭ ЛАД представлена на рис. 1.3.

Управлять подвижным элементом вторичного элемента регулируемого ЛАД можно управлять, например, из кабины машиниста (стрелками на рис. 1.3 показаны направления движения подвижного элемента для изменения активного сопротивления ВЭ). Возможно и дистанционное управление положением подвижного элемента при регулировании скорости, пускового и тягового усилия ЛАД. В некоторых случаях системы МЛТ содержат ВЭ, изготовленные в

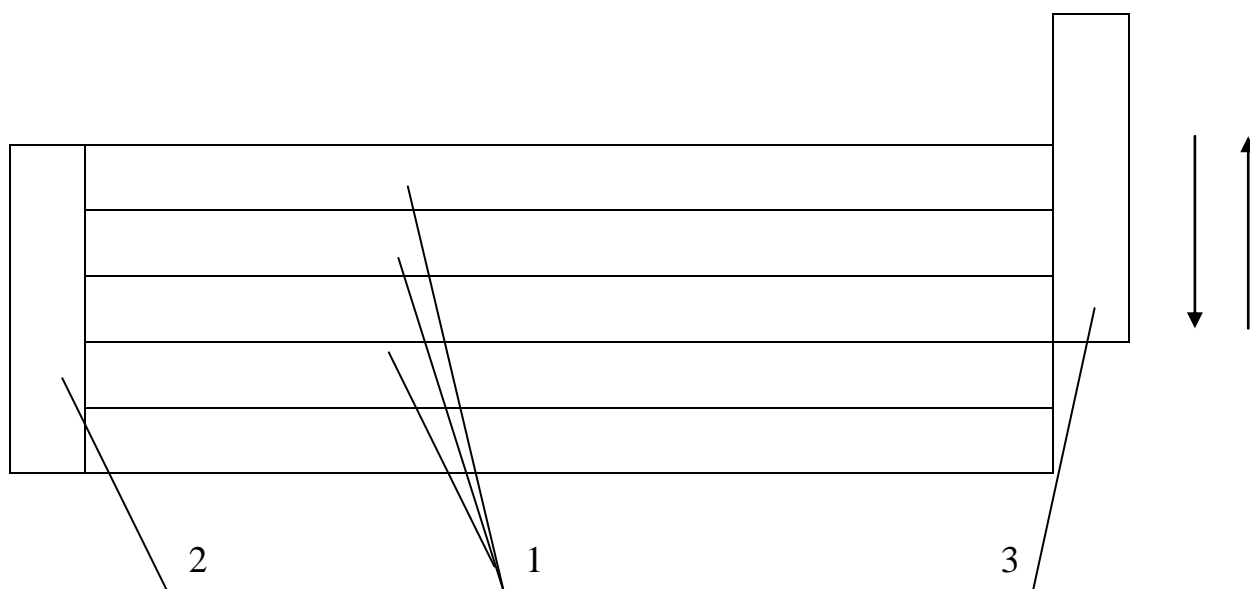


Рис. 1.3. Фрагмент регулируемой короткозамкнутой обмотки вторичного элемента:
1 – изолированный проводник; 2 – замыкающая шина;
3 – подвижный элемент

виде шин из меди и сплавов алюминия, имеющих одинаковые сечения и в продольном и поперечном направлениях. Для повышения эффективности работы ЛАД шины могут примыкать к ферромагнитному элементу (обратному магнитопроводу). Как вариант шины ВЭ могут выполняться полыми для использования более эффективного водяного охлаждения. Возможно выполнение ВЭ из электропроводящих шин, имеющих разные сечения и активные сопротивления в поперечном направлении. Это позволяет создавать и увеличивать усилия поперечной самостабилизации экипажа высокоскоростного магнитнолевитационного транспорта относительно путевой структуры.

Безопасность движения МЛТ повысит установка в днище кузова по краям двух рядов колес (рис. 1.4). При перемещении экипажа магнитнолевитационного транспорта эти колеса не касаются путевой структуры, а при потере питания (при внезапном отключении напряжения) или на стоянке транспортный экипаж может опираться на колеса.

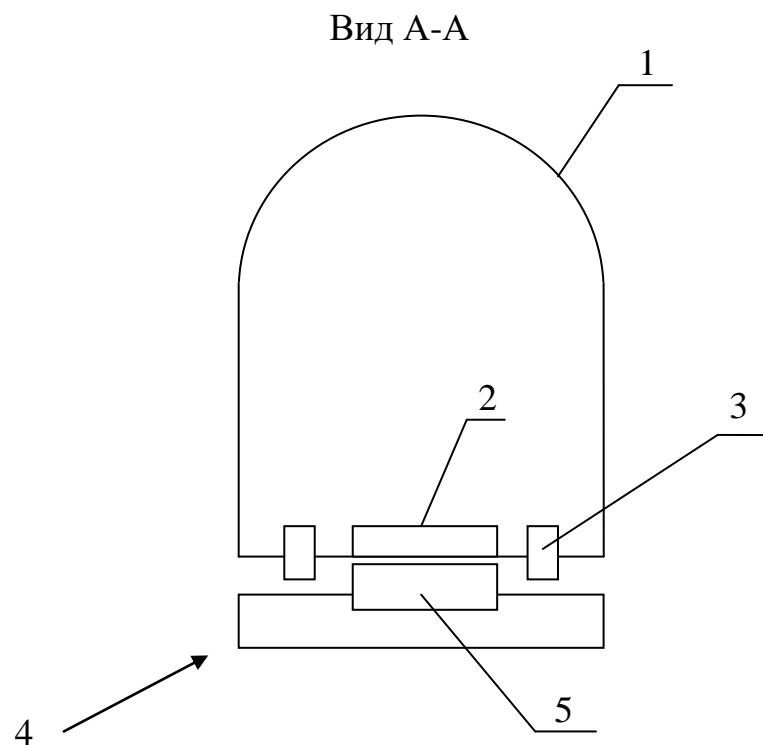
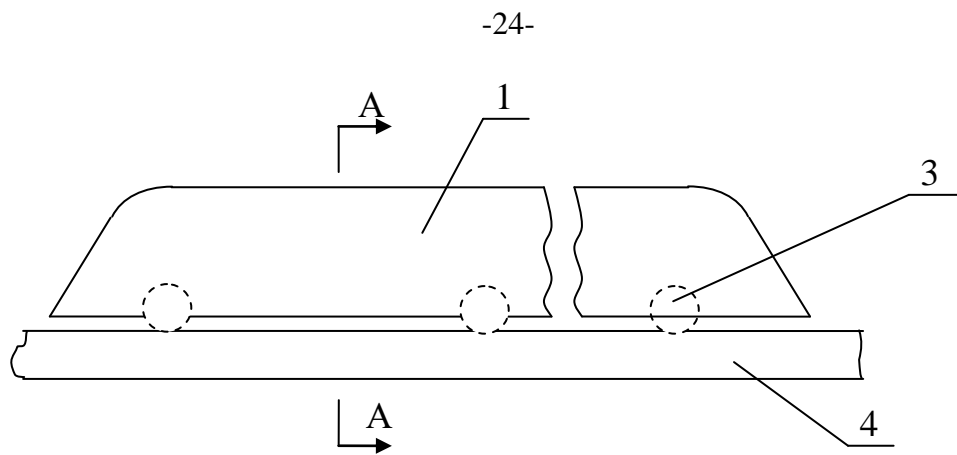


Рис. 1.4. Конструктивная схема устройства МЛТ:
 1 – корпус вагона; 2 – вторичный элемент; 3 – колесо;
 4 – путевая структура; 5 – индуктор ЛАД

Колеса 3 (рис. 1.4) будут создавать при скоростях 350...500 км/ч значительное аэродинамическое сопротивление движению. Это увеличит потребляемую системой МЛТ мощность. Рекомендуется выполнять колеса убираемыми внутрь корпуса экипажа во время его движения. Для экстренного торможения могут применяться электромагнитные тормоза, которые можно использовать в качестве вихретоковых тормозов, встраиваемых в днище корпуса магнитолевиционного экипажа.

Другой вариант выполнения системы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта предусматривает расположение индукторов ЛАД на экипажах, а ВЭ линейного асинхронного двигателя – в путевой структуре. Такое конструкторское решение обеспечивает большую экономию активных материалов при изготовлении системы МЛТ. При таком варианте усложняется система электроснабжения высокоскоростных поездов. Упрощенная конструктивная схема системы МЛТ с индукторами линейных асинхронных двигателей на экипаже представлена на рисунке (рис. 1.5).

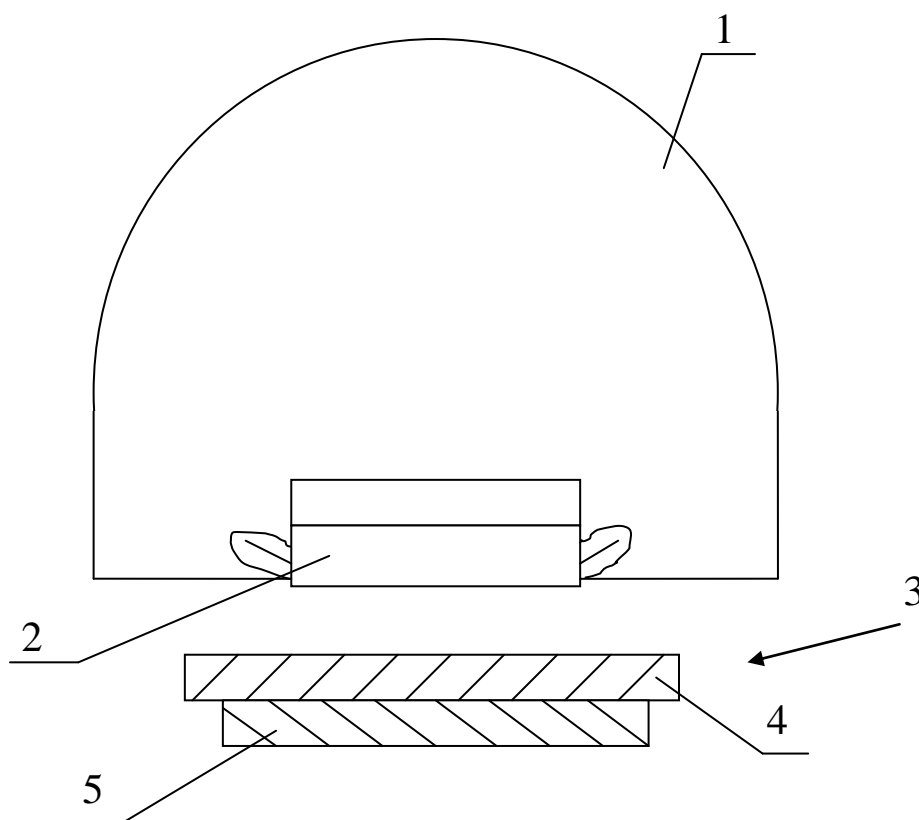


Рис. 1.5. Конструктивная схема МЛТ:

- 1 – корпус вагона; 2 – индуктор ЛАД; 3 – вторичный элемент;
- 4 – электропроводящая часть ВЭ; 5 – обратный магнитопровод

На транспортном экипаже индукторы ЛАД разного типа – с продольным, поперечным и продольно-поперечным магнитным потоком. ЛАД с продольным магнитным потоком для движения со скоростями в 350–500 км/ч должны снаб-

жаться электроэнергией, частота тока которой регулируется и превышает 50 Гц, а линейные асинхронные двигатели с поперечным магнитным потоком (ЛАДПП) способны развивать необходимые для МЛТ скорости 350 – 500 км/ч при промышленной частоте тока. В диссертации рассматриваются высокоскоростные экипажи с использованием индукторов ЛАД с продольным, поперечным и продольно-поперечным магнитным потоком, а также с ЛАД, у которых регулируется сопротивление короткозамкнутой обмотки вторичного элемента. Рассматриваются линейные асинхронные двигатели с продольно-поперечным магнитным потоком, развивающие помимо тяговых усилий и усилия поперечной стабилизации, повышающие безопасность движения систем высокоскоростного магнитолевитационного транспорта и впервые разработанные в РГУПС.

Путь замыкания магнитного потока в линейном асинхронном двигателе с продольным магнитным (на рис.1.6 средняя магнитная силовая линия потока показана штриховой линией) потоком совпадает с направлением перемещения экипажа МЛТ.

Скорость бегущего магнитного потока пропорциональна величине полюсного деления и частоте тока. Для увеличения скорости перемещения бегущего магнитного потока и экипажа МЛТ при неизменной частоте тока следует увеличивать полюсное деление линейного асинхронного двигателя. В этом случае увеличивается сечение ярма индуктора и возрастает масса сердечника. Применение ЛАД с продольным магнитным потоком в системах высокоскоростного транспорта требует применения источников электроэнергии с регулируемой частотой. Преимуществом ЛАД с поперечным магнитным потоком является независимость сечения ярма от величины полюсного деления.

Сердечники индукторов ЛАДПП могут выполняться их отдельных П- или Ш-образных сердечников. Индукторы ЛАДПП, выполненные из отдельных сердечников, создают помимо тяговых еще и усилия магнитной левитации. В

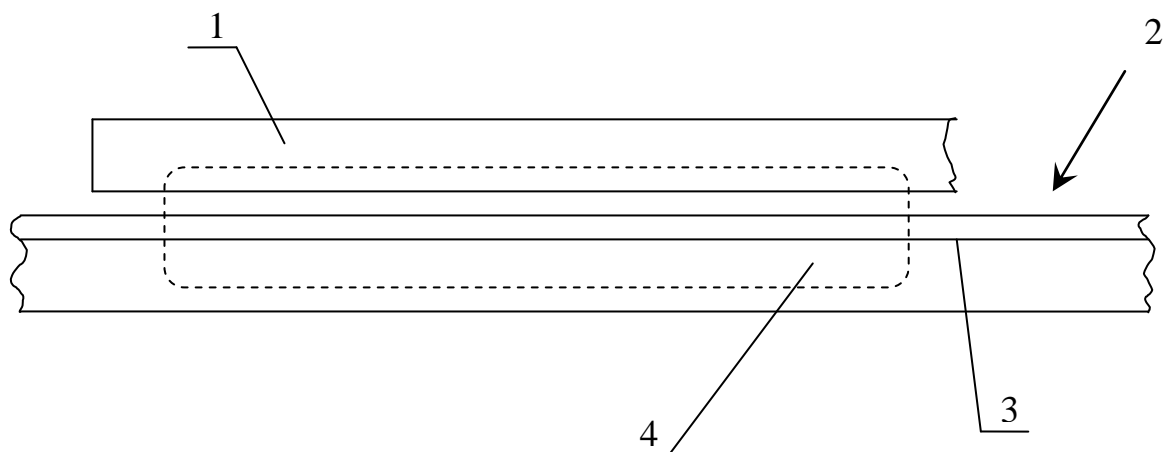


Рис. 1.6. Конструктивная схема ЛАД с продольным магнитным потоком:
1 – индуктор; 2 – вторичный элемент; 3 – электропроводящая часть ВЭ;
4 – магнитопровод ВЭ.

ЛАДПП силовые линии магнитного поля (штриховая линия на рисунке 1.7) замыкаются в направлении, поперечном перемещению магнитного поля и движению экипажа высокоскоростного наземного транспорта (направление движения показано стрелкой 7 на рис. 1.7). Это позволяет получить скорости движения 350-500 км/ч при промышленной частоте тока в обмотках индуктора ЛАДПП из-за того, что длина пути замыкания силовых линий магнитного потока не зависит от величины его полюсного деления. Последнее обстоятельство свидетельствует о перспективности ЛАДПП для применения в системах высокоскоростного магнитолевитационного транспорта. Еще одним преимуществом ЛАД с поперечным магнитным потоком является простота конструкции по сравнению с линейными асинхронными двигателями с продольным магнитным потоком и технологичность в изготовлении.

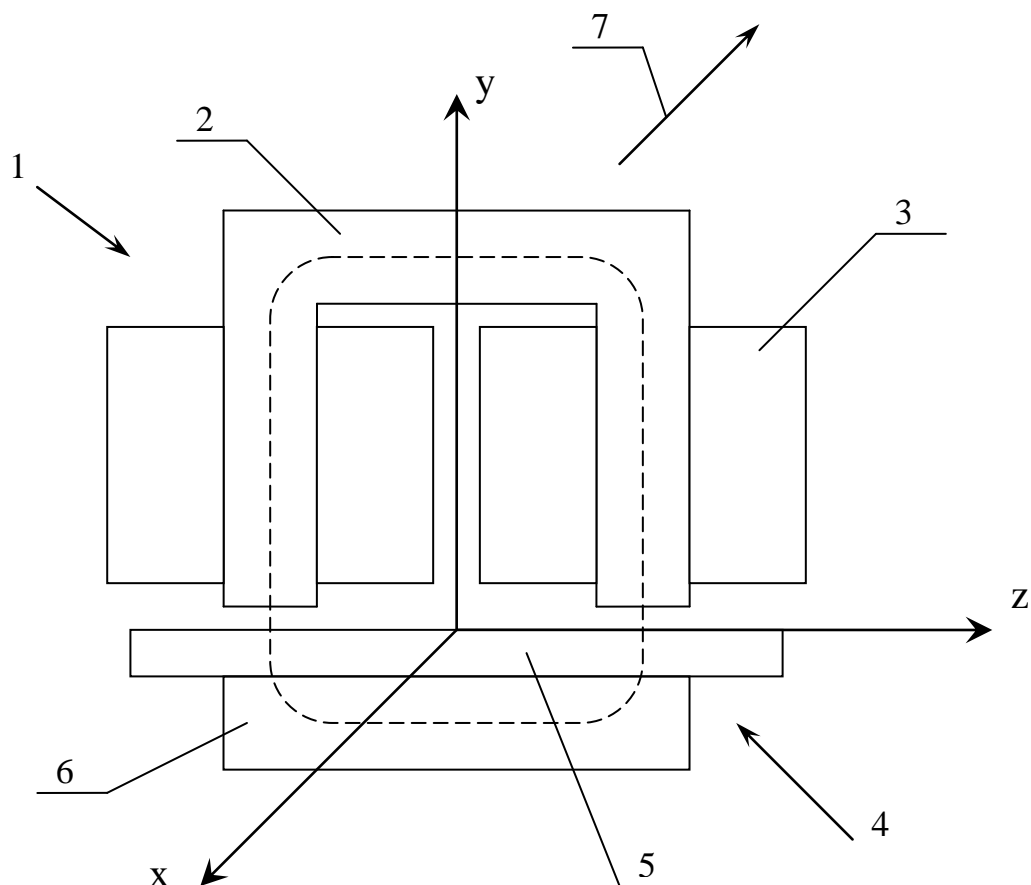


Рис. 1.7. Конструктивная схема ЛАД с поперечным магнитным потоком:

- 1 – индуктор; 2 – сердечник индуктора; 3 – катушка обмотки;
- 4 – вторичный элемент; 5 – электропроводящая часть вторичного элемента;
- 6 – магнитопровод ВЭ; 7 – направление движения

В Ростовском государственном университете путей сообщения создан новый тип линейной машины – ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, являющийся двигателем гибридного типа, сочетающим свойства линейных асинхронных двигателей с продольным и поперечным магнитным потоком [12 - 17]. Простейшая конструктивная схема ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком показана на рис. 1.8.

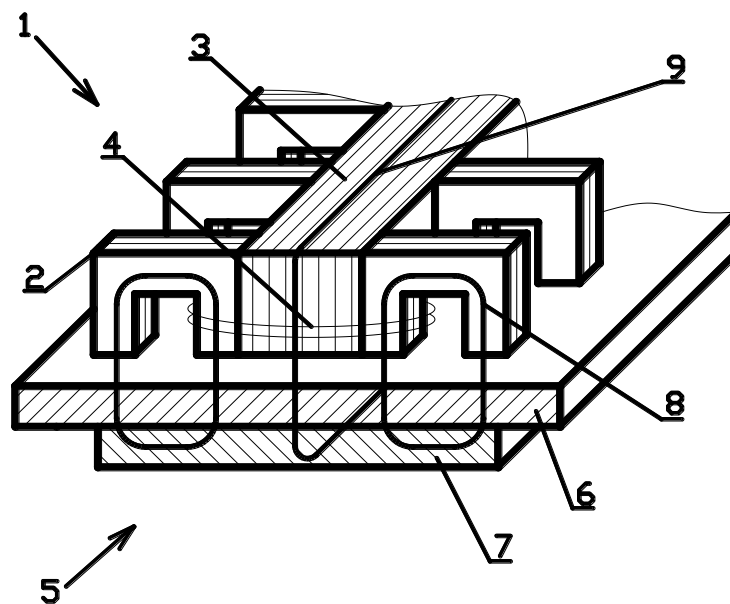


Рис. 1.8. ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком:

1 – индуктор; 2 – поперечно расположенные сердечники; 3 – продольный магнитопровод; 4 – катушка трехфазной обмотки; 5 – вторичный элемент;

6 – электропроводящая часть ВЭ; 7 – магнитопровод ВЭ;

8 – силовая линия магнитного поля, замыкающегося в поперечном направлении; 9 – силовая линия магнитного поля, замыкающегося

в продольном направлении

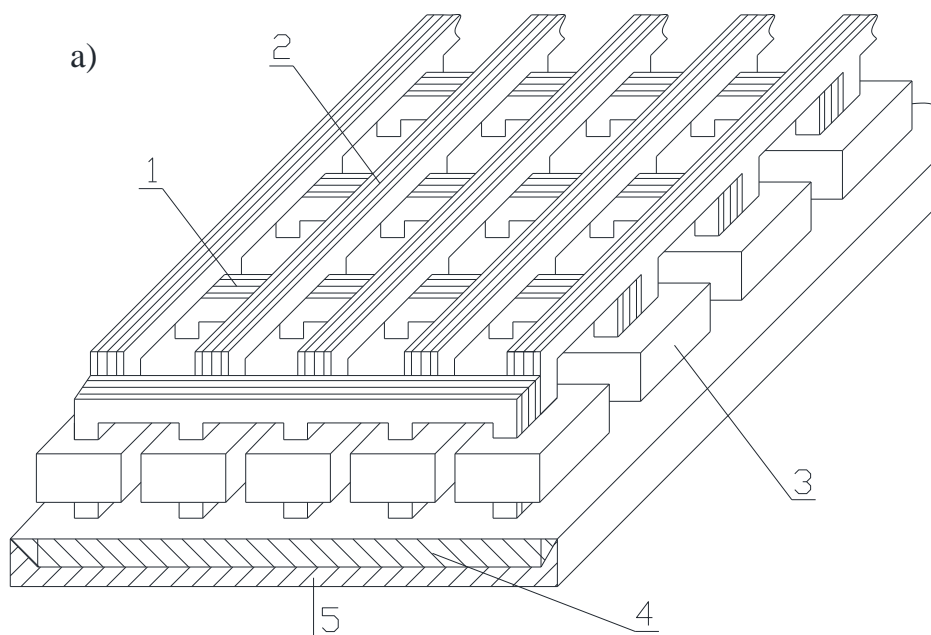
ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком кроме тяговых и усилий магнитного подвеса способны развивать усилия, действующие в поперечном направлении движению экипажа МЛТ. Эти усилия улучшают поперечную динамику высокоскоростного экипажа на магнитном подвесе.

Назовем эти поперечные усилия усилиями поперечной самостабилизации. Усилия поперечной самостабилизации обеспечивают точную ориентацию экипажа МЛТ относительно путевой структуры за счет того, что при боковом смещении экипажа, например, из-за сильного бокового ветра, ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком создает механическое усилие, возвращающее экипаж в исходное состояние. Величина усилия, возвращающего экипаж на магнитном подвесе, в исходное положение будет прямопропорциональна величине

бокового смещения. Этот процесс происходит автоматически без использования датчиков и систем автоматического регулирования и управления. Применение подобных типов ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком повышает безопасность движения систем МЛТ. Рассмотрим конструкцию ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком [16] для системы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта, обеспечивающую усилия поперечной самостабилизации, созданную в РГУПС (рис. 1.9).

Линейный асинхронный двигатель с продольно-поперечным магнитным потоком (рис. 1.9, а) содержит магнитную систему индуктора, образованную сочетанием поперечно расположенных сердечников 1, соединенных продольно расположенными сердечниками 2, имеющими форму «гребенки». Катушки трехфазной обмотки охватывают зубцы как поперечных, так и продольных сердечников. Вторичный элемент (якорь) содержит электропроводящую часть 4 в форме равнобедренной трапеции. Катушки 3 трехфазной обмотки образуют продольные и поперечные ряды. Катушки 3 каждого продольного ряда обмотки образуют одинаковые прямые порядки следования фаз А, В и С. А катушки 3 поперечных рядов имеют до середины ряда один, а после середины – противоположный порядок следования фаз А, В и С (рис. 1.9-б).

Принцип действия данного ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком заключается в следующем. При подключении обмотки индуктора к источнику трехфазного напряжения по ее катушкам потечет ток, который возбуждает бегущие магнитные потоки. Магнитный поток индуктора, бегущий в продольном направлении, пересекая электропроводящую часть 4 ВЭ, наводит в ней электродвижущие силы (ЭДС), которые вызовут протекание в ней вихревых токов. Магнитный поток, бегущий в продольном направлении, будет взаимодействовать с вихревыми токами, индуцированными им во вторичном элементе, и создавать тяговое и левитационное усилия. Усилие магнитного подвеса отталкивает индуктор, размещенный на экипаже МЛТ от вторичного элемента. Под действием тягового усилия экипаж начинает движение. Магнитные



б)

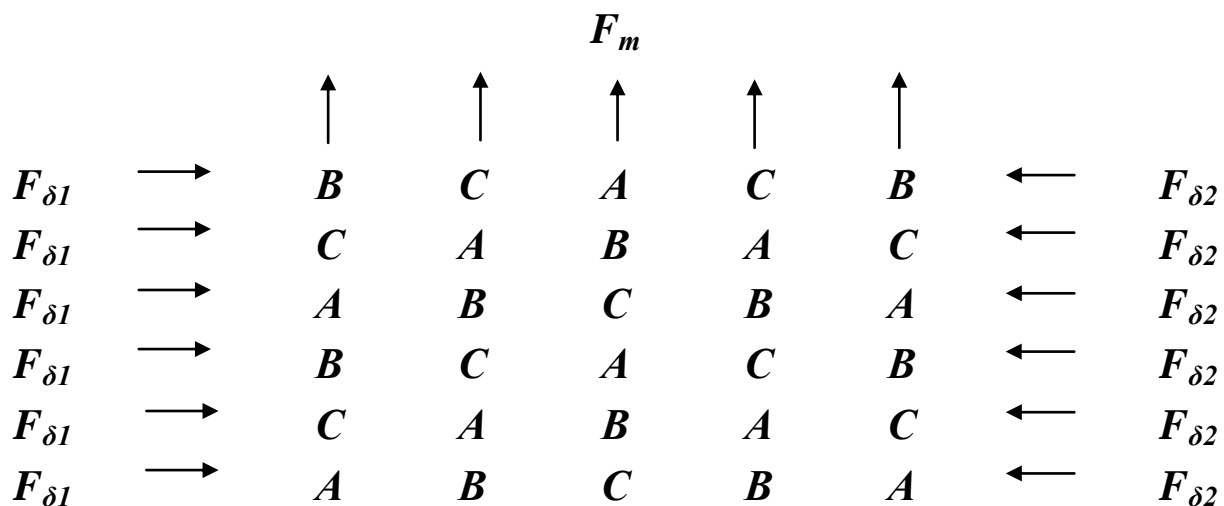


Рис. 1.9. ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком:

а – конструктивная схема; б – схема соединения катушек обмотки:

1 – сердечник, шихтованный в поперечном направлении; 2 – сердечник, шихтованный в продольном направлении; 3 – катушка обмотки;

4 – электропроводящая часть ВЭ; 5 – магнитопроводящая часть ВЭ; F_T – тяговые усилия; $F_{\delta 1}$ и $F_{\delta 2}$ – поперечные усилия

потоки, бегущие в поперечном направлении, навстречу друг другу пересекают электропроводящую часть 4 ВЭ наводят в ней ЭДС и вихревые токи. Магнитные потоки, бегущие в поперечном направлении, при взаимодействии с вихревыми токами ВЭ создают механические усилия, направленные навстречу друг другу. При симметричном расположении экипажа МЛТ (в поперечном направлении) относительно путевой структуры поперечные механические усилия одинаковы, взаимно уравниваются и не влияют на движение экипажа высокоскоростного транспорта, подвешенного в магнитном поле. Если по какой-то причине произойдет поперечное смещение экипажа МЛТ (сильный боковой ветер), то равновесие встречно направленных поперечных механических усилий нарушается. Это происходит из-за того, что часть индуктора ЛАД располагается при боковом его смещении над участком путевой структуры (электропроводящей части ВЭ), активное сопротивление которого будет большим, чем части ВЭ, под основной частью индуктора. Поэтому боковое усилие, возникающее в результате взаимодействия бегущего в поперечном направлении магнитного потока с токами ВЭ увеличится. Одновременно величина бокового усилия, создаваемого при взаимодействии магнитного поля, бегущего в поперечном направлении, с вихревыми токами в центральной части ВЭ, имеющей меньшее активное сопротивление, будет иметь прежнее значение (как и до бокового смещения экипажа). Разность поперечных усилий заставит экипаж МЛТ (индуктор ЛАД) вернуться в прежнее положение и он снова будет располагаться симметрично относительно путевой структуры (ВЭ). Трапециидальностью формы поперечного сечения электропроводящей части вторичного элемента добиваются плавности увеличения ее сопротивления от центральной части ВЭ к его краям. Это обеспечивает плавность изменения усилий поперечной самостабилизации экипажа МЛТ относительно путевой структуры и исключает возможность возникновения его боковых колебаний. Для реализации этих процессов не требуется применение датчиков и дополнительного оборудования, они происходят автоматически и повышают безопасность при движении высокоскоростного магнитолевитационного транспорта.

Линейные асинхронные двигатели с продольно-поперечным магнитным потоком могут быть размещены как на экипаже МЛТ, так и встраиваться в непосредственно путевую структуру. Увеличению усилий, обеспечивающих автоматическую поперечную самостабилизацию высокоскоростного экипажа и повышающих безопасность движения МЛТ на магнитном подвесе, будет способствовать внедрение технического решения, созданного в РГУПС автором представленной работы [17]. На рис. 1.10 схематично изображено поперечное сечение нового линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком.

Линейный асинхронный двигатель с продольно-поперечным магнитным потоком, обладающий повышенными усилиями для самостабилизации системы МЛТ (рис. 1.10) содержит основной индуктор 1 и вторичный элемент 2, выполненный из электропроводящего материала. Индуктор 1 содержит сердечник и трехфазную обмотку, катушки 3 которой создают ряды в продольном и поперечном движению транспортного экипажа направлениях.

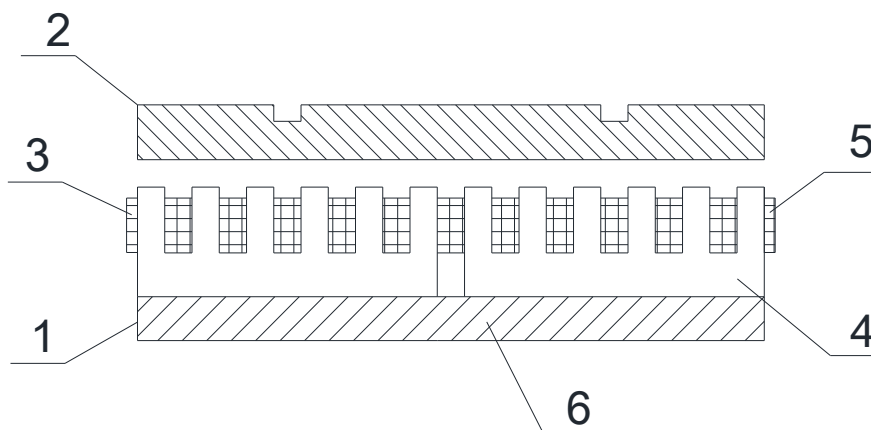


Рис. 1.10. ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком:

1 – основной индуктор; 2 – вторичный элемент; 3 – катушки обмотки основного индуктора; 4 – дополнительный индуктор; 5 – катушки обмотки дополнительного индуктора; 6 – ферромагнитное основание

Данный линейный асинхронный двигатель имеет дополнительный индуктор 4, аналогичный основному индуктору 1 и размещенный параллельно ему. Катушки 5 трехфазной обмотки дополнительного индуктора 4 также создают взаимно перпендикулярные ряды в продольном и поперечном направлении. Для улучшения электромагнитной связи между обоими индукторами ЛАД основания их ярм размещены на ферромагнитном основании 6. Вторичный элемент 2 линейного двигателя выполнен из трех электропроводящих полос, примыкающих друг к другу, электрически связанных и имеющих форму параллелепипеда каждая. Средняя и крайние полосы имеют меньшее активное сопротивление, чем полосы, размещенные между ними, поскольку они имеют большие площади поперечных сечений. На рис.1.10 видно, что полосы, образующие вторичный элемент 2 имеют разные площади поперечных сечений. Возможны и другие варианты конструкции вторичного элемента линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком, при котором составляющие его электропроводящие полосы могут быть изготовлены из материалов с различными активными сопротивлениями.

Порядок следования фаз катушек обмоток основного и дополнительного индукторов линейного асинхронного двигателя изображен на рис. 1.11.

Соответствующие порядки следования фаз катушек обмоток обоих индукторов данного линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком достигаются схемой соединения (рис. 1.11).

Продольные ряды катушек обмоток индукторов ЛАД образуют прямые порядки следования фаз А, В и С, а все поперечные ряды катушек обмоток основного и дополнительного индукторов имеют до середины ряда один, а после середины – противоположный порядок следования фаз (рис. 1.11). Механические усилия, возникающие при взаимодействии бегущих магнитных полей ЛАД с вихревыми токами, ими индуктированными во вторичном элементе, обозначены стрелками и символами F_T , F_1 , F_2 , F_3 и F_4 .

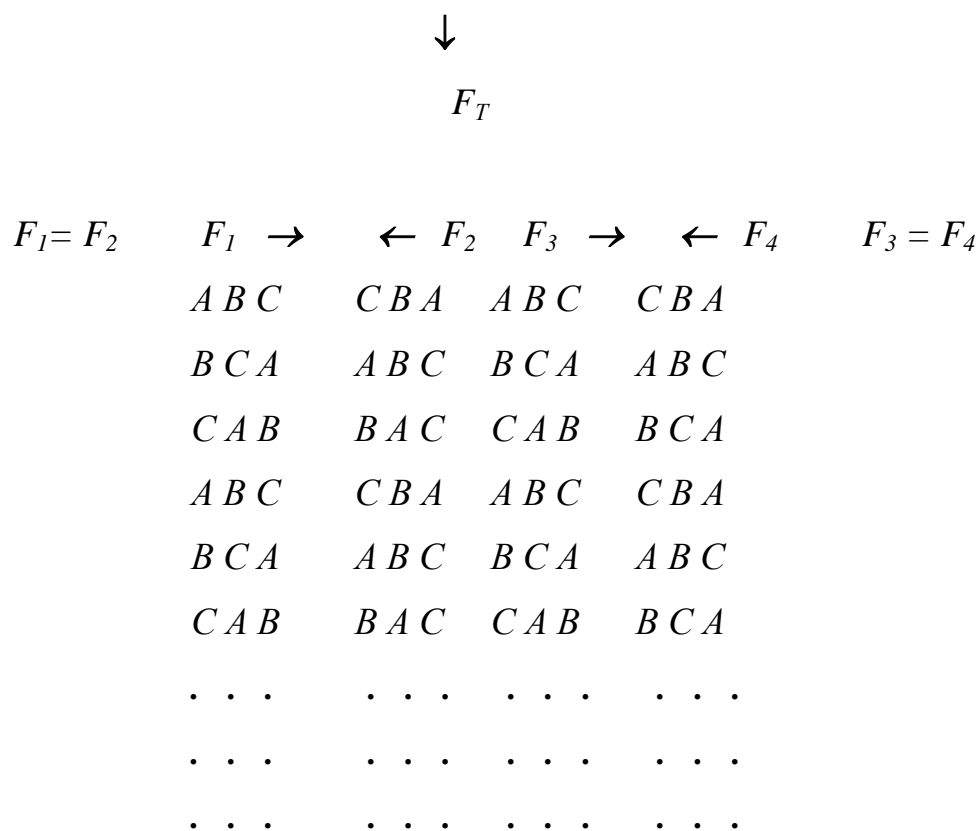


Рис. 1.11. Порядок следования фаз катушек обмоток обоих индукторов ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком:

F_T – тяговые усилия; F_1 и F_2 – поперечные усилия основного индуктора;
 F_3 и F_4 – поперечные усилия дополнительного индуктора

Работает данный линейный асинхронный двигатель с продольно-поперечным магнитным потоком следующим образом. При подключении катушек 3 и 5 обмоток основного 1 и дополнительного 4 индукторов к источнику трехфазного напряжения (рис. 1.10 и 1.11) по катушкам фаз обмоток потекут токи, возбуждающие бегущие магнитные поля, которые будут пересекать электропроводящий вторичный элемент 2 и наводить в нем ЭДС. Под действием электродвижущих сил во вторичном элементе потекут вихревые токи, вступающие во взаимодействие с бегущими магнитными полями, которые послу-

жили причиной их возникновения. В результате будут создаваться механические усилия. При взаимодействии бегущих магнитных полей, возбуждаемых продольными рядами катушек 3 и 5 основного и дополнительного индукторов, имеющих одинаковые порядки следования фаз, с вихревыми токами, ими индуктированными во вторичном элементе 2, будут создаваться механические усилия F_T (рис. 1.11). Под действием усилий F_T вторичный элемент (экипаж ВСНТ), левитирующий в магнитном поле, начнет перемещаться в продольном направлении. Одновременно токи в поперечных рядах катушек 3 и 5 основного и дополнительного индукторов ЛАД возбуждают в каждом поперечном сечении линейного двигателя по две пары встречно бегущих магнитных полей, например, А, В, С и С, В, А; А, В, С и С, В, А (верхняя строчка на рис. 1.11) и так далее. Эти, бегущие навстречу друг другу в поперечном направлении магнитные поля, пересекая вторичный элемент 2, будут индуктировать в нем ЭДС и вихревые токи. При взаимодействии поперечно бегущих слева направо магнитных полей основного 1 и дополнительного 4 индукторов ЛАД с вихревыми токами, ими индуктированными в электропроводящем вторичном элементе 2 (рис. 1.10 и 1.11), будут создаваться (в каждом поперечном сечении по всей длине линейного асинхронного двигателя) одинаковые механические усилия F_1 и F_3 , действующие слева направо. А при взаимодействии поперечно бегущих справа налево магнитных полей каждого из индукторов ЛАД с вихревыми токами, ими индуктированными во вторичном элементе 2, будут создаваться одинаковые механические усилия F_2 и F_4 , действующие также справа налево в каждом поперечном сечении двигателя по всей его длине. При симметричном расположении вторичного элемента 2, являющегося днищем подвешенного в магнитном поле экипажа МЛТ, относительно основного 1 и дополнительного 4 индукторов в поперечном направлении усилия F_1 и F_2 и F_3 и F_4 одинаковы по величине, взаимно уравновешиваются и не оказывают никакого влияния на продольное движение вторичного элемента 2 (экипажа МЛТ).

Если по каким-то причинам, например, при сильном боковом ветре экипаж МЛТ, сместится вправо относительно основного и дополнительного ин-

дукторов ЛАД (рис. 1.12), то будет нарушено равновесие механических усилий, действующих в поперечном направлении навстречу друг другу. На рис. 1.12 индукторы ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком показаны схематично обозначениями порядка схем соединения из обмоток в поперечном сечении машины: ABC, CBA и ABC и CBA. Вторичный элемент показан на рис. 1.12. Усилия F_1 уменьшатся в каждом поперечном сечении по длине ЛАД, поскольку они будут создаваться при взаимодействии эллиптических бегущих магнитных полей с вихревыми токами, ими индуцированными во вторичном элементе 2. В левой части индуктора (рис. 1.12) бегущие слева направо эллиптические магнитные поля будут возбуждаться токами всего двух катушек, подключенным к фазам В и С источника трехфазного напряжения (ведь левая катушка, подключенная к фазе А, не взаимодействует со вторичным элементом из-за его смещения).

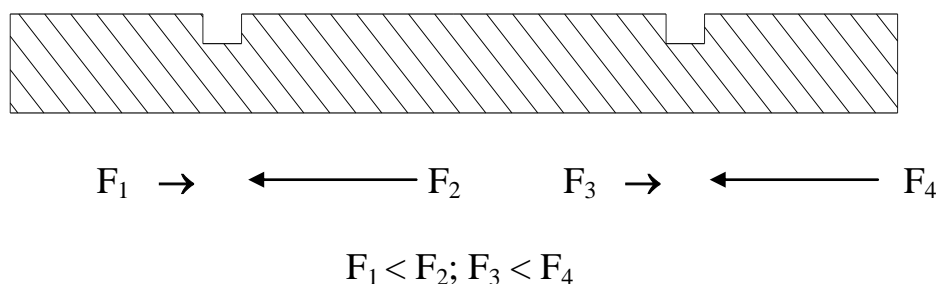


Рис. 1.12. Поперечное боковое смещение вправо вторичного элемента относительно индуктора

Поэтому и усилия F_1 уменьшаются. Одновременно усилия F_2 , действующие на вторичный элемент справа налево, увеличатся за счет того, что при смещении вторичного элемента вправо (рис. 1.12) магнитное поле, бегущее в основном индукторе справа налево остается по прежнему круговым (оно создается токами трех катушек С, В и А), а активное сопротивление вторичного элемента 2 над этой зоной катушек увеличивается за счет того, что при смещении вторичного элемента над катушками С, В и А основного индуктора попе-

речное сечение части вторичного элемента уменьшается. В результате усилия F_2 возрастают. При таком смещении вторичного элемента уменьшатся и усилия F_3 (рис. 1.12) по сравнению с симметричным его расположением относительно индуктора ЛАД (рис. 1.10 и 1.11). Объясняется это тем, что хотя и характер бегущего слева направо магнитного поля дополнительного индуктора остается круговым (оно создается токами трех катушек А, В и С (рис. 1.12), но активное сопротивление части вторичного элемента 2, располагающегося над этими катушками снизится за счет того, что увеличивается сечение (поперечное) данной части вторичного элемента. Это отчетливо видно на рис. 1.12. В то же самое время встречно им направленные усилия F_4 увеличатся за счет возрастания активного сопротивления части вторичного элемента, расположившейся над катушками С, В и А дополнительного индуктора. В результате возникнут разности поперечных механических усилий $F_2 - F_1$ и $F_4 - F_3$, под действием которых вторичный элемент 2 (экипаж МЛТ) будет возвращаться в симметричное положение, соответствующее рисункам 1.10 и 1.11.

Данный вариант конструкции ЛАД с продольно-поперечным развивает по сравнению с предыдущим значительно большие усилия поперечной стабилизации и позволит существенным образом повысить безопасность движения систем магнитолевитационного транспорта. Результаты исследований ЛАД такого типа приведены в [64, 72, 74, 112].

1.2 Рельсовые высокоскоростные транспортные системы

Традиционный рельсовый подвижной состав, применяемый на железных дорогах, будет использоваться еще многие годы во всем мире [217-218]. О возможностях совершенствования классической для железных дорог системы «колесо – рельс» говорит, например, достигнутая французскими железнодорожниками скорость движения поезда - 586 км/ч. В обозримом будущем традиционный рельсовый железнодорожный транспорт для осуществления грузовых перевозок останется основным. Вопросы повышения скоростей и интенсивности

пассажирских и грузовых поездов по-прежнему продолжают оставаться актуальными и требуют одновременного решения проблемы повышения безопасности движения поездов. Повышению безопасности движения поездов способствует улучшение их тормозных характеристик. На железных дорогах Европы при реализации высокоскоростного движения пассажирских поездов, наряду с традиционными системами торможения широко применяются бесконтактные вихретоковые тормоза (ВТ), способствующие повышению безопасности движения поездов за счет улучшения тормозных характеристик. Вихретоковые тормоза создают усилия торможения при взаимодействии магнитного потока индукторов, установленных на локомотивах и вагонах, с вихревыми токами в рельсах, ими индуктированными. При изменении тока в обмотках индукторов вихретоковых тормозов или/и воздушного зазора между ВТ и рельсами можно плавно и в широких пределах регулировать тормозные усилия и изменять длину тормозного пути поезда. Это весьма важно при высокоскоростном движении железнодорожных составов. В качестве вихревых тормозов могут применяться индукторы линейных асинхронных двигателей, обмотки которых могут питаться как постоянным, так и переменным током. Если говорить об электромагнитных рельсовых тормозах (ЭМРТ) как об одном из дополнительных элементов тормозной системы поезда, то при высокоскоростном движении их применение целесообразно в качестве стояночных тормозов, а также в некоторых случаях для экстренного торможения. Электромагнитные рельсовые тормоза могут выполняться многофункциональными и совмещать свойства ВТ и ЭМРТ.

Разработкой и исследованием электромагнитных рельсовых тормозов в РГУПС на протяжении многих лет занималась группа ученых и инженеров под руководством профессора Балона Л.В. [18, 19]. Сотрудниками РГУПС при участии автора данной работы была разработана конструкция ЭМРТ с расширенными функциональными возможностями, способного выполнять функции как в режиме вихретокового, так и электромагнитного рельсового тормозов. Использование новой конструкции электромагнитного рельсового тормоза при высокоскоростном движении поездов сократит длину тормозного пути и снизит ве-

личину усилий, возникающих из-за инерции и воздействующих в процессе торможения на людей и грузы [20].

Данный ЭМРТ (рис. 1.13) выполнен из отдельных магнитопроводов, каждый из которых состоит из двух Г – образных сердечников 1, на которых расположены полюсные наконечники 2. Обмотка установлена на ярах сердечников и выполнена из катушек 3. Магнитопроводы с обмоткой расположены в стальном корпусе 4. Катушки обмотки ЭМРТ соединяются так, что при подключении их к постоянному току в направлении движения одна половина сердечников соответствует северному полюсу электромагнита, а другая – южному.

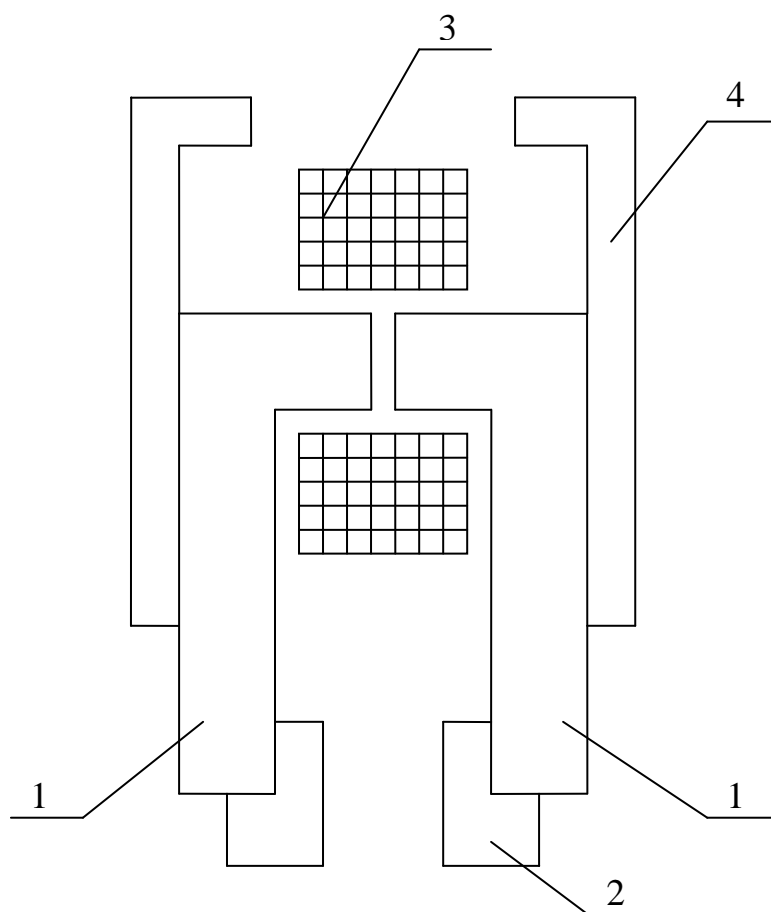


Рис. 1.13. Электромагнитный рельсовый тормоз:

- 1 – сердечник; 2 – полюсный наконечник; 3 – катушка обмотки;
- 4 – стальной корпус

В поперечном движению поезда направлении замыкается магнитный поток и, если один Г-образный сердечник образует, например, северный полюс, то второй Г-образный сердечник того же магнитопровода образует южный полюс электромагнита.

При нажатии электромагнитного рельсового тормоза на рельс при помощи пневмоцилиндра и протекании по его обмотке постоянного тока создается магнитное поле, замыкающееся как в продольном, так и поперечном движению высокоскоростного поезда направлениях. При пересечении магнитным потоком рельс намагничивается и притягивается к полюсным наконечникам. Из-за того, что магнитный поток ЭМРТ замыкается в продольном и поперечном направлениях усилие притяжения электромагнитного тормоза к рельсу увеличивается и он работает значительно эффективней. Это позволяет сократить тормозной путь. Существенное значение имеет и то, что продольное полюсное деление электромагнитного рельсового тормоза велико и магнитный поток будет пересекать рельс и при большом воздушном зазоре между рельсом и полюсами тормозного устройства. Поэтому усилия притяжения между рельсами и электромагнитным рельсовым тормозом создаются до того, как ЭМРТ будет опущен на рельсы. Данный ЭМРТ имеет малое время подготовки к работе, и он начинает тормозить поезд еще до того, как полюсные наконечники его магнитопроводов коснутся рельсов, работая при этом в режиме вихретокового тормоза. Как вариант новый ЭМРТ можно использовать в качестве только ВТ, если сохранять воздушный зазор между индуктором ЭМРТ и рельсом питать его обмотку постоянным током. Применение электромагнитного рельсового тормоза, разработанного в РГУПС обеспечит плавность и безопасность торможения высокоскоростного поезда - вначале совместно работают основные пневматические и вихретоковый тормоза, а затем, при определенной скорости движения, индуктор электромагнитного рельсового тормоза прижимается к рельсам и работает вместе с пневматическими тормозами до полной остановки поезда.

Основными электрическими машинами рельсовых высокоскоростных поездов являются вращательные тяговые двигатели. Они могут быть постоянного тока,

асинхронными, синхронными или индукторными. Тяговые двигатели постоянного тока по ряду ограничений при скоростях движения свыше 200 км/ч применяться не могут. При скоростях движения свыше 200 км/ч поездов в качестве тяговых машин используются частотно-управляемые асинхронные двигатели. На высокоскоростных поездах, по нашему мнению, для повышения безопасности движения и улучшения тормозных характеристик на локомотиве и вагонах могут быть размещены индукторы линейных асинхронных двигателей. Индукторы ЛАД способны выполнять несколько функций и выступать в качестве дополнительных тяговых двигателей, вихретоковых и электромагнитных рельсовых тормозов. Кроме того, индукторы ЛАД могут работать в качестве догрузателей и стояночных тормозов. Изложенное позволяет говорить о том, что с ростом скоростей движения традиционного подвижного состава становится целесообразным применение на нем многофункциональных индукторов линейных асинхронных двигателей.

1.3 Классификация высокоскоростных транспортных систем

Во многих странах уже имеется немалый и успешный опыт эксплуатации высокоскоростных поездов на железных дорогах. Во Франции, Германии, Великобритании, Испании и Японии для пассажирских перевозок используются высокоскоростные поезда. В последние годы интенсивно развивается высокоскоростное движение пассажирских поездов в Китайской Народной Республике, которая уже готова к строительству высокоскоростных железных дорог в других странах. В Российской Федерации ведутся работы по созданию участков железных дорог для организации высокоскоростного движения для пассажирских перевозок на направлениях Москва – Санкт-Петербург, Москва – Адлер, Москва – Нижний Новгород, Москва – Казань. Ожидается, что пассажирские составы будут перемещаться со скоростями в диапазоне 150 – 250 км/ч. Локомотивы для высокоскоростного движения оборудуют частотно-регулируемым тяговым электроприводом переменного тока, причем асинхрон-

ный двигатель с короткозамкнутой обмоткой ротора выбран основным типом тяговой машины. Повышению безопасности движения высокоскоростных поездов способствует то, что их локомотивы и вагоны снабжаются вихретоковыми тормозами, эффективность применения которых возрастает с увеличением скорости движения. Вихретоковые тормоза обеспечивают сокращение длины тормозного пути и делают процесс торможения более плавным. Начиная создавать тормозные усилия при высоких скоростях движения поезда, вихретоковые тормоза позволяют снизить износ узлов основной пневматической тормозной системы. В настоящей диссертации предлагается оборудовать локомотивы и вагоны индукторами линейных асинхронных двигателей, способных выполнять несколько функций: выступать в качестве дополнительных тяговых двигателей, взаимодействующих непосредственно с рельсами; работать в качестве вихретоковых или электромагнитных рельсовых тормозов; использоваться в качестве догрузателей. Применение индукторов линейных асинхронных двигателей позволит сделать работу высокоскоростных поездов еще более безопасной и эффективной. Предлагается следующая классификация рельсовых высокоскоростных транспортных систем (рис. 1.14).

Локомотивы рельсовых высокоскоростных транспортных систем могут оснащаться тяговым электроприводом переменного тока с асинхронными, синхронными или индукторными электродвигателями (рис. 1.14). В наше время самым перспективным для высокоскоростных поездов считается асинхронный тяговый частотно-регулируемый электропривод, который используется на железных дорогах ФРГ, Франции, Испании, Японии, Великобритании и КНР. Предлагается снабжать локомотивы и вагоны высокоскоростных поездов дополнительными тяговыми и тормозными устройствами, способными повысить эффективность и безопасность их работы. Дополнительные устройства – это вихретоковые рельсовые тормоза, ЭМРТ и индукторы ЛАД (рис. 1.14). При определенных условиях ЭМРТ способен выполнять функции вихретокового тормоза. Индуктор линейного асинхронного двигателя среди всех дополнительных тяговых и тормозных устройств является наиболее универсальным с точки зре-

ния увеличения числа функций, которые он способен выполнять. Индуктор линейного асинхронного двигателя способен выступать в качестве дополнительного тягового электродвигателя, вихретокового и электромагнитного рельсового тормозов и работать как догружатель, повышающий сцепление колес локомотива и вагонов с рельсами. В ряде случаев индуктор линейного асинхронного двигателя можно использовать и в качестве стояночного тормоза.

Классификация систем высокоскоростного магнитолевитационного транспорта и тяговыми индукторами линейных асинхронных двигателей, расположенных в путевой структуре МЛТ, показана на рис. 1.15.

Система высокоскоростного магнитолевитационного транспорта (рис. 1.15) содержит путевую структуру, состоящую из индукторов линейных асинхронных двигателей, уложенных один за другим в направлении движения, а вторичный элемент ЛАД располагается на экипаже транспортного средства. Индукторы линейных асинхронных двигателей могут быть разного типа и иметь различную конструкцию. Участки путевой структуры системы МЛТ могут выполняться из одинаковых или различных по конструкции модулей индукторов ЛАД (рис. 1.15). Различаться отдельные модули ЛАД могут величиной полюсного деления, иметь разное число полюсов, выполняться с различными типами обмотки и конструкцией магнитной системы. На ряде участков перегона между станциями должны устанавливаться индукторы ЛАД, обеспечивающие автоматическую поперечную самостабилизацию экипажа на магнитной подвеске относительно путевой структуры (рис. 1.15). Вторичный элемент тягового ЛАД устанавливается на экипаже МЛТ и может быть выполнен в виде электропроводящей шины, сечение и активное сопротивление которой одинаково по всей ее длине и ширине. Вторичный элемент ЛАД может изготавливаться из электропроводящей шины, сечение и активное сопротивление которой неодинаково по ее ширине. в этом случае по краям шина имеет меньшее

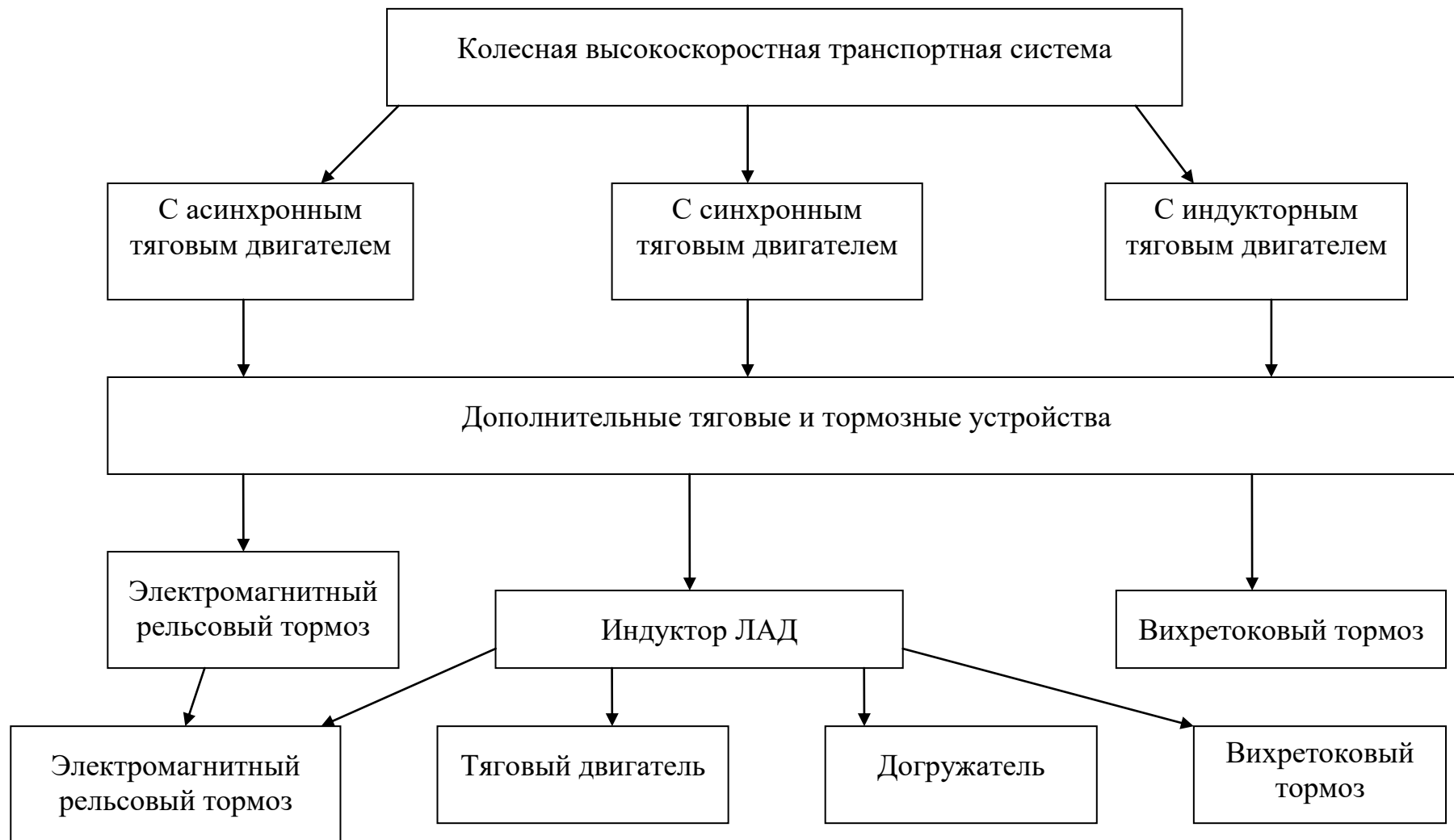


Рис. 1.14. Классификация высокоскоростных колесных транспортных систем

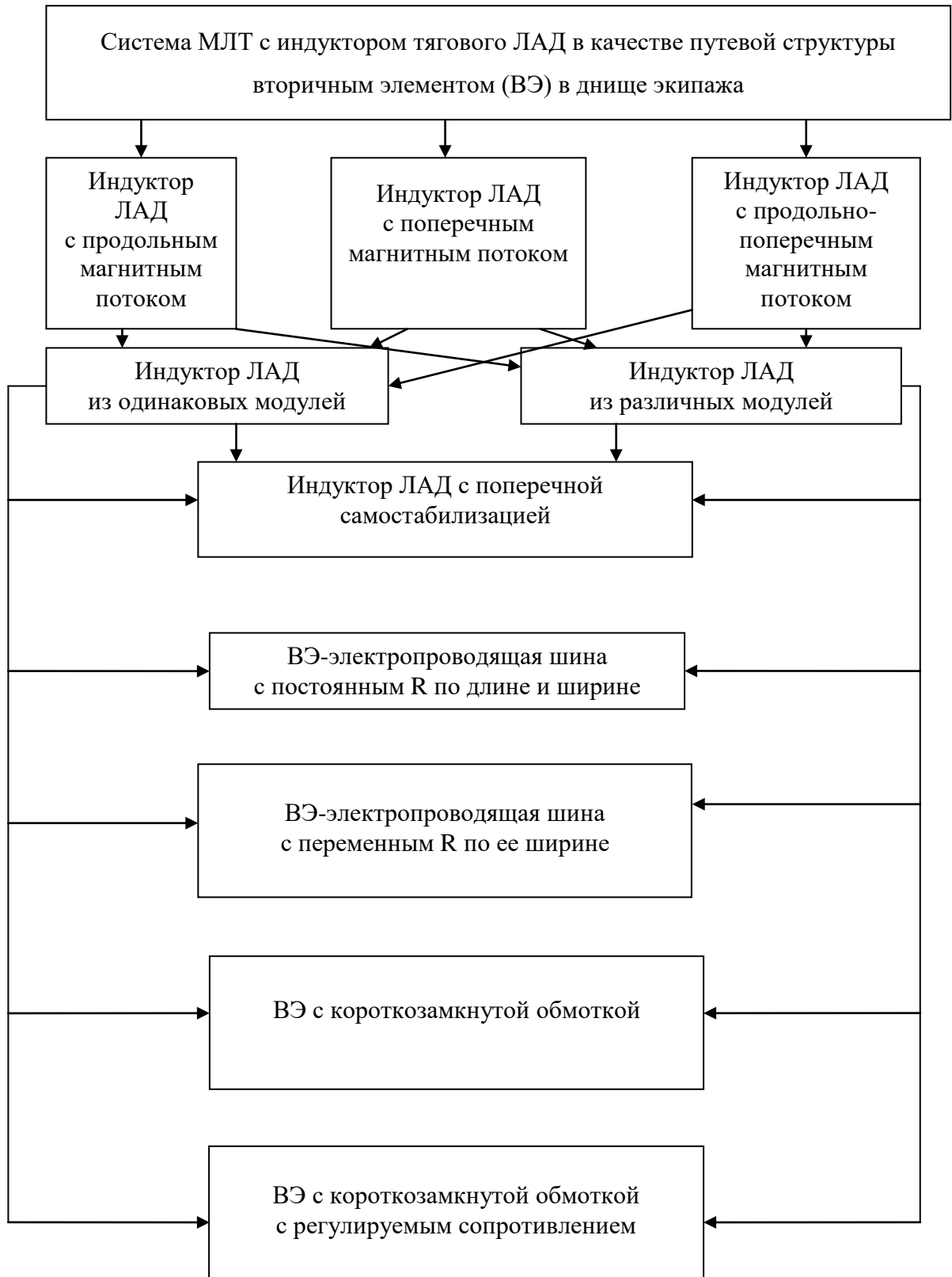


Рис. 1.15. Классификация систем магнитолевитационного транспорта (путевая структура – индуктор тягового ЛАД)

сечение или ее крайние участки могут быть изготовлены из материала с меньшей проводимостью, что обеспечивает увеличение усилий поперечной самостабилизации подвешенного в магнитном поле экипажа МЛТ и безопасность его движения. Значительного увеличения тяговых усилий ЛАД можно добиться при использовании короткозамкнутой обмотки на вторичном элементе (рис. 1.15). При выполнении короткозамкнутой обмотки вторичного элемента с регулируемым сопротивлением [5 – 15] можно увеличить тяговые усилия при трогании экипажа МЛТ с места, повышать скорость экипажа при его разгоне и снижать ее при приближении к следующей станции. Разработанная в РГУПС такая конструкция короткозамкнутой обмотки ВЭ позволяет регулировать скорость движения высокоскоростного магнитолевитационного транспорта также просто и в широких пределах, как и у двигателей с фазными обмотками на роторах (вторичных элементах).

Классификация высокоскоростных магнитолевитационных транспортных систем с индукторами тяговых линейных асинхронных двигателей, размещенными на экипажах, и вторичными элементами, образующими путевую структуру МЛТ, представлена на рис. 1.16.

Как и в предыдущей классификации, в системе МЛТ могут использоваться индукторы ЛАД с продольным, поперечным и продольно-поперечным замыканием магнитного потока, причем последние предназначены преимущественно для создания поперечной автоматической самостабилизации высокоскоростных экипажей с магнитной подвеской относительно путевой структуры. В случае установки на высокоскоростном экипаже с магнитной подвеской индукторов линейных асинхронных двигателей с продольным или поперечным магнитным потоком в качестве обмоток вторичных элементов могут служить электропроводящие шины, короткозамкнутые обмотки, короткозамкнутые обмотки с регулируемым сопротивлением в сочетании с электропроводящими шинами (рис. 1.16). Если в качестве индукторов ЛАД применяются машины с продольно-поперечным магнитным потоком и с

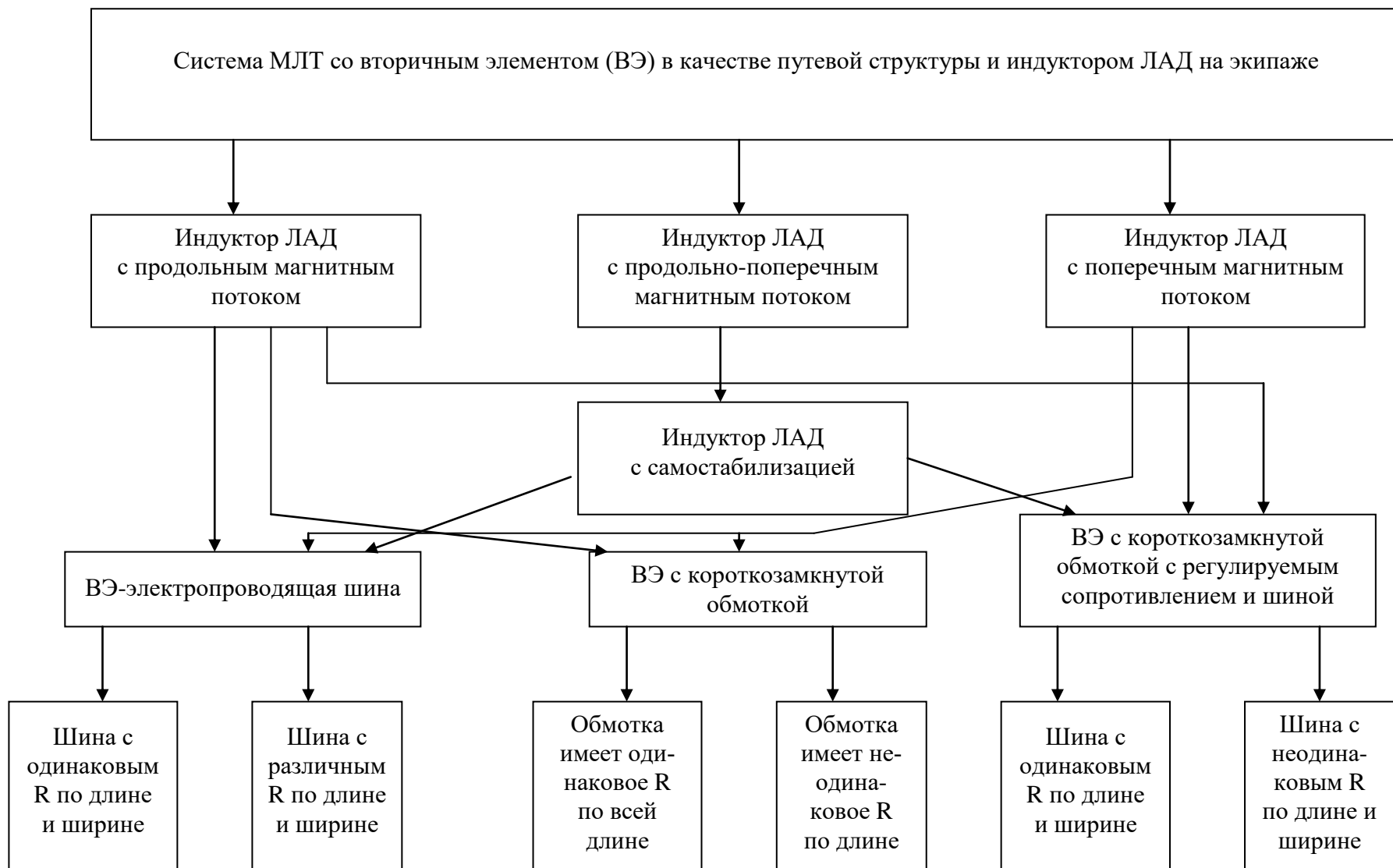


Рис. 1.16. Классификация систем магнитолевитационного транспорта

(путевая структура – вторичный элемент тягового ЛАД)

поперечной самостабилизацией, то в качестве вторичных элементов могут служить электропроводящие шины или же короткозамкнутые обмотки с регулируемыми сопротивлениями, установленные в пристанционных зонах и на самой станции, в сочетании с электропроводящими шинами, занимающими большие части перегонов между станциями. Электропроводящие шины могут выполняться с одинаковыми сечениями и, соответственно, одинаковыми сопротивлениями по длине и ширине ВЭ. Как вариант, электропроводящие шины могут иметь различные сопротивления по длине и ширине; так на участках путевой структуры, примыкающим к станции, сечение шины уменьшается, а сопротивление ее увеличивается, причем длина пристанционного участка путевой структуры (шины) зависит пути разгона (или торможения) экипажа высокоскоростного наземного транспорта. На самой протяженной части перегона при использовании индукторов линейных асинхронных двигателей, способных реализовать поперечную самостабилизацию экипажа относительно путевой структуры, предпочтительно по краям по ширине электропроводящей шины выполнять участки с меньшими сечениями, т.е. с большими сопротивлениями, что обеспечивает увеличение усилий поперечной самостабилизации при боковом смещении экипажа МЛТ относительно путевой структуры. Если вторичный элемент содержит короткозамкнутую обмотку, то она может быть выполнена как с одинаковым сопротивлением по всей длине, так и с различным сопротивлением: на участках, прилегающих к станциям, сопротивление обмотки увеличено, а на основной части перегона – уменьшено. Вторичный элемент может быть комбинированным: на пристанционных участках его обмотка выполняется короткозамкнутой с регулируемым сопротивлением, а на основной части перегона в путевую структуру уложена электропроводящая шина (рис. 1.16). В ряде случаев для плавного пуска экипажей МЛТ или для точной их электромагнитной фиксации при остановке могут быть использованы линейные асинхронные электроприводы, разработанные в РГУПС. Их принцип действия основан на использовании встречно бегущих магнитных полей [25 – 26].

Предложенные классификации не являются исчерпывающими. Они включают в себя разработки автора, направленные на повышение эффективности и безопасности движения высокоскоростных экипажей, как содержащих колесный привод поезда, так подвешенных в магнитном поле.

Выводы

1. Публикации, уровень техники и экономики в промышленно развитых странах позволяют сделать заключение о том, что на первом этапе организации движения со скоростями 150 – 300 км/ч для пассажирских перевозок наиболее перспективными являются поезда традиционного типа с локомотивами, оборудованными частотно-регулируемыми тяговыми асинхронными электроприводами. Повысить безопасность их движения могут индукторы линейных асинхронных двигателей, используемые в качестве вихретоковых тормозов и дополнительных тяговых машин. Для скоростей движения 350 – 500 км/ч высокоскоростных поездов на магнитном подвесе большие перспективы имеют системы МЛТ с тяговыми линейными асинхронными двигателями.

2. Высокие скорости поездов требуют повышения уровня безопасности движения и совершенствования систем торможения. Один из путей решения этой научно-технической проблемы – совершенствование, исследование и применение новых линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком, развивающих тяговые усилия и усилия поперечной стабилизации в системах МЛТ, разработанных при участии автора в РГУПС. Актуальна задача исследования свойств и характеристик ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком на основе уточнения теории линейных асинхронных двигателей с продольным и поперечным магнитным потоком. Тяговые приводы высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, способные улучшить поперечную динамику могут стать основными двигателями для ряда вариантов МЛТ.

3. Повышение усилий трогания поезда с места, регулирование интенсивности торможения и изменение скорости движения в широком диапазоне достига-

ется при помощи линейного асинхронного тягового привода с регулируемым сопротивлением короткозамкнутой обмотки, разработанного впервые в Ростовском государственном университете путей сообщения. Эффективность работы и безопасность движения магнитолевитационного транспорта возрастают при использовании в тяговом приводе ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком и регулируемого линейного асинхронного двигателя.

4. Для повышения безопасности движения высокоскоростных поездов традиционного типа разработаны при участии автора дополнительные тяговые и тормозные устройства в виде индукторов ЛАД и ЭМРТ нового типа.

5. Линейные асинхронные двигатели и тяговые приводы МЛТ на их основе, рассматриваемые в диссертации, защищены авторскими свидетельствами СССР и патентами Российской Федерации на изобретение.

2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЛОТНОСТИ ТОКА ИНДУКТОРА ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА

2.1 Тяговый линейный асинхронный двигатель с продольным магнитным потоком

В системах высокоскоростного движения с линейными асинхронными тяговыми двигателями в качестве вторичного элемента часто используются электропроводящие шины, в качестве которых в ряде случаев могут выступать рельсы. Путевая структура МЛТ может быть комбинированной и сочетать в себе короткозамкнутую обмотку с регулируемым сопротивлением, установленную на участках, прилегающих к станциям, и электропроводящую шину, размещенную на основной части перегона. Токи индуктора ЛАД создают бегущее магнитное поле, в результате взаимодействия которого с токами вторичного элемента создается тяговое усилие.

Расчет тока в индукторе асинхронного двигателя имеет важное значение для определения тягового усилия высокоскоростного наземного транспорта с магнитным подвешиванием экипажа. Рассмотрим индуктор ЛАД с продольным магнитным потоком с обмоткой, распределённой в его пазах, расположенных перпендикулярно направлению движения (рис. 2.1).

В срединной части индуктора полагаем непрерывное распределение плотности тока, изменяющееся во времени и в направлении движения по синусоидальному закону, как это обычно принято (рис. 2.2). В этой части индуктора имеет место лишь одна составляющая плотности тока, направленная перпендикулярно перемещению бегущего магнитного поля. Лобовая часть обмотки моделируется плотностью тока, имеющей две составляющие δ_{y2} и δ_{x2} .

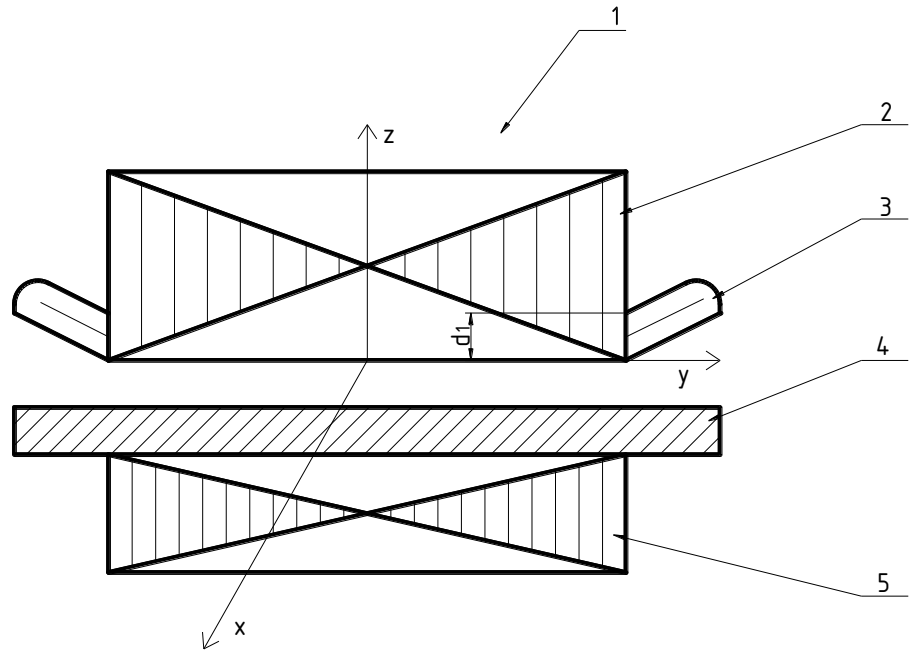


Рис. 2.1. Поперечное сечение индуктора ЛАД:

- 1 – индуктор; 2 – сердечник индуктора; 3 – обмотка индуктора;
 4 – электропроводящая часть индуктора; 5 – сердечник
 вторичного элемента; d_1 – толщина обмотки

Таким образом, задача моделирования сводится в данном случае к определению законов изменения указанных выше составляющих плотностей тока.

При составлении модели необходимо учесть выполнение условий непрерывности линий электрического тока. Естественно считать, что y – составляющая плотности тока и в лобовой части обмотки синусоидально изменяются в направлении движения. X – составляющая плотности тока в лобовой части обмотки и при соблюдении принципа непрерывности линий тока будет изменяться в том же направлении по закону косинуса [20]. На этом основании можно представить последнюю составляющую тока так

$$\delta_x = (c_1 \operatorname{sh} \alpha y + c_2 \operatorname{ch} \alpha y) \cos(\alpha x - \omega t), \quad (2.1)$$

где $\alpha = \frac{\pi}{\tau}$.

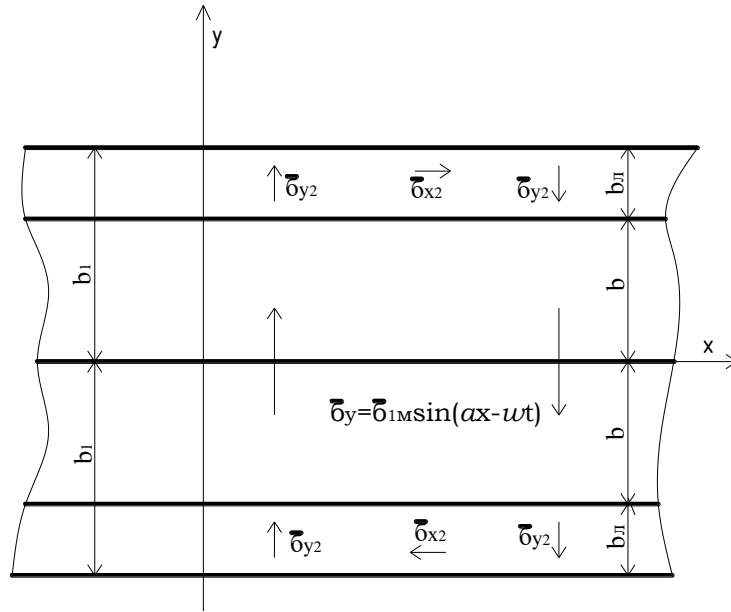


Рис. 2.2. Схема расположения токовых зон индуктора линейного асинхронного двигателя с продольным магнитным потоком:

$2b$ – ширина средней части индуктора; $2b_l$ – общая ширина индуктора;
 $2b_l$ – ширина лобовой части обмотки

Подставляя это значение δ_x в уравнение непрерывности линий тока, получим

$$\frac{\partial \delta_y}{\partial y} = \alpha(c_1 \operatorname{sh} \alpha y + c_2 \operatorname{ch} \alpha y) \sin(\alpha x - \omega t). \quad (2.2)$$

Выполнив интегрирование, получаем общее выражение для y - составляющей плотности тока

$$\delta_y = \alpha(c_1 \operatorname{ch} \alpha y + c_2 \operatorname{sh} \alpha y + c_3) \sin(\alpha x - \omega t), \quad (2.3)$$

где c_1, c_2, c_3 – постоянные интегрирования.

В общих выражениях для плотностей токов имеется три произвольных постоянных, которые надлежит определить из граничных условий.

Первое граничное условие при $y = b, \delta_x = 0$, т.е.

$$c_1 \operatorname{sh} \alpha b + c_2 \operatorname{ch} \alpha b = 0.$$

Второе граничное условие при $y = b$, $\delta_{yM} = \delta_{1M}$, т.е.

$$c_1 \operatorname{ch} \alpha b + c_2 \operatorname{sh} \alpha b + c_3 = \delta_{1M}.$$

Третье граничное условие при $y = b_1$, $\delta_y = 0$, т.е.

$$c_1 \operatorname{ch} \alpha b_1 + c_2 \operatorname{sh} \alpha b_1 + c_3 = 0.$$

Система уравнений, позволяющая определить неизвестные константы, представлена в виде

$$\begin{vmatrix} \operatorname{sh} \alpha b & \operatorname{ch} \alpha b & 0 \\ \operatorname{ch} \alpha b & \operatorname{sh} \alpha b & 1 \\ \operatorname{ch} \alpha b_1 & \operatorname{sh} \alpha b_1 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ \delta_{1M} \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (2.4)$$

Решение этой системы уравнений дает значения постоянных интегрирования

$$c_1 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & \operatorname{ch} \alpha b & 0 \\ \delta_{1M} & \operatorname{sh} \alpha b & 1 \\ 0 & \operatorname{sh} \alpha b_1 & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \operatorname{sh} \alpha b & \operatorname{ch} \alpha b & 0 \\ \operatorname{ch} \alpha b & \operatorname{sh} \alpha b & 1 \\ \operatorname{ch} \alpha b_1 & \operatorname{sh} \alpha b_1 & 1 \end{vmatrix}} = \frac{-\delta_{1M} \operatorname{ch} \alpha b}{\operatorname{ch} \alpha (b_1 - b) - 1};$$

$$c_2 = \frac{\begin{vmatrix} \operatorname{sh} \alpha b & 0 & 0 \\ \operatorname{ch} \alpha b & \delta_{1M} & 1 \\ \operatorname{ch} \alpha b_1 & 0 & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \operatorname{sh} \alpha b & \operatorname{ch} \alpha b & 0 \\ \operatorname{ch} \alpha b & \operatorname{sh} \alpha b & 1 \\ \operatorname{ch} \alpha b_1 & \operatorname{sh} \alpha b_1 & 1 \end{vmatrix}} = \frac{\delta_{1M} \operatorname{sh} \alpha b}{\operatorname{ch} \alpha (b_1 - b) - 1};$$

$$c_3 = \frac{\begin{vmatrix} \operatorname{sh} \alpha b & \operatorname{ch} \alpha b & 0 \\ \operatorname{ch} \alpha b & \operatorname{sh} \alpha b \delta_{1M} & \delta_{1M} \\ \operatorname{ch} \alpha b_1 & \operatorname{ch} \alpha b_1 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \operatorname{sh} \alpha b & \operatorname{ch} \alpha b & 0 \\ \operatorname{ch} \alpha b & \operatorname{sh} \alpha b & 1 \\ \operatorname{ch} \alpha b_1 & \operatorname{sh} \alpha b_1 & 1 \end{vmatrix}} = \frac{\delta_{1M} \operatorname{ch} \alpha (b_1 - b)}{\operatorname{ch} \alpha (b_1 - b) - 1}.$$

Составляющие плотности тока в однородной среде, эквивалентной лобовым частям обмотки индуктора, выражаются после ряда несложных упрощений следующими соотношениями

$$\delta_{x2} = \frac{-\delta_{1.m} \cdot \text{sh}\alpha(y-b)}{\text{ch}\alpha(b_1-b)-1} \cos(\alpha x - \omega t); \quad (2.5)$$

$$\delta_{y2} = \frac{\delta_{1.m} \cdot [\text{ch}\alpha(b_1-b) - \text{sh}\alpha(y-b)]}{\text{ch}\alpha(b_1-b)-1} \sin(\alpha x - \omega t). \quad (2.6)$$

Путём прямой подстановки нетрудно убедиться, что полученные выражения для плотности тока удовлетворяют условиям непрерывности линии тока, поскольку

$$\frac{\partial \delta_x}{\partial x} = \frac{\alpha \delta_{1.m} \text{sh}\alpha(y-b)}{\text{ch}\alpha(b_1-b)-1} \sin(\alpha x - \omega t); \quad (2.6)$$

$$\frac{\partial \delta_y}{\partial y} = \frac{-\alpha \delta_{1.m} \text{sh}\alpha(y-b)}{\text{ch}\alpha(b_1-b)-1} \sin(\alpha x - \omega t). \quad (2.7)$$

Достоверность выражений (2.5) и (2.6) подтверждается путём определения интегральных значений токов в отдельных областях модели обмотки индуктора в соответствии с рис. 2.1 и рис. 2.2.

Ток, протекающий в срединной части индуктора в пределах половины полюсного деления, перпендикулярно направлению движения

$$I = \int_0^{\tau/2} \delta_{y2} d_1 dx = \delta_{1.m} d_1 \int_0^{\tau/2} \sin \alpha x dx = \frac{\delta_{1.m} \cdot \tau \cdot d_1}{\pi}, \quad (2.9)$$

где τ – полюсное деление индуктора ЛАД;

d_1 – толщина обмоточного слоя;

$t = 0$.

Ток, протекающий в лобовой части обмотки индуктора параллельно направлению движения

$$I = \int_b^{b_1} \delta_{x_2} d_1 dy = \delta_{1,m} d_1 \int_b^{b_1} \frac{-\operatorname{sh}\alpha(y-b)}{\operatorname{ch}\alpha(b_1-b)-1} dy = \frac{-\delta_{1,m} \cdot \tau \cdot d_1}{\pi}, \quad (2.10)$$

где $\alpha x - \omega t = 0$.

Токи эти по величине, как и следовало ожидать, оказались одинаковыми, а их направления определяется типом обмотки индуктора.

Полученные в работе соотношения позволяют более точно рассчитывать величину тягового усилия ЛАД для высокоскоростного транспорта, т. к. появилась возможность учёта дополнительных тяговых и тормозных усилий, возникающих при взаимодействии токов лобовых частей с токами в электропроводящей части вторичного элемента. Иной подход изложен в [199].

2.2 Линейный асинхронный двигатель с поперечным магнитным потоком

В первом параграфе установлены соотношения для расчёта плотностей тока индуктора линейного асинхронного двигателя с продольным магнитным потоком. Для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта наиболее перспективны ЛАД с поперечным магнитным потоком (ЛАДПП), т.е. тяговые двигатели, у которых силовые линии магнитного поля замыкаются в направлении, поперечном направлению перемещения экипажа.

Линейный асинхронный двигатель с поперечным магнитным потоком способен развивать скорость порядка 350...500 км/ч при промышленной частоте тока, т.к. длина пути, по которому замыкается магнитный поток, не зависит от величины полюсного деления индуктора. Упрощённая конструктивная схема ЛАДПП представлена на рис. 2.3.

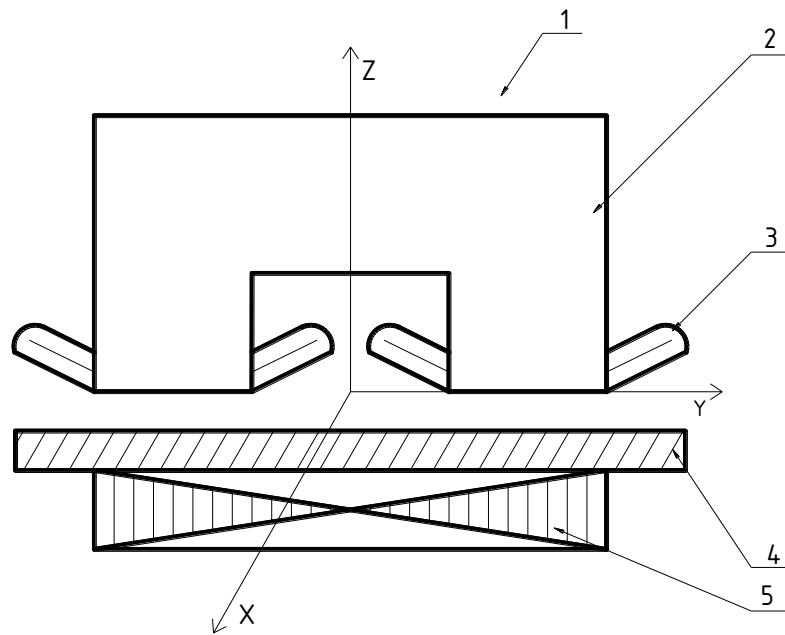


Рис. 2.3. Поперечное сечение индуктора ЛАД с поперечным магнитным потоком:

- 1 – индуктор; 2 – сердечник индуктора; 3 – обмотка индуктора;
 4 – электропроводящая часть вторичного элемента;
 5 – сердечник вторичного элемента

Схема расположения токовых зон индуктора ЛАДПП) показана на рис. 2.4.

Рассмотрим наиболее общий случай, при котором (рис. 2.4)

$$b_{1u} \neq b_{3u} - b_{2u} .$$

Общее выражение плотностей токов в лобовых частях обмотки как во внешней, так и в срединной её части представим в виде, аналогичном двигателю с продольным магнитным потоком

$$\delta_x = (c_1 \operatorname{sh} \alpha y + c_2 \operatorname{ch} \alpha y) \cos(\alpha x - \omega t) ;$$

$$\delta_y = (c_1 \operatorname{ch} \alpha y + c_2 \operatorname{sh} \alpha y + c_3) \sin(\alpha x - \omega t) . \quad (2.11)$$

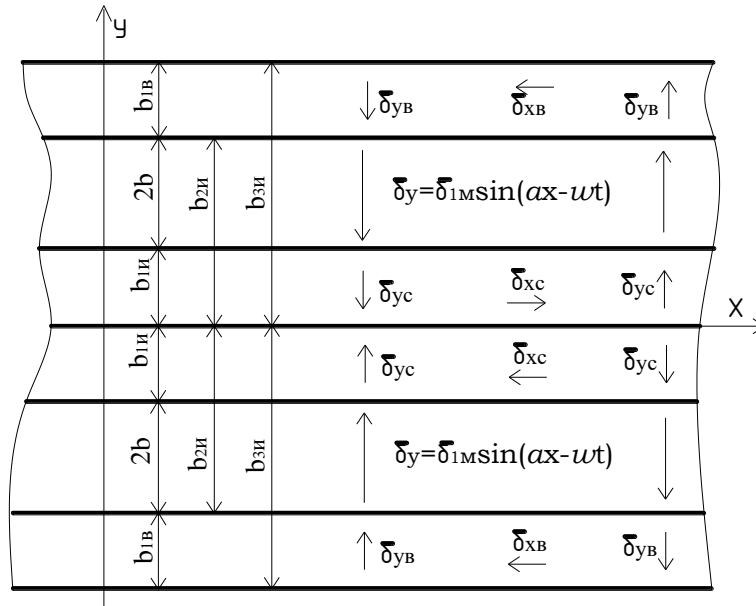


Рис. 2.4. Схема расположения токовых зон индуктора линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком:

$2b$ – ширина рабочей зоны индуктора; $2b_{3И}$ – ширина индуктора;

$2b_{1Л}$ – ширина лобовой части

Рассмотрим срединную часть двигателя, характеризуемую размером $b_{1л}$. Выполнение граничных условий $\delta_{y|y=0} = 0$, $\delta_{x|y=b_1} = 0$, $\delta_{y|y=b_1} = \delta_{1М} \sin(ax - \omega t)$ приводит к следующей системе уравнений:

$$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 \\ shab_{1л} & chab_{1л} & 0 \\ chab_{1л} & shab_{1л} & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \delta_{1М} \end{vmatrix}. \quad (2.12)$$

Решая систему уравнений (2.12), находим значения постоянных интегрирования для срединной зоны индуктора ЛАД:

$$c_1 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & chab_{1л} & 0 \\ \delta_{1М} & shab_{1л} & 1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 \\ shab_{1л} & chab_{1л} & 0 \\ chab_{1л} & shab_{1л} & 1 \end{vmatrix}} = \frac{-\delta_{1М} chab_{1л}}{chab_{1л} - 1};$$

$$c_2 = \frac{\delta_{1,m} \operatorname{sh} \alpha b_{1u}}{\operatorname{ch} \alpha b_{1u} - 1};$$

$$c_3 = \frac{\delta_{1,m} \operatorname{ch} \alpha b_{1u}}{\operatorname{ch} \alpha b_{1u} - 1}.$$

Распределение плотностей тока в срединной лобовой части распределённой обмотки индуктора линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком аналитически может быть представлено в виде двух компонент плотности тока, протекающего в сплошной проводящей среде, по своим размерам равной срединной лобовой части обмотки [27].

$$\begin{aligned} \delta_{xc} &= \frac{-\delta_{1,m} \operatorname{sh} \alpha (y - b_{1u})}{\operatorname{ch} \alpha b_{1u} - 1} \cdot \cos(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{yc} &= \frac{\delta_{1,m} [\operatorname{ch} \alpha b_{1u} - \operatorname{ch} \alpha (b_{1u} - y)]}{\operatorname{ch} \alpha b_{1u} - 1} \cdot \sin(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \quad (2.13)$$

Во внешней лобовой части для плотностей тока обмотки имеют место следующие граничные условия $\delta_{yb_{3u}} = 0$, $\delta_{x|y=b_{2u}} = 0$,

$$\delta_{y|y=b_{2u}} = \delta_{1,m} \sin(\alpha x - \omega t),$$

необходимые для определения постоянных c_1, c_2, c_3 при решении (2.11).

При этом получаем систему уравнений, определяющих неизвестные постоянные c_1, c_2, c_3 :

$$\begin{vmatrix} \operatorname{ch} \alpha b_{2u} & \operatorname{sh} \alpha b_{2u} & 1 \\ \operatorname{ch} \alpha b_{1u} & \operatorname{sh} \alpha b_{2u} & 1 \\ \operatorname{sh} \alpha b_{2u} & \operatorname{ch} \alpha b_{2u} & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ \delta_{1,m} \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (2.14)$$

Решение системы уравнений (2.14) имеет вид:

$$c_1 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & \operatorname{sh}\alpha b_{3u} & 1 \\ \delta_{1M} & \operatorname{ch}\alpha b_{2u} & 1 \\ 0 & \operatorname{sh}\alpha b_{2u} & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \operatorname{ch}\alpha b_{3u} & \operatorname{sh}\alpha b_{3u} & 1 \\ \operatorname{ch}\alpha b_{2u} & \operatorname{sh}\alpha b_{2u} & 0 \\ \operatorname{sh}\alpha b_{2u} & \operatorname{ch}\alpha b_{2u} & 1 \end{vmatrix}} = \frac{-\delta_{1M} \operatorname{ch}\alpha b_{2u}}{\operatorname{ch}\alpha(b_{3u} - b_{2u}) - 1};$$

$$c_2 = \frac{\delta_{1M} \operatorname{sh}\alpha b_{2u}}{\operatorname{ch}\alpha(b_{1u} - b_{2u}) - 1};$$

$$c_3 = \frac{\delta_{1M} \operatorname{ch}\alpha(b_{3u} - b_{2u})}{\operatorname{ch}\alpha(b_{3u} - b_{2u}) - 1}.$$

Таким образом, внешние лобовые части распределённой обмотки индуктора могут быть смоделированы сплошной средой с теми же геометрическими размерами и циркулирующими в ней токами, плотность которых аналитически представляется в виде двух компонент по осям «х» – δ_{xb} и «у» – δ_{yb}

$$\begin{cases} \delta_{xb} = \frac{-\delta_{1M} \cdot \operatorname{sh}\alpha(y - b_{2u})}{\operatorname{ch}\alpha(b_{3u} - b_{2u}) - 1} \cdot \cos(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{yb} = \frac{\delta_{1M} [\operatorname{ch}\alpha(b_{3u} - b_{2u}) - \operatorname{ch}\alpha(y - b_{2u})]}{\operatorname{ch}\alpha(b_{3u} - b_{2u}) - 1}. \end{cases} \quad (2.15)$$

На практике, как правило, лобовые части обмотки линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком выполняются одинаковыми как в срединной, так и во внешней областях. В связи с этим приведённых выше выражениях для плотностей токов следует положить

$$b_{3u} - b_{2u} = b_{1u}.$$

При этом расчетные формулы становятся практически одинаковыми, различия между ними в этом случае определяется лишь разным расположением этих областей относительно осей координат

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_{xb} = \frac{-\delta_{1m} \cdot \operatorname{sh}\alpha(y - b_{2u})}{\operatorname{ch}\alpha b_{1u} - 1} \cdot \cos(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{yb} = \frac{\delta_{1m} [\operatorname{ch}\alpha(b_{3u} - b_{2u}) - \operatorname{ch}\alpha(y - b_{2u})]}{\operatorname{ch}\alpha b_{1u} - 1}. \end{array} \right. \quad (2.16)$$

Математическая модель для определения плотности тока индуктора ЛАД с поперечным магнитным потоком составлена таким образом, что, задавая размеры индуктора, например, его полюсное деление « τ » и вылет лобовых частей, можно получить общепринятую модель распределения плотности тока в лобовых частях обмотки. Приняв, например, относительное значение вылета лобовых частей

$$\frac{b_{1l}}{\tau} = 0,5.$$

Рассчитаем величины плотности тока в индукторе линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком. Расчет для общности результатов выполним в относительных единицах. Расчётные формулы для плотностей токов получаем в виде:

$$\delta_{xc}^* = \frac{\operatorname{sh} \frac{\pi}{2} (1 - y^*)}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{2} - 1} \cdot \cos \pi x^* ;$$

$$\delta_{yc}^* = \frac{\operatorname{ch} \frac{\pi}{2} - \operatorname{ch} \frac{\pi}{2} (1 - y^*)}{\operatorname{ch} \frac{\pi}{2} - 1} \cdot \sin \pi x^* ,$$

где $\delta_{xc}^* = \frac{\delta_{xc}}{\delta_{1m}}$; $\delta_{yc}^* = \frac{\delta_{yc}}{\delta_{1m}}$; $x^* = \frac{x}{\tau}$; $y^* = \frac{y}{b_{1l}}$.

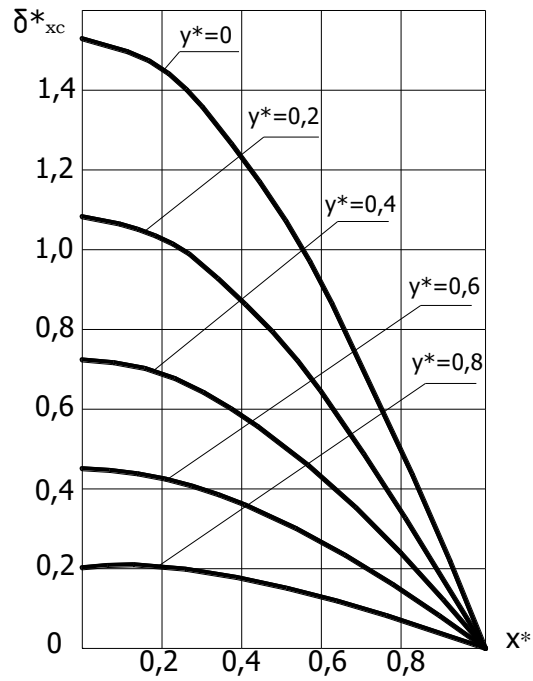


Рис. 2.5. Распределение плотностей токов в индукторе ЛАДПП

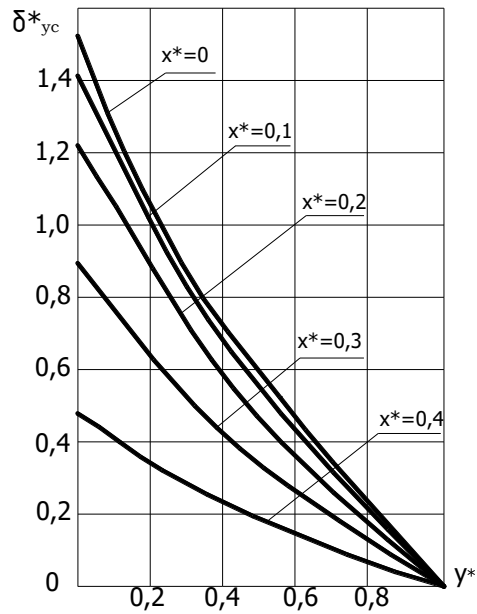


Рис. 2.6. Распределение плотностей токов в индукторе ЛАДПП

Расчет выполнен для срединной части ЛАД с поперечным магнитным потоком (ЛАДПП), результаты представлены в таблицах 2.1 – 2.3 и графически (рис. 2.5 и рис. 2.6). Значения плотности тока во внешних лобовых частях определяется с учетом того, что обычно $b_{1Л} = b_{1И}$. Тогда формулы для их расчета становятся практически такими же (2.16) и значение плотности тока во внешних лобовых частях обмотки индуктора будут определены на основе симметрии [210, 223, 253, 260].

Таблица 2.1

Относительные значения y -составляющей плотности тока
в лобовой срединной части обмотки индуктора ЛАДПП

x^* \ y^*	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
0	0	0	0	0	0	0
0,1	0	0,12	0,198	0,259	0,297	0,309
0,2	0	0,213	0,377	0,493	0,564	0,588
0,3	0	0,293	0,519	0,679	0,777	0,809
0,4	0	0,344	0,610	0,798	0,913	0,951
0,5	0	0,362	0,642	0,839	0,960	1,000

Таблица 2.2

Относительные значения x -составляющей плотности тока
в лобовой срединной части обмотки индуктора ЛАДПП

x^* \ y^*	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
0	1,525	1,075	0,720	0,446	0,212	0
0,1	1,450	1,022	0,685	0,424	0,202	0
0,2	1,234	0,870	0,582	0,361	0,172	0
0,3	0,897	0,630	0,423	0,262	0,125	0
0,4	0,471	0,332	0,222	0,138	0,066	0
0,5	0	0	0	0	0	0

Таблица 2.3

Относительные значения плотности тока
в лобовой срединной части обмотки индуктора ЛАДПП

x^* \ y^*	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
0	1,525	1,075	0,720	0,446	0,212	0
0,1	1,450	1,076	0,712	0,496	0,353	0,309
0,2	1,234	0,895	0,693	0,612	0,591	0,583
0,3	0,897	0,694	0,685	0,727	0,786	0,809
0,4	0,471	0,473	0,646	0,809	0,913	0,951
0,5	0	0,362	0,642	0,839	0,960	0,00

Анализ реализации математических моделей распределения плотности тока в лобовых частях обмотки индукторов ЛАД с продольным и поперечным магнитным потоком позволяет сделать выводы:

1. Учет составляющих плотности тока в лобовых частях линейных асинхронных двигателей с продольным магнитным потоком позволяет повысить точность расчета тягового усилия и энергетических характеристик линейных машин.

2. Составляющая плотности тока в лобовых частях обмотки индуктора ЛАД с поперечным магнитным потоком по оси «у» возрастает с уменьшением полюсного деления (при увеличении x^*). Выполненные расчёты показали, что если $x^* = 1$, то: $\delta_{yc}^* = 1$ при $y^* = 1$ и $\delta_{yc}^* = 0,35$ при $y^* = 0,2$.

3. Составляющая плотности тока лобовых частей обмотки индуктора ЛАД с поперечным магнитным потоком по оси «у» увеличивается при возрастании длины вылета лобовых частей. Причём максимальное свое значение она имеет при меньшем значении полюсного деления, так если $y^* = 1$, то: $\delta_y^* = 0,97$ при $x^* = 0,5$ и $\delta_y^* = 0,32$ при $x^* = 0,1$.

4. Составляющая плотности тока в лобовых частях обмотки индуктора линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком по оси «х» δ_x^* уменьшается при уменьшении величины полюсного деления. Наибольшее значение δ_x^* приобретает в центре сердечника индуктора (в начале координат): $\delta_x^* = 1,52$ при $y^* = 0$ и $\delta_x^* = 0,2$ при $y^* = 0,8$.

5. Составляющая плотности тока в лобовых частях обмотки индуктора ЛАД с поперечным магнитным потоком снижается при уменьшении длины вылета лобовых частей (увеличения y^*). Максимальное значение δ_{xc}^* имеет при $y^* = 0$. Расчеты показали, что:

$$\delta_{xc}^* = 1,54 \text{ при } y^* = 0 \text{ и } x^* = 0; \delta_{xc}^* = 0,48 \text{ при } y^* = 0 \text{ и } x^* = 0,4.$$

6. Токи в лобовых частях обмотки индуктора создают бегущие магнитные поля, взаимодействующие с токами во вторичном элементе, ими индуцированными. При взаимодействии магнитных потоков, созданных y -составляющими токов в лобовых частях с токами вторичного элемента создаются дополнительные тяговые усилия ЛАД. В результате взаимодействия магнитных потоков, созданных x -составляющими токов в лобовых частях обмотки индуктора ЛАД с поперечным магнитным потоком с токами вторичного элемента создаются дополнительные усилия магнитного подвеса. Так, если при проектировании линейного асинхронного двигателя для системы магнитно-левитационного транспорта следует увеличить тяговое усилие, то нужно увеличить длину вылета лобовых частей, а для увеличения усилия магнитного подвеса в собственном магнитном поле следует уменьшать длину вылета лобовых частей.

7. Выполненные исследования использованы при разработке основ теории тяговых приводов на основе линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком для высокоскоростного магнитно-левитационного транспорта.

3 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКОВ ВО ВТОРИЧНОМ ЭЛЕМЕНТЕ ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПРОДОЛЬНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ МАГНИТО- ЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА

3.1 Постановка задачи и составление уравнений

Необходимость расчета токов во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя диктуется тем, что их величина и направление определяют тяговые усилия двигателя, степень нагрева вторичного элемента и возникающие поперечные усилия. Приводимые в [24] выражения для плотностей токов вторичного элемента не учитывают влияния магнитного поля индуктора за его пределами в поперечных зонах вторичного элемента. Как показано в работах А.И. Вольдека [23], магнитная индукция в этих зонах изменяется по экспоненциальному закону. Воспользовавшись этими соотношениями, получим выражения для плотностей токов вторичного элемента с учетом влияния указанных выше полей индуктора.

С учетом симметрии двигателя представим его в виде двух зон (рис. 3.1), как это сделано в [24]. Величину магнитной индукции в зоне 1, находящейся непосредственно под индуктором, примем неизменной в направлении оси «у», перпендикулярной направлению движения. Выражение для магнитной индукции в этой зоне может быть представлено следующим образом

$$B_{z1} = -B_M \cos(\alpha x - \omega t). \quad (3.1)$$

Величина магнитной индукции в зоне 2, с учетом вышеизложенного, может быть представлена следующим выражением

$$B_{z2} = -B_M e^{\frac{b-y}{\Delta}} \cdot \cos(\alpha x - \omega t), \quad (3.2)$$

где Δ – величина немагнитного зазора.

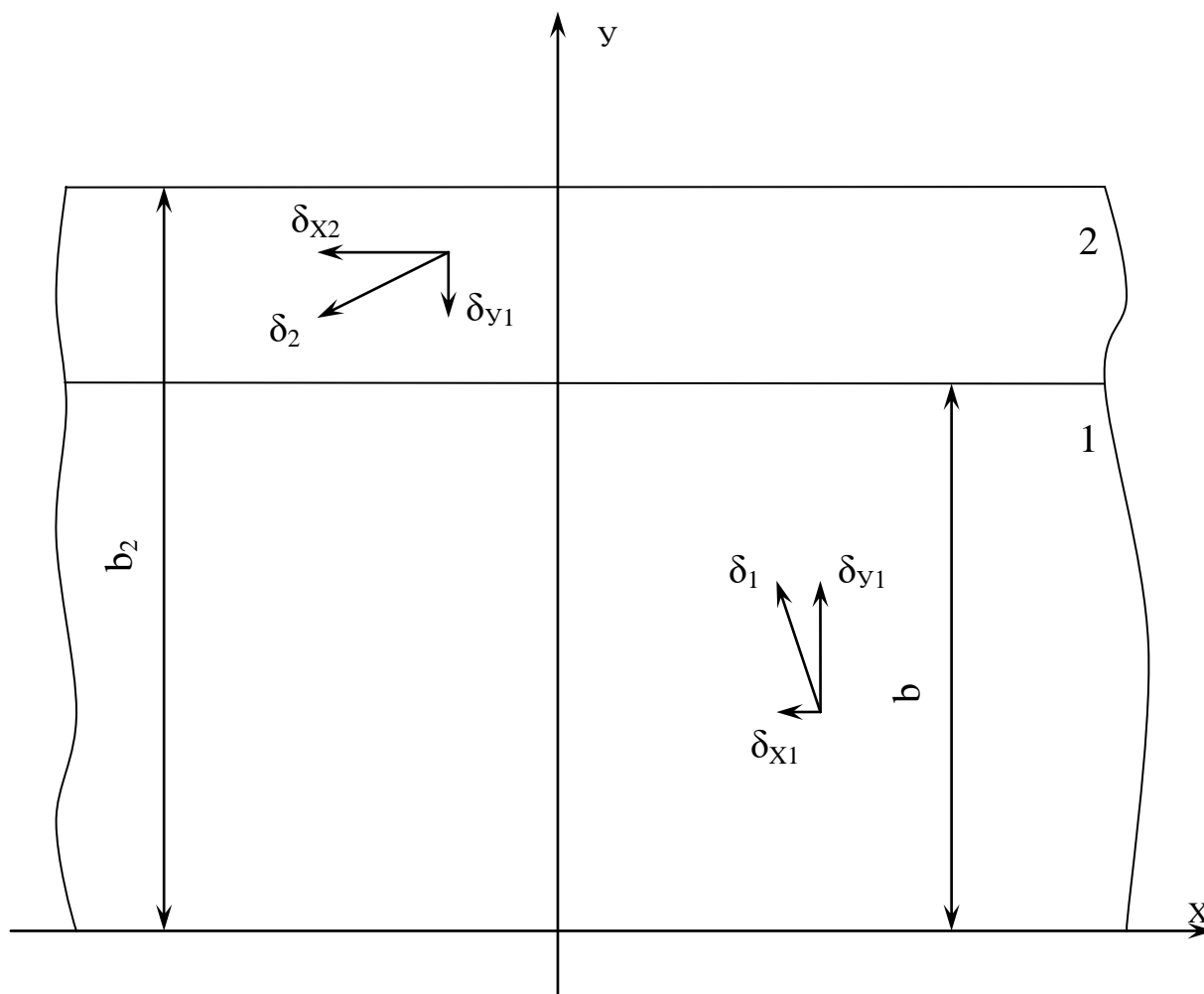


Рис. 3.1. Векторы плотностей токов во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя с продольным потоком:

b – полуширина индуктора; b_2 – полуширина вторичного элемента

Предполагая, что магнитная индукция имеет лишь составляющие, перпендикулярные плоскости вторичного элемента, расчет распределения плотности тока во вторичном элементе проводим при помощи уравнений Максвелла:

$$\text{rot} \bar{\delta} = -\gamma \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \quad (3.3)$$

$$\text{div} \bar{\delta} = 0, \quad (3.4)$$

где γ – электропроводность вторичного элемента.

Эти уравнения применяем для каждой из областей. В области 1 после подстановки выражения для магнитной индукции в уравнения Максвелла и представления ротации и дивергенции в осях двумерной системы координат, получим следующие уравнения для составляющих плотности тока во вторичном элементе

$$\begin{aligned} \frac{\partial \delta_{y1}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{x1}}{\partial y} &= -\gamma \omega B_M \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial \delta_{x1}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y1}}{\partial y} &= 0. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Дифференцируя первое уравнение системы (3.5) по «у», а второе – по «х» и, вычитая из второго первое, получим выражение для x -составляющей плотности тока в области 1 вторичного элемента

$$\frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial y^2} = 0. \quad (3.6)$$

Аналогично получено уравнение для y -составляющей в области 1 вторичного элемента

$$\frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial y^2} = \alpha \gamma \omega B_M \cos(\alpha x - \omega t). \quad (3.7)$$

Система уравнений Максвелла применительно к области 2 вторичного элемента имеет следующий вид

$$\begin{aligned} \frac{\partial \delta_{y2}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{x2}}{\partial y} &= \omega \gamma B_M e^{\frac{b-y}{\Delta}} \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial \delta_{x2}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y2}}{\partial y} &= 0. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Выполняя преобразования, подобные тем, которые были выполнены для области 1, получим уравнения для соответствующих составляющих плотности тока области 2 вторичного элемента

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \delta_{x2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x2}}{\partial y^2} &= \frac{\omega \gamma B_M}{\Delta} e^{\frac{b-y}{\Delta}} \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial^2 \delta_{y2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y2}}{\partial y^2} &= \alpha \omega \gamma B_M e^{\frac{b-y}{\Delta}} \cdot \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \quad (3.9)$$

Итак, получены четыре уравнения, определяющие распределение плотности тока во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя с продольным замыканием магнитного потока

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial y^2} &= 0; \\ \frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial y^2} &= \alpha \gamma \omega B_M \cos(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial^2 \delta_{x2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x2}}{\partial y^2} &= \frac{\omega \gamma B_M}{\Delta} e^{\frac{b-y}{\Delta}} \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial^2 \delta_{y2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y2}}{\partial y^2} &= \alpha \omega \gamma B_M e^{\frac{b-y}{\Delta}} \cdot \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \quad (3.10)$$

3.2 Решение дифференциальных уравнений плотностей тока во вторичном элементе

Решение системы уравнений (3.10) получается путем использования круговых и гиперболических тригонометрических функций, как это обычно производится при использовании метода разделения переменных для уравнений в частных производных, с последующим учетом краевых условий. Общее выражение для составляющей плотности тока по оси «x» в области 1 имеет вид

$$\delta_{x1} = A_{1n} \operatorname{sh} \alpha y (\alpha x - \omega t). \quad (3.11)$$

Прямой подстановкой в первое уравнение системы (3.10) легко убедиться в правильности этого частного решения уравнения.

Общее выражение для y-составляющей плотности тока в области 1 вторичного элемента представляется в виде

$$\delta_{y2} = (A_{2n} \operatorname{ch} \alpha y - c_5) \cos(\alpha x - \omega t). \quad (3.12)$$

Подставляя это выражение во второе уравнение системы (3.10), находим значение неизвестной постоянной величины

$$c_5 = \frac{\omega \gamma B_m}{\alpha}, \quad (3.13)$$

где γ – электропроводность вторичного элемента;

B_m – амплитудное значение магнитной индукции;

ω – угловая частота.

Составляющая плотности тока по оси «x» в области 2 в общем виде может быть представлена следующим образом

$$\delta_{x2} = [A_{3n} \operatorname{ch} \alpha (y + \beta) + c_6 e^{\frac{b-y}{\Delta}}] \sin(\alpha x - \omega t). \quad (3.14)$$

Подставляя значение δ_{x2} из (3.14) в третье уравнение системы (3.10), находим значение неизвестной постоянной интегрирования

$$c_6 = \frac{\omega \gamma B_m \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2}, \quad (3.15)$$

где Δ – величина немагнитного зазора.

Для y -составляющей плотности тока в области 2 вторичного элемента получено следующее выражение

$$\delta_{y2} = [A_{4n} sh(y + \beta) + c_7 e^{\frac{b-y}{\Delta}}] \cos(\alpha x - \omega t). \quad (3.16)$$

Путем подстановки этого выражения в четвертое уравнение системы (3.10) получаем значение неизвестной постоянной

$$c_7 = \frac{\omega \gamma B_m \alpha \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2}. \quad (3.17)$$

Итак, система уравнений (3.10) имеет следующие решения, которые содержат ряд неизвестных, подлежащих определению из других дополнительных условий

$$\begin{aligned} \delta_{x1} &= A_{1n} sh \alpha y (\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y1} &= (A_{2n} ch \alpha y - c_5) \cos(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{x2} &= [A_{3n} ch \alpha (y + \beta) + c_6 e^{\frac{b-y}{\Delta}}] \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y2} &= [A_{4n} sh(y + \beta) + c_7 e^{\frac{b-y}{\Delta}}] \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \quad (3.18)$$

Величина β введена в выражения для плотности токов вторичного элемента в области 2 с тем, чтобы стало возможным выполнение граничного усло-

вия, согласно которому y -компонента плотности тока во вторичном элементе равна нулю при $y = b_2$. В противном случае эта сторона данного явления не нашла бы отражения в полученных уравнениях, а математически это привело бы к тому, что имелось бы условий больше, чем неизвестных, подлежащих определению с помощью этих условий. Введенная величина β подлежит определению в последующем так же, как и величины A_1, A_2, A_3, A_4 . Всего для их определения необходимо иметь пять уравнений.

Отсутствие источников питания во вторичной части приводит для области 1 к следующему соотношению

$$\frac{\partial \delta_{x1}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y1}}{\partial y} = 0. \quad (3.19)$$

После подстановки значений плотности тока области 1 вторичного элемента в уравнение (3.19) и выполнения элементарных операций, получаем первое из искомых уравнений

$$A_{1n} = -A_{2n}. \quad (3.20)$$

Аналогичное соотношение выполняется и для области 2 вторичного элемента

$$\frac{\partial \delta_{x2}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y2}}{\partial y} = 0. \quad (3.21)$$

После ряда элементарных преобразований получим второе уравнение для определения неизвестных постоянных

$$A_{3n} = -A_{4n}. \quad (3.22)$$

Каждая из составляющих плотности тока сохраняет свое значение при переходе из области 1 в область 2. Применительно к x -составляющей плотности тока выполнение этого требования приводит к следующему соотношению, ко-

торое и является третьим уравнением системы $\left(\delta_{x1/y=b} = \delta_{x2/y=b} \right)$

$$A_{1n} sh \alpha b = A_{3n} ch \alpha (b + \beta) + \frac{\omega \gamma B_M \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2}. \quad (3.23)$$

Равенство y -составляющих плотности тока областей 1 и 2 на их границе дает четвертое уравнение $\left(\delta_{y1/y=b} = \delta_{y2/y=b} \right)$

$$A_{4n} sh \alpha (b + \beta) + \frac{\omega \gamma B_M \alpha \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} = A_{2n} ch \alpha b - \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha}. \quad (3.24)$$

Пятое уравнение получается из условия $\delta_{y2/y=b} = 0$

$$A_{4n} sh \alpha (b_2 + \beta) + \frac{\omega \gamma B_M \alpha \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} e^{\frac{b-b_2}{\Delta}} = 0. \quad (3.25)$$

Итак, система из пяти уравнений для определения пяти неизвестных постоянных интегрирования сводится к трем уравнениям с тремя неизвестными путем учета соотношений (3.20) и (3.22)

$$\begin{aligned} A_{1n} sh \alpha b + A_{4n} ch \alpha (b + \beta) &= \frac{\omega \gamma B_M \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2}; \\ A_{1n} ch \alpha b + A_{4n} sh \alpha (b + \beta) &= -\frac{\omega \gamma B_M}{\alpha (1 - \alpha^2 \Delta^2)}; \\ A_{4n} sh \alpha (b_2 + \beta) + \frac{\omega \gamma B_M \alpha \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} e^{\frac{b-b_2}{\Delta}} &= 0. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Решение системы уравнений (3.26) выполняется в три приема. Во первых, рассматривая первые два уравнения этой системы, определяем из них A_{1n} и A_{4n} , как функции величины β . Умножая первое уравнение на « $ch \alpha b$ », а второе на « $-sh \alpha b$ » и, складывая их, получаем

$$A_{4n}[ch\alpha b \cdot ch\alpha(b+\beta) - sh\alpha b \cdot sh\alpha(b+\beta)] = \frac{\omega\gamma B_M}{1-\alpha^2\Delta^2} (\Delta \cdot ch\alpha b + \frac{1}{\alpha} sh\alpha b).$$

После ряда элементарных преобразований получаем величину амплитуды искомой плотности тока

$$A_{4n} = \frac{\omega\gamma B_M (\Delta \cdot ch\alpha b + \frac{1}{\alpha} sh\alpha b)}{(1-\alpha^2\Delta^2)ch\alpha b}. \quad (3.27)$$

Во-вторых, умножая первое уравнение на « $sh\alpha(b+\beta)$ », а второе на « $ch\alpha(b+\beta)$ » и, складывая их, будем иметь

$$A_{1n}[sh\alpha b \cdot sh\alpha(b+\beta) - ch\alpha b \cdot ch\alpha(b+\beta)] = \frac{\omega\gamma B_M}{1-\alpha^2\Delta^2} [\Delta \cdot sh\alpha(b+\beta) + \frac{1}{\alpha} ch\alpha(b+\beta)].$$

Отсюда находим вторую неизвестную величину для определения амплитуды плотности тока во вторичном элементе

$$A_{1n} = -\frac{\omega\gamma B_M}{1-\alpha^2\Delta^2} [\Delta \cdot sh\alpha b + \frac{1}{\alpha} ch\alpha b + (\Delta \cdot ch\alpha\beta + \frac{1}{\alpha} sh\alpha b)th\alpha b]. \quad (3.28)$$

Величина β определяется из третьего уравнения системы (3.26) путем подстановки в него значения A_4

$$\frac{\omega\gamma B_M (\Delta \cdot ch\alpha b + \frac{1}{\alpha} sh\alpha b)}{1-\alpha^2\Delta^2} \cdot \frac{sh\alpha(b_2+\beta)}{ch\alpha b} + \frac{\omega\gamma B_M \alpha \Delta^2 e^{\frac{b-b_2}{\Delta}}}{1-\alpha^2\Delta^2} = 0.$$

Полученное соотношение дает возможность определить искомую величину β путем последовательных преобразований

$$th\alpha\beta = -th\alpha b_2 - \frac{\alpha \Delta^2 \exp \frac{b-b_2}{\Delta}}{ch\alpha b_2 (\Delta ch\alpha b + \frac{1}{\alpha} sh\alpha b)}; \quad (3.29)$$

$$\beta = \frac{1}{\alpha} \operatorname{arth} \left[-\operatorname{th}\alpha b_2 - \frac{\alpha \Delta^2 \exp \frac{b-b_2}{\Delta}}{\operatorname{ch}\alpha b_2 (\Delta \cdot \operatorname{ch}\alpha b + \frac{1}{\alpha} \operatorname{sh}\alpha b)} \right]. \quad (3.30)$$

При практической реализации математического моделирования, как правило, нет необходимости исключать из рассмотрения β путем подстановки её значения в выражение для A_{1n} и A_{4n} . Значительно проще предварительно вычислять вспомогательную величину β , а затем её значение подставлять в другие соотношения.

Итак, имеем систему уравнений, определяющую плотности тока во вторичном элементе ЛАД

$$\begin{aligned} \delta_{x1} = & -\frac{\omega \gamma B_M}{1 - \alpha^2 \Delta^2} \left[\Delta \cdot \operatorname{sh}\alpha b + \frac{1}{\alpha} \operatorname{ch}\alpha b + (\Delta \cdot \operatorname{ch}\alpha \beta + \frac{1}{\alpha} \operatorname{sh}\alpha b) \operatorname{th}\alpha b \right] \times \\ & \times \operatorname{sh}\alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \delta_{y1} = & \frac{\omega \gamma B_M}{1 - \alpha^2 \Delta^2} \left\{ \left[\Delta \cdot \operatorname{sh}\alpha b + \frac{1}{\alpha} \operatorname{ch}\alpha b + (\Delta \cdot \operatorname{ch}\alpha \beta + \frac{1}{\alpha} \operatorname{sh}\alpha b) \operatorname{th}\alpha b \right] \times \right. \\ & \left. \times \operatorname{ch}\alpha y - \frac{1 - \alpha^2 \Delta^2}{\alpha} \right\} \cdot \cos(\alpha x - \omega t); \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} \delta_{x2} = & -\frac{\omega \gamma B_M}{1 - \alpha^2 \Delta^2} \left[(\Delta \cdot \operatorname{ch}\alpha b + \frac{1}{\alpha} \operatorname{sh}\alpha b) \frac{\operatorname{ch}\alpha(y + \beta)}{\operatorname{ch}\alpha \beta} - \Delta e^{\frac{b-y}{\Delta}} \right] \times \\ & \times \sin(\alpha x - \omega t); \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} \delta_{y2} = & \frac{\omega \gamma B_M}{1 - \alpha^2 \Delta^2} \left[(\Delta \cdot \operatorname{ch}\alpha b + \frac{1}{\alpha} \operatorname{sh}\alpha b) \frac{\operatorname{sh}\alpha(y + \beta)}{\operatorname{ch}\alpha \beta} + \alpha \Delta^2 e^{\frac{b-y}{\Delta}} \right] \times \\ & \times \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \quad (3.34)$$

3.3 Анализ полученных расчетных соотношений

При необходимости произвести сопоставление полученных выражений для плотности тока во вторичном элементе с аналогичными, имеющимися в литературе [24], следует формулы (3.31), (3.32), (3.33) и (3.34) преобразовать, например, следующим образом. В каждое из этих выражений подставить значение β из (3.30) подставляя величину β в (3.32) и после упрощений получим

$$\delta_{y1} = \frac{\omega\gamma B_M}{1 - \alpha^2 \Delta^2} \left\{ \left[\Delta \cdot sh\alpha b + \frac{1}{\alpha} ch\alpha b + (\Delta \cdot ch\alpha\beta + \frac{1}{\alpha} sh\alpha b)(-th\alpha b_2 - \frac{\alpha\Delta^2}{ch\alpha b_2} \exp \frac{b-b_2}{\Delta}) \right] ch\alpha y - \frac{1 - \alpha^2 \Delta^2}{\alpha} \right\} \cos(\alpha x - \omega t) = \frac{\omega\gamma B_M}{1 - \alpha^2 \Delta^2} \left\{ \left[\frac{1}{\alpha} \frac{ch\alpha(b_2 - b)}{ch\alpha b_2} - \frac{\Delta \cdot sh\alpha(b_2 - b) + \alpha\Delta^2 \exp \frac{b-b_2}{\Delta}}{ch\alpha b_2} \right] ch\alpha y - \frac{1 - \alpha^2 \Delta^2}{\alpha} \right\} \cos(\alpha x - \omega t).$$

Аналогичное выражение для y -составляющей плотности тока, приводимое в [24] профессором П. К. Будигом, представим следующим образом

$$\delta_{y1B} = \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \left[\frac{ch\alpha y}{(1 + th\alpha(b_2 - b) \cdot th\alpha b) ch\alpha b} - 1 \right] \cdot \cos(\alpha x - \omega t) = \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \left[\frac{ch\alpha(b_2 - b)}{ch\alpha b} ch\alpha y - 1 \right] \cos(\alpha x - \omega t).$$

Таким образом, становится возможным сравнение расчетных формул, определяющих y -компоненту плотности тока в той части вторичного элемента ЛАД, которая расположена непосредственно под индуктором и, главным образом, определяет величину тягового усилия ЛАД

$$\delta_{y1} = \frac{\delta_{y1B}}{1 - \alpha^2 \Delta^2} - \left[\frac{\Delta \cdot sh\alpha(b_2 - b) + \alpha\Delta^2 \exp \frac{b-b_2}{\Delta}}{(1 - \alpha^2 \Delta^2) ch\alpha b_2} ch\alpha y - \frac{1}{1 - \alpha^2 \Delta^2} \alpha\Delta^2 \right] \times$$

$$\times \omega \gamma B_M \cos(\alpha x - \omega t). \quad (3.35)$$

Подобным же образом производим сравнение x -компонент плотности тока вторичного элемента в зоне, расположенной под индуктором

$$\delta_{x1B} = -\omega \gamma B_M \frac{1}{\alpha} \frac{1}{[1 + th\alpha(b_2 - b) \cdot th\alpha b] ch\alpha b} sh\alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t) =$$

$$= -\frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} \frac{ch\alpha(b_2 - b)}{ch\alpha b_2} sh\alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{x1} = \frac{\delta_{x1B}}{1 - \alpha^2 \Delta^2} + \frac{\Delta \cdot sh\alpha(b_2 - b) + \alpha\Delta^2 \exp \frac{b-b_2}{\Delta}}{(1 - \alpha^2 \Delta^2) ch\alpha b_2} sh\alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t). \quad (3.36)$$

Соотношения (3.35) и (3.36) дают возможности оценить погрешности, которые имеют место при пользовании формулами, предложенными профессором П.К. Будигом. Однако, как непосредственно следует из приведенных выражений, определение этих погрешностей из приведенных формул в общем виде достаточно затруднительно. По этой причине значительно более наглядно использование числовых примеров.

Расчеты выполнены для двадцати семи вариантов исполнения линейных асинхронных двигателей. Девять основных вариантов получены путем варьирования полюсного деления, ширины индуктора и ширины вторичного элемента, дополнительные варианты, в составе основных, получаются в результате рассмотрения разных возможных немагнитных зазоров.

Первый вариант расчета предназначен для высокоскоростных двигателей, синхронная скорость 300 м/с при промышленной частоте источника питания. Полюсное деление соответственно составляет $\tau = 3$ м. Ширина индуктора $2b =$

=6 м, или $2b = 3$ м, или $2b = 0,6$ м. Для каждого значения ширины индуктора приняты соразмерные значения ширины вторичного элемента $2b_2 = 7,5$ м, или $2b_2 = 3,75$ м, или $2b_2 = 0,75$ м. Каждый вариант содержит подварианты, получаемые путем варьирования немагнитного зазора в следующих пределах $\Delta = 0,01$ м, или $\Delta = 0,05$ м, или $\Delta = 0,1$ м.

Второй вариант расчета выполнен для двигателей с синхронной скоростью 100 м/с. Полусное деление $\tau = 1$ м. Ширина индуктора $2b = 2$ м, или $2b = 1$ м, или $2b = 0,2$ м. Ширина вторичного элемента $2b_2 = 2,5$ м, или $2b_2 = 1,25$ м, или $2b_2 = 0,25$ м. Значения немагнитного зазора приняты те же, что и в первом варианте.

Третий вариант расчета произведен для сравнительно низкоскоростного двигателя, синхронная скорость которого 10 м/с. Выбраны три значения ширины индуктора $b = 0,1$ м, или $b = 0,05$ м, или $b = 0,01$ м. Соответственно этому принята ширина вторичного элемента $b_2 = 0,125$ м, или $b_2 = 0,0625$ м, или $b_2 = 0,0125$ м. В каждом из трех вариантов рассматриваются подварианты со значениями немагнитного $\Delta = 0,005$ м, или $\Delta = 0,01$ м, или $\Delta = 0,03$ м.

Наряду с этим проведены расчеты по определению плотности тока во вторичном элементе тех же двигателей способом, предложенным профессором П.К. Будигом. Расчетные формулы в этом случае не зависят от немагнитного зазора, т.к. в них не учитывается влияние первичного краевого эффекта. По этой причине число рассмотренных вариантов меньше в три раза, т.е. составляет девять.

Приводимые данные позволяют получить непосредственно в числах расчетные формулы для плотности тока во вторичном элементе, что позволит сопоставить формулы профессора П.К. Будига с предлагаемыми уточнениями. Например, выполним такое сопоставление для наиболее важной компоненты плотности тока δ_{y1} , определяющей величину тягового усилия линейного асинхронного электродвигателя.

Для двигателя с полюсным делением $\tau = 1$ м, шириной индуктора $2b = 2$ м и шириной вторичного элемента $2b_2 = 2,5$ м по методу профессора П.К. Будига получим следующее соотношение

$$\delta_{y1} = \omega y B_M (0,0166 \cdot ch \alpha y - 0,3183) \cos(\alpha x - \omega t).$$

Для этого же варианта исполнения двигателя получим уточненные выражения плотности тока во вторичном элементе в зависимости от немагнитного зазора.

$$\Delta = 0,01 \text{ м}, \delta_{y1} = \omega\gamma B_M (0,0156ch\alpha y - 0,3183) \cos(\alpha x - \omega t);$$

$$\Delta = 0,05 \text{ м}, \delta_{y1} = \omega\gamma B_M (0,0148ch\alpha y - 0,3183) \cos(\alpha x - \omega t);$$

$$\Delta = 0,1 \text{ м}, \delta_{y1} = \omega\gamma B_M (0,0143ch\alpha y - 0,3183) \cos(\alpha x - \omega t).$$

Расчет токов во вторичном элементе второго варианта двигателя, имеющего полюсное деление $\tau = 0,1$ м, ширину индуктора $2b = 0,2$ м, ширину вторичного элемента $2b_2 = 0,25$ м методом профессора П.К. Будига производится по формуле

$$\delta_{y1} = \omega\gamma B_M (0,00166 \cdot ch\alpha y - 0,03183) \cos(\alpha x - \omega t).$$

Уточненные выражения плотности тока для второго варианта имеют следующий вид

$$\Delta = 0,005 \text{ м}, \delta_{y1} = \omega\gamma B_M (0,00158ch\alpha y - 0,03183) \cos(\alpha x - \omega t);$$

$$\Delta = 0,01 \text{ м}, \delta_{y1} = \omega\gamma B_M (0,00154ch\alpha y - 0,03183) \cos(\alpha x - \omega t);$$

$$\Delta = 0,03 \text{ м}, \delta_{y1} = \omega\gamma B_M (0,00147ch\alpha y - 0,03183) \cos(\alpha x - \omega t).$$

Можно по аналогии получить выражения для плотности тока во вторичном элементе двигателя применительно к другим вариантам его исполнения. Подобным же образом получают формулы, с помощью которых возможно определение других компонентов плотности тока, как в зоне действия индуктора, так и вне этой зоны.

Таким образом, становится возможным выполнить расчеты и построить линии тока во вторичном элементе линейного двигателя по методу профессора П.К. Будига и по новому уточненному методу, с целью их сопоставления.

3.4 Расчет и построение линий тока во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя

Необходимость построения линий токов во вторичном элементе линейного двигателя возникает при детальном изучении его энергетических и тяговых свойств. Анализ распределения токов во вторичном элементе дает возможность произвести правильный выбор рационального варианта исполнения рассматриваемого линейного электродвигателя. Величина вторичного тока, протекающего через элементарную площадку, определяется следующим скалярным произведением

$$dI_{2M} = \bar{\delta} d\bar{s} = \delta ds \cdot \cos \alpha. \quad (3.37)$$

На рис. 3.2 представлена часть вторичного элемента линейного двигателя, при расчете линий тока принято, в основном, выбирать площадки в плоскостях, перпендикулярных оси «у». Такой выбор площадок упрощает расчет токов. Ток, проходящий через элементарную площадку, может быть определен следующим образом

$$dI_{2M} = \delta y ds. \quad (3.38)$$

Последнее соотношение и положено в основу дальнейших расчетов по построению линий тока. Общий порядок определения линий тока принят следующий: вначале рассчитывается амплитуда вторичного тока, затем производится выбор числа линий тока, после чего, задаваясь значениями «у», определяют по имеющимся соотношениям величины «х», соответствующие линиям раздела отдельных участков, заключающих в себе равные токи. В дальнейшем применение этой методики иллюстрируется конкретными числовыми примерами.

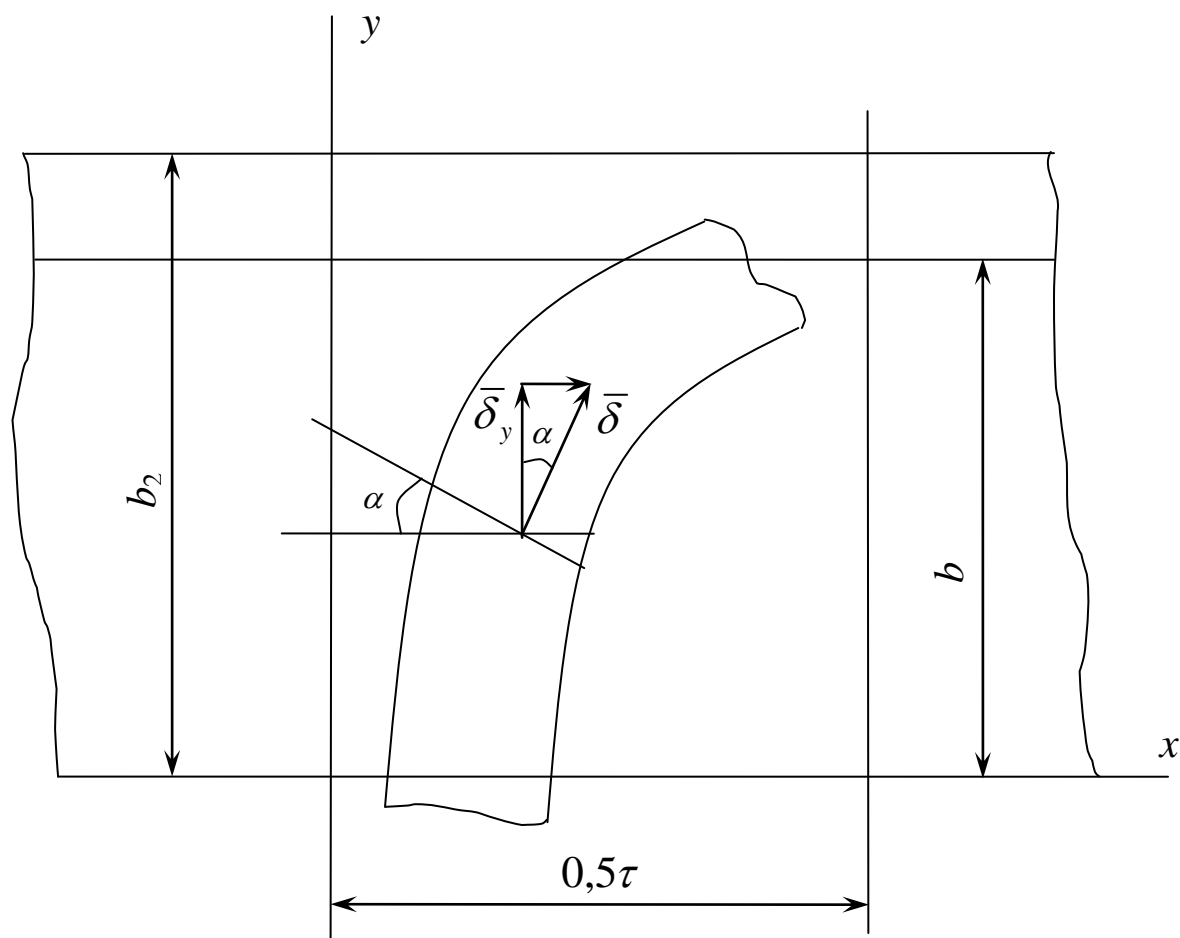


Рис. 3.2. Трубка тока во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя с продольным потоком

Числовые примеры выбраны таким образом, чтобы можно было произвести сопоставление результатов, полученных по методике профессора П.К. Будига и по уточненной предлагаемой методике, а также сопоставить двигатели, имеющие разное отношение ширины к длине.

В качестве первого числового примера при моделировании рассматривается определение токов во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя с продольным замыканием магнитного потока, имеющего полюсное деление $\tau = 1$ м, ширину индуктора $2b = 1$ м, ширину вторичного элемента $2b_2 =$

=1,25 м. Произведем расчет методом профессора П.А. Будига и уточненным предлагаемым способом. Результаты обоих способов сопоставляются.

Используя результаты исследований предыдущего параграфа, получаем расчетные формулы плотностей токов по методу профессора П.К. Будига

$$\delta_{x1} = -9,45Ash\alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{y1} = (9,45ch\alpha y - 31,83)A \cos(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{x2} = -19,2Ach\alpha(y - 0,625) \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{y2} = -19,2Ash\alpha(y - 0,625) \cdot \cos(\alpha x - \omega t),$$

где $A = 001B_M \gamma \omega$.

Амплитуда тока вторичного элемента может быть определена двояко. Во-первых, она может определяться в сечении вторичного элемента плоскостью, перпендикулярной оси «у» и проходящей через начало координат, на участке варьирования координаты «х» от нуля до половины полюсного деления.

$$I_{2M} = \int_0^{0,5} \delta_{y1} /_{y=0} dx = \int_0^{0,5} (9,45 - 31,83)A \cos \alpha x dx = -7,1 \text{ А.}$$

Расчет производится для $t = 0$.

Во-вторых, она может определяться в сечении вторичного элемента плоскостью, перпендикулярной оси «х» и проходящей через точку (0,5; 0), на участке варьирования координаты «у» от нуля до величины, равной половине ширины вторичного элемента

$$I_{2M} = \int_0^{0,5} -9,45Ash\alpha y dy + \int_{0,5}^{0,625} -19,2Ach\alpha(y - 0,625) dy = -7,07 \text{ А.}$$

Второй вариант расчета выполнен с целью проверки правильности предыдущего. Совпадение оказывается вполне удовлетворительным.

Задавшись величиной тока между двумя соединительными линиями тока, равной $-A \times n$, составляем уравнение искомой линии тока

$$-A \cdot n = \int_0^x \delta_{y1} dx = \int_0^x (345ch\alpha y - 31,83) \cos\alpha x dx = \frac{-9,45ch\alpha y - 31,83}{\alpha} \sin\alpha x,$$

где n – номер силовой линии тока.

Определяем из него координату « x »

$$x = \frac{1}{\alpha} \arcsin \left[\frac{-\alpha A \cdot n}{9,45ch\alpha y - 31,83} \right].$$

Задавая значения « y » в пределах от 0 до 0,5, находим соответствующие значения « x ». Результаты расчетов представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1

Результаты расчета линий тока вторичного элемента
линейного асинхронного двигателя

y	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
Линия № 1	0,045	0,046	0,49	0,56	0,073	0,126
Линия № 2	0,09	0,093	0,99	0,114	0,149	0,281
Линия № 3	0,138	0,142	0,152	0,177	0,237	-
Линия № 4	0,189	0,194	0,211	0,248	0,36	-
Линия № 5	,0247	0,254	0,279	0,342	-	-
Линия № 6	0,318	0,33	0,373	-	-	-

Характерные точки линий тока при $x = 0,5$ получаются из того же соотношения. Они приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2

Ординаты линий тока для характерных точек при $X = 0,5$

Y	Линия № 3	Линия № 4	Линия № 5	Линия № 6
	0,48	0,426	0,359	0,266

Подобным же образом получаем уравнение линий тока для области 2 вторичного элемента

$$x = \frac{1}{\alpha} \arcsin \left[\frac{\alpha(-A \cdot n)}{19,2 \operatorname{sh} \alpha (y - 0,625)} \right].$$

На основании этих расчетов составлена таблица 3.3.

Таблица 3.3

Координаты точек линии тока в зоне 2 вторичного элемента
линейного асинхронного двигателя

Линия № 1	X	0,133	0,242	0,5
	Y	0,5	0,55	0,573
Линия № 2	X	0,302	0,5	-
	Y	0,5	0,523	-

Выполненные расчеты позволили построить кривые токов вторичного элемента. На рис. 3.3 они представлены толстыми линиями.

Плотности тока, рассчитанные по уточненному методу, зависят от величины немагнитного зазора.

При немагнитном зазоре $\Delta = 0,01$ м выражения для токов имеют вид

$$\delta_{x1} = -9,42 A \operatorname{sh} \alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{y1} = (9,42 \operatorname{ch} \alpha y - 31,83) A \cos(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{x2} = - \left[20,88ch\alpha(y - 0,625) - 1,001 \exp \frac{0,5 - y}{0,01} \right] \cdot A \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{y2} = \left[20,88sh\alpha(y - 0,625) + 0,0314 \exp \frac{0,5 - y}{0,01} \right] \cdot A \cdot \cos(\alpha x - \omega t).$$

Для того же двигателя при наличии немагнитного зазора $\Delta = 0,05$ м выражения для плотности тока приобретают следующий вид

$$\delta_{x1} = -9,17Ash\alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{y1} = (9,17ch\alpha y - 31,83)A \cos(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{x2} = - \left[24,13ch\alpha(y - 0,626) - 5,126 \exp \frac{0,5 - y}{0,05} \right] \cdot A \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{y2} = [24,13sh\alpha(y - 0,626) + 0,805 \exp \frac{0,5 - y}{0,05}] \cdot A \cdot \cos(\alpha x - \omega t).$$

В случае немагнитного зазора $\Delta = 0,1$ м плотности тока во вторичном элементе представляются следующим образом

$$\delta_{x1} = -9,04Ash\alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{y1} = (9,04ch\alpha y - 31,83)A \cos(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{x2} = - \left[29,03ch\alpha(y - 0,638) - 11,09 \exp \frac{0,5 - y}{0,1} \right] \cdot A \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{y2} = \left[29,03sh\alpha(y - 0,636) - 3,48 \exp \frac{0,5 - y}{0,1} \right] \cdot A \cdot \cos(\alpha x - \omega t).$$

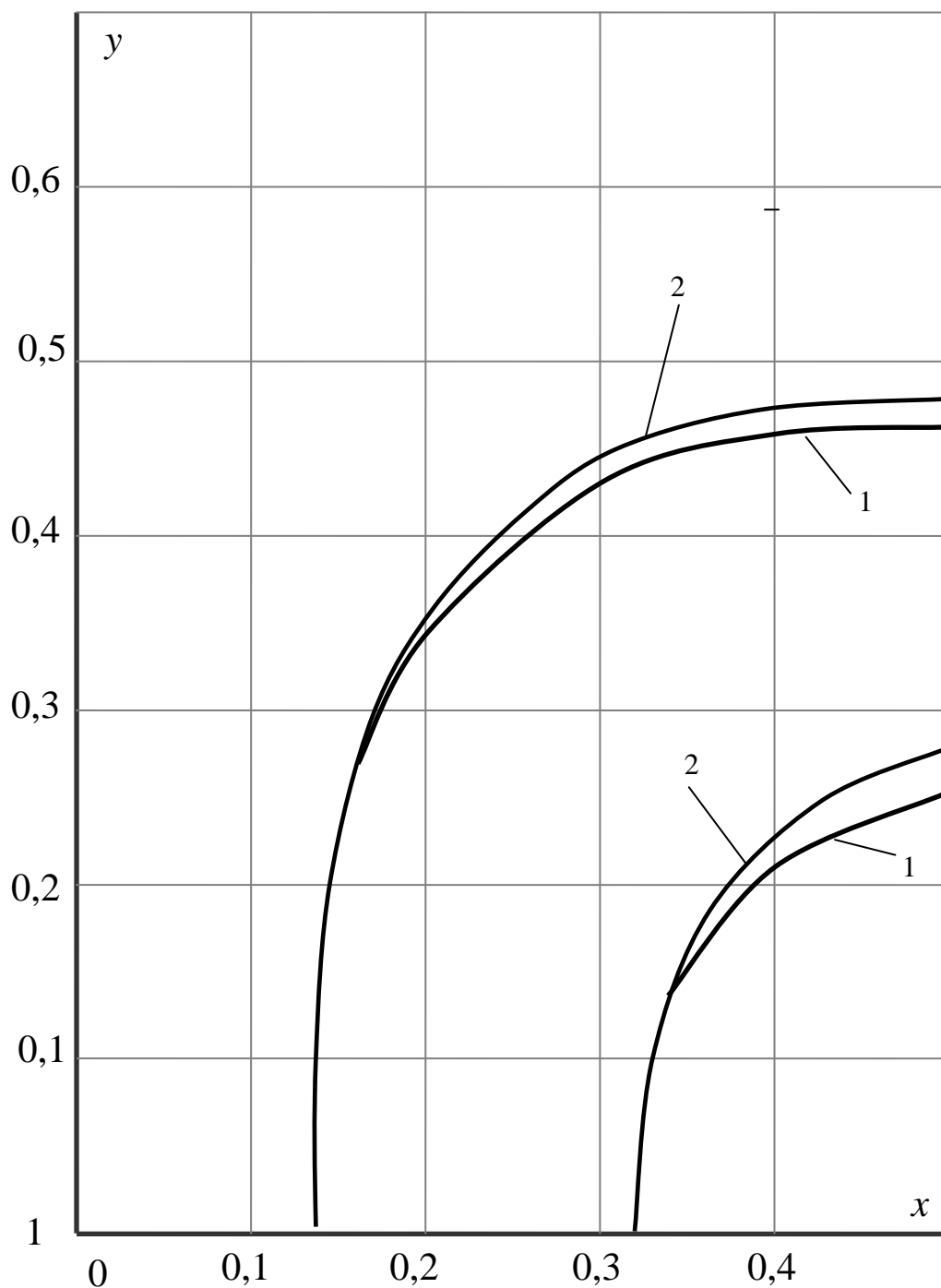


Рис. 3.3. Влияние немагнитного зазора на распределение токов
во вторичном элементе:

- 1 – ток вторичного элемента, рассчитанный по методу проф. Буддига;
- 2 – ток вторичного элемента, рассчитанный по уточненному методу

Методика расчета линий тока по уточненному способу принята та же самая. Результаты расчета для зазора $\Delta = 0,01$ м совпадают с тем, что получено по методу профессора П.К. Будига. Тонкими линиями на рис. 3.3 показаны линии тока, полученные уточненным методом в случае немагнитного зазора $\Delta = 0,05$ м. Наибольшее различие составляет 8,5 %.

Путем использования того же способа расчета линий тока получена картина их распределения применительно к двигателю с отношением ширины к длине, в два раза больше по сравнению с рассмотренной ранее. На рис. 3.4 линии 1 являются линиями тока линейного асинхронного двигателя с $\tau = 1$ м, $b = 0,5$ м и $b_2 = 0,625$ м, а линии 2 построены применительно к двигателю с $\tau = 1$ м, $b = 1$ м и $b_2 = 1,25$ м. Масштаб выбран различным, чтобы можно было сопоставить распределение тока относительно ширины вторичного элемента. При выбранных масштабах ширина вторичной части двигателей на графике получается одинаковой.

Установлено, что эффективно взаимодействует вторичный элемент с индуктором во втором случае, т.е. при увеличении отношения b/τ улучшаются условия для взаимодействия вторичного элемента с индуктором за счет роста поперечной составляющей плотности тока. Однако, по-видимому, экстремум усилий взаимодействия, может быть достигнут лишь при увеличении этого отношения до бесконечности. В реальных установках выбор отношения ширины к полюсному делению обусловлен целым рядом факторов: скоростью, условиями вписывания в рабочий механизм, расходом материалов и другими.

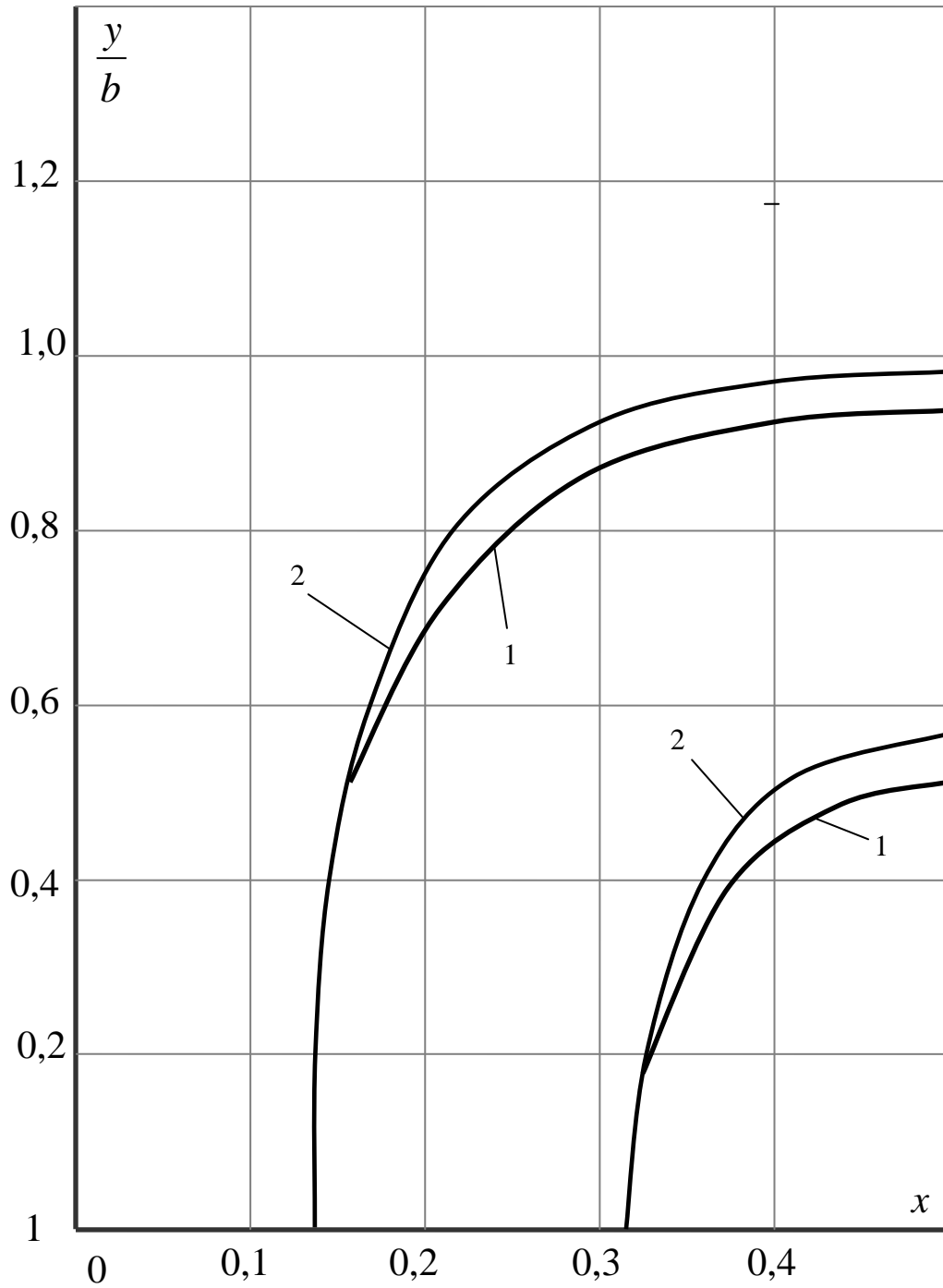


Рис. 3.4. Сопоставление линий токов ЛАД с различным отношением ширины индуктора к полюсному делению:

1 – двигателя с $\tau = 1$ м, $b = 0,5$ м и $b_2 = 0,625$ м;

2 – для двигателя с $\tau = 1$ м, $b = 1$ м и $b_2 = 1,25$ м

3.5 Взаимодействие токов индуктора и вторичного элемента линейного асинхронного двигателя

Проведенные в предыдущем параграфе исследования позволяют объективно оценить распределение токов во вторичном элементе. Однако при определении тяговых усилий и других параметров линейного двигателя необходимо, прежде всего, установить взаимодействие между индуктором и вторичным элементом. В этом случае весьма существенную роль играет смещение по фазе между токами индуктора и вторичного элемента. Естественно при этом производить расчеты в комплексной форме. Воспользуемся моделью А.И. Вольдека [23], из которой, после небольших преобразований, общее выражение напряженности магнитного поля во вторичном элементе определяется в виде

$$\dot{H}_{2Z} = \left(c_1 sh\lambda y + c_2 ch\lambda y - j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \right) e^{-j\alpha x}, \quad (3.38)$$

где γ_2 – электропроводность вторичного элемента;

s – скольжение;

$\lambda = \sqrt{\alpha^2(1 + j\varepsilon)}$ – коэффициент;

$\varepsilon = \frac{\mu_0 \cdot \gamma_2 \cdot s \cdot \omega_1}{\alpha^2} = \frac{\mu_0 \cdot \gamma_2 \cdot s \cdot \omega_1 \cdot \tau^2}{\pi^2}$ – безразмерная величина, характеризующая

величину нагрузки ЛАД. При холостом ходе $s = 0$ и $\varepsilon = 0$.

Из (3.38) получаются значения плотностей токов во вторичном элементе

$$\dot{\delta}_x = \frac{\partial \dot{H}_{2Z}}{\partial y}; \quad \dot{\delta}_y = \frac{\partial \dot{H}_{2Z}}{\partial x}, \quad (3.39)$$

После подстановки значений \dot{H}_{2Z} получим окончательно

$$\dot{\delta}_x = [\lambda(c_1 ch\lambda y + c_2 sh\lambda y)] e^{-j\alpha x}, \quad (3.40)$$

$$\dot{\delta}_y = j\alpha \left(c_1 sh\lambda y + c_2 ch\lambda y - j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \right) e^{-j\alpha x}, \quad (3.41)$$

Далее обратимся вновь к рис. 3.1. Законы изменения токов в областях 1 и 2 различны, т.к. магнитные индукции в них существенно отличаются друг от друга. Положим, что магнитная индукция в области 2 равна нулю, а в области 1 постоянна и равна B_{1M} .

Рассмотрим вначале область 1. Здесь имеет место следующее граничное условие

$$\delta_{\frac{x}{y=0}} = 0, \quad (3.42)$$

из которого следует

$$c_1 ch\lambda y + c_2 sh\lambda y = 0 \quad \text{и} \quad c_1 = 0.$$

В результате чего, выражения для плотности токов в области 1 упрощаются

$$\begin{aligned} \delta_{x1} &= \lambda c_2 sh\lambda y \cdot e^{-jdx}; \\ \delta_{y1} &= j\alpha \left(c_2 ch\lambda y - j \frac{\gamma_2 s \omega_1 \beta_{1m}}{\lambda^2} \right) e^{-jdx}. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Граничное условие в области 2

$$\delta_{\frac{y}{y2=b2}} = 0, \quad (3.44)$$

дает возможность избавиться от одной из неизвестных произвольных постоянных. Действительно

$$c_3 sh\lambda b_2 + c_4 ch\lambda b_2 = 0,$$

откуда получаем

$$c_4 = -c_3 th\lambda b_2.$$

Подставляя (3.44) в выражении для плотностей токов области 2, получаем более простое их представление

$$\delta_{x2} = \lambda c_3 \frac{ch\lambda(y - b_2)}{ch\lambda b_2} e^{-jdx}; \quad (3.45)$$

$$\delta_{y2} = j\alpha c_3 \frac{sh\lambda(y - b_2)}{ch\lambda b_2} e^{-jdx}. \quad (3.46)$$

Неизвестные постоянные интегрирования c_2 и c_3 определяются из условия неразрывности линий тока на границе областей 1 и 2 вторичного элемента. Здесь должны быть выполнены следующие условия

$$y = b, \dot{\delta}_{x1} = \dot{\delta}_{x2} \text{ и } \dot{\delta}_{y1} = \dot{\delta}_{y2}. \quad (3.47)$$

Подставляя (3.47) в (3.43) и (3.46), приходим к следующему уравнению

$$\begin{vmatrix} sh\lambda b_1 - \frac{ch\lambda(b_1 - b_2)}{ch\lambda b_2} \\ ch\lambda b_1 - \frac{sh\lambda(b_1 - b_2)}{ch\lambda b_2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} c_2 \\ c_3 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ j \frac{\gamma_2 \cdot s\omega_1 \cdot \beta_{1m}}{\lambda^2} \end{vmatrix} \quad (3.48)$$

Из последнего уравнения определяем значения неизвестных произвольных постоянных интегрирования

$$c_2 = j \frac{\gamma_2 s\omega_1 B_{1m} \cdot ch\lambda(b_1 - b_2)}{\lambda^2 ch\lambda b_2}; \quad (3.49)$$

$$c_3 = j \frac{\gamma_2 s\omega_1 B_{1m}}{\lambda^2} sh\lambda b_1. \quad (3.50)$$

Используя значения величин c_2 и c_3 , получим выражения для плотностей токов в каждой области вторичного элемента.

Область 1 вторичного элемента

$$\dot{\delta}_{y1} = -\frac{\alpha\gamma_2 s\omega_1 B_{1m}}{\lambda^2} \left[\frac{ch\lambda(b_1 - b_2)}{ch\lambda b_2} ch\lambda y - 1 \right] e^{-j\alpha x}; \quad (3.51)$$

$$\dot{\delta}_{x2} = j \frac{\gamma_2 s\omega_1 B_{1m}}{\lambda} \frac{ch\lambda(b_1 - b_2)}{ch\lambda b_2} sh\lambda y \cdot e^{-j\alpha x}. \quad (3.52)$$

Область 2 вторичного элемента

$$\dot{\delta}_{x2} = -\frac{\alpha\gamma_2 s\omega_1 B_{1m}}{\lambda} \frac{sh\lambda b_1}{ch\lambda b_2} sh\lambda(y - b_2) e^{-j\alpha x}; \quad (3.53)$$

$$\dot{\delta}_{x2} = j \frac{\gamma_2 s\omega_1 B_{1m}}{\lambda} \frac{sh\lambda b_1}{ch\lambda b_2} ch\lambda(y - b_2) e^{-j\alpha x}. \quad (3.54)$$

Выражения для плотностей токов вторичного элемента могут быть представлены через плотность тока индуктора и учетом следующего соотношения [23]

$$B_{1m} = -j \cdot \mu_0 \frac{\dot{\delta}_{1m}}{\alpha}.$$

Область 1 вторичного элемента

$$\dot{\delta}_{y1} = j \frac{\mu_0 \gamma_2 s\omega_1 \dot{\delta}_{1m}}{\lambda^2} \left[\frac{ch\lambda(b_1 - b_2)}{ch\lambda b_2} ch\lambda y - 1 \right] e^{-j\alpha x}; \quad (3.55)$$

$$\dot{\delta}_{x1} = \frac{\mu_0 \gamma_2 s\omega_1 \dot{\delta}_{1m}}{\lambda^2} \cdot \frac{ch\lambda(b_1 - b_2)}{ch\lambda b_2} sh\lambda y \cdot e^{-j\alpha x}. \quad (3.56)$$

Область 2 вторичного элемента

$$\dot{\delta}_{y2} = j \frac{\mu_0 \gamma_2 s\omega_1 \dot{\delta}_{1m}}{\lambda^2} \cdot \frac{sh\lambda b_1}{ch\lambda b_2} sh\lambda(y - b_2) e^{-j\alpha x}; \quad (3.57)$$

$$\dot{\delta}_{x2} = \frac{\mu_0 \gamma_2 s\omega_1 \dot{\delta}_{1m}}{\alpha \lambda} \cdot \frac{sh\lambda b_1}{ch\lambda b_2} ch\lambda(y - b_2) e^{-j\alpha x}. \quad (3.58)$$

Выражения (3.55), (3.56), (3.57) и (3.58) неудобны для практического использования, т.к. в них мнимая и действительная части содержатся в неявной форме.

Чтобы выделить в формулах плотностей токов вторичного элемента мнимую и действительную части, воспользуемся следующими известными соотношениями [23]

$$\lambda^2 = \alpha^2(1 + j\varepsilon), \quad \lambda = M + jN,$$

где
$$M = \alpha \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \varepsilon^2} + 1}{2}}, \quad N = \alpha \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \varepsilon^2} - 1}{2}};$$

$$ch\lambda(b_1 - b_2) = chM(b_1 - b_2) \cdot \cos N(b_1 - b_2) + jshM(b_1 - b_2) \cdot \sin N(b_1 - b_2);$$

$$ch\lambda y = chMy \cdot \cos Ny + jshMy \cdot \sin Ny;$$

$$ch\lambda b_2 = chMb_2 \cdot \cos Nb_2 + jshMb_2 \cdot \sin Nb_2.$$

Введём обозначения

$$A_1 = chM(b_1 - b_2) \cos N(b_1 - b_2);$$

$$A_2 = shM(b_1 - b_2) \sin N(b_1 - b_2);$$

$$A_3 = chMy \cdot \cos Ny;$$

$$A_4 = shMy \cdot \sin Ny;$$

(3.59)

$$A_5 = chMb_2 \cdot \cos Nb_2;$$

$$A_6 = shMb_2 \cdot \sin Nb_2.$$

Произведём преобразование выражений y -составляющей плотности тока вторичного элемента ЛАД в области 1

$$\dot{\delta}_{y1} = \frac{ch\lambda(b_1 - b_2) \cdot ch\lambda y - ch\lambda b_2}{\lambda_2 / \alpha_2 \cdot ch\lambda b_2} \cdot \dot{A}_0 e^{-j\alpha x} = \frac{(A_1 + jA_2)(A_3 + jA_4) - A_5 - jA_6}{(1 + j\varepsilon)(A_5 + \varepsilon A_6)} \times$$

$$\times \dot{A}_0 e^{-j\alpha x} = \frac{A_3 k_2 + A_4 k_3 - (A_5^2 + A_6^2) + j[-A_3 k_3 + A_4 k_2 + \varepsilon(A_5^2 + A_6^2)] \cdot \dot{A}_0}{(1 + \varepsilon_2)(A_5^2 + A_6^2)} e^{-j\alpha x}, \quad (3.60)$$

где $\dot{A}_0 = -\frac{\alpha \varepsilon}{\mu_0} \dot{\beta}_{1m}$;

$$k_2 = A_1(A_5 - \varepsilon A_6) + A_2(A_6 + \varepsilon A_5);$$

$$k_3 = A_1(A_6 + \varepsilon A_5) - A_2(A_5 - \varepsilon A_6).$$

Формулу для x -составляющей плотности тока области 1 преобразуем с учетом следующего соотношения

$$sh\lambda y = shMy \cdot \cos Ny + jchMy \cdot \sin Ny$$

и дополнительных обозначений

$$\dot{A}_{01} = -j\alpha \varepsilon \dot{\delta}_{1m} = \frac{\alpha^2 \varepsilon \beta_{1m}}{\mu_0};$$

$$A_7 = shMy \cdot \cos Ny;$$

$$A_8 = chMy \cdot \sin Ny.$$

(3.61)

Выражение (3.56) преобразуем аналогичным образом

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x1} &= j \frac{ch\lambda(b_1 - b_2)sh\lambda y}{\lambda \cdot ch\lambda b_2} \cdot \dot{A}_{01} \cdot e^{-j\alpha x} = j \frac{(A_1 + jA_2)(A_7 + jA_8)}{(M + jN)(A_5 + jA_6)} \dot{A}_{01} \cdot e^{-j\alpha x} = \\ &= \left[\frac{(A_1 A_7 - A_8 A_2)(NA_5 + MA_6) - (A_2 A_7 + A_1 A_8)(MA_5 - NA_6)}{(M^2 + N^2)(A_5^2 + A_6^2)} + \right. \\ &\quad \left. + j \frac{(A_1 A_7 - A_8 A_2)(MA_5 - NA_6) + (A_2 A_7 + A_1 A_8)(NA_5 + MA_6)}{(M^2 + N^2)(A_5^2 + A_6^2)} \right] \dot{A}_{01} e^{-j\alpha x}. \end{aligned}$$

Итак, x -составляющая плотности тока области 1 вторичного элемента ЛАД представляется в следующем виде

$$\dot{\delta}_{x1} = \frac{A_7 K_5 - A_8 K_6 + j(A_7 K_6 + A_8 K_5)}{(M^2 + N^2)(A_5^2 + A_6^2)} \dot{A}_{01} e^{-j\alpha x}, \quad (3.62)$$

где $K_5 = A_1(NA_5 + MA_6) - A_2(MA_5 - NA_6);$
 $K_5 = A_1(NA_5 + MA_6) - A_2(MA_5 - NA_6);$
 $K_6 = A_2(NA_5 + MA_6) + A_1(MA_5 - NA_6).$

При преобразовании формулы плотности тока в области 2 вторичного элемента учтём следующие известные соотношения

$$sh\lambda b_1 = shMb_1 \cdot \cos Nb_1 + jchMb_1 \cdot \sin Nb_1;$$

$$sh\lambda(y - b_2) = shM(y - b_2)\cos N(y - b_2) + jchM(y - b_2)\sin N(y - b_2).$$

Введём обозначения

$$A_9 = shMb_1 \cdot \cos Nb_1;$$

$$A_{10} = chMb_1 \cdot \sin Nb_1;$$

$$A_{11} = shM(y - b_2) \cdot \cos N(y - b_2); \quad (3.63)$$

$$A_{12} = chM(y - b_2) \cdot \sin N(y - b_2).$$

Последовательно выполняя преобразования, получим

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{y2} &= \frac{sh\lambda b_1 \cdot sh\lambda(y - b_2)}{\lambda^2/\alpha^2 \cdot ch\lambda b_2} \dot{A}_0 \cdot e^{-j\alpha x} = \frac{(A_9 + jA_{10})(A_{11} + jA_{12})}{(1 + j\varepsilon)(A_5^2 + A_6^2)} \dot{A}_0 \cdot e^{-j\alpha x} = \\ &= \frac{[A_9 A_{11} - A_{10} A_{12} + j(A_{11} A_{10} + A_{12} A_9)] [(A_5 - \varepsilon A_6) - j(A_6 + \varepsilon A_5)]}{(1 + \varepsilon^2)(A_5^2 + A_6^2)} \dot{A}_0 \cdot e^{-j\alpha x} = \\ &= \left[\frac{(A_9 A_{11} - A_{10} A_{12})(A_5 - \varepsilon A_6) + (A_{11} A_{10} + A_{12} A_9)(A_6 + \varepsilon A_5)}{(1 + \varepsilon^2)(A_5^2 + A_6^2)} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{(A_{11} A_{10} + A_{12} A_9)(A_5 - \varepsilon A_6) - (A_9 A_{11} - A_{10} A_{12})(A_6 + \varepsilon A_5)}{(1 + \varepsilon^2)(A_5^2 + A_6^2)} \right] \dot{A}_0 \cdot e^{-j\alpha x}. \end{aligned}$$

У-составляющая плотности тока области 2 вторичного элемента имеет следующий вид

$$\dot{\delta}_{y2} = \frac{A_{11}K_7 + A_{12}K_8 + j(-A_{11}K_8 + A_{12}K_7)}{(1 + \varepsilon^2)(A_5^2 + A_6^2)} \dot{A}_0 e^{-j\alpha x}, \quad (3.64)$$

где $K_7 = A_9(A_5 - \varepsilon A_6) + A_{10}(A_6 + \varepsilon A_5)$;

$$K_8 = A_9(A_6 + \varepsilon A_5) - A_{10}(A_5 - \varepsilon A_6).$$

Преобразование выражения для x-составляющей плотности тока вторичного элемента осуществлено с учетом следующего известного выражения

$$ch\lambda(y - b_2) = chM(y - b_2)\cos N(y - b_2) + jshM(y - b_2)\sin N(y - b_2),$$

где введены обозначения

$$A_{13} = chM(y - b_2)\cos N(y - b_2);$$

$$A_{14} = shM(y - b_2)\sin N(y - b_2).$$

(3.65)

Производя последовательно упрощения аналогично предыдущему, будем иметь

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x2} &= j \frac{sh\lambda b_1 \cdot ch\lambda(y - b_2)}{\lambda \cdot ch\lambda b_2} \dot{A}_{01} e^{-j\alpha x} = j \frac{(A_9 + jA_{10})(A_{13} + jA_{14})}{(M + jN)(A_5 + jA_6)} \dot{A}_{01} e^{-j\alpha x} = \\ &= \left[\frac{(A_9 A_{13} - A_{10} A_{14})(NA_5 + MA_6) - (A_9 A_{14} + A_{10} A_{13})(MA_5 - NA_6)}{(M^2 + N^2)(A_5^2 + A_6^2)} + \right. \\ &+ \left. j \frac{(A_9 A_{13} - A_{10} A_{14})(MA_5 NA_6) + (A_9 A_{14} + A_{10} A_{13})(NA_5 + MA_6)}{(M^2 + N^2)(A_5^2 + A_6^2)} \right] \dot{A}_{01} e^{-j\alpha x} = \\ &= \left\{ \frac{A_{13} [A_9 (NA_5 + MA_6) - A_{10} (MA_5 - NA_6)] - A_{14} [A_{10} (NA_5 + MA_6) + A_9 (MA_5 - NA_6)]}{(M^2 + N^2)(A_5^2 + A_6^2)} + \right. \\ &+ \left. j \frac{A_{13} [A_9 (MA_5 - NA_6) + A_{10} (NA_5 + MA_6)] + A_{14} [A_9 (NA_5 + MA_6) - A_{10} (MA_5 - NA_6)]}{(M^2 + N^2)(A_5^2 + A_6^2)} \right\} \dot{A}_{01} e^{-j\alpha x}. \end{aligned}$$

Окончательное выражение плотности тока области 2 вторичного элемента приобретает вид

$$\dot{\delta}_{x2} = \frac{A_{13}K_9 - A_{14}K_{10} + j(A_{13}K_{10} + A_{14}K_9)}{(M^2 + N^2)(A_5^2 + A_6^2)} \dot{A}_{01} e^{-jax}, \quad (3.66)$$

где $K_9 = A_9(NA_5 + MA_6) - A_{10}(MA_5 - NA_6)$;

$$K_{10} = A_9(MA_5 - NA_6) + A_{10}(NA_5 + MA_6).$$

Как непосредственно следует из формул, определяющих плотности токов во вторичном элементе, имеет место определенный сдвиг по фазе между первичными и вторичными токами, причем величина этого сдвига меняется в функции координат «x» и «y». Наибольшее значение, естественно имеют фазовые соотношения в срединной части линейного асинхронного двигателя, т.е. при $y=0$.

Выделим действительную и мнимую части в выражении плотности тока $\dot{\delta}_{y1}$ при $y=0$, приняв за начало отсчета вектор плотности тока $\dot{\delta}_{1m}$. Для этого воспользуемся соотношением (3.60) и, учтя указанные выше факторы, приведем его к следующему виду

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{y1/y=0} = \dot{\delta}_{1m} \frac{\varepsilon}{(1 + \varepsilon)(A_5^2 + A_6^2)} \{ & \varepsilon [A_1 A_5 + A_2 A_6 - (A_5^2 + A_6^2)] - (A_2 A_5 - A_1 A_6) + \\ & + j [A_1 A_5 + A_2 A_6 - (A_5^2 + A_6^2) + \varepsilon (A_2 A_5 - A_1 A_6)] \} e^{-jax}. \end{aligned} \quad (3.67)$$

Выражение (3.67) получено из (3.60), если в последнем положить $A_3 = 1$ и $A_4 = 0$. Формулу (3.67) можно получить и другим способом, например,

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{y1/y=0} &= \frac{\dot{\delta}_{1m} \varepsilon j [(A_1 - A_5) + j(A_2 - A_6)]}{(1 + j\varepsilon)(A_5 + jA_6)} e^{-jax} = \\ &= \frac{j [(A_1 - A_5) + j(A_2 - A_6)] [(A_5 - \varepsilon A_6) - j(A_6 + \varepsilon A_5)]}{(1 + \varepsilon^2)(A_6^2 + A_5^2)} \varepsilon \dot{\delta}_{1m} e^{-jax} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= j \left[\frac{(A_1 - A_5)(A_5 - \varepsilon A_6) + j(A_2 - A_6)(A_5 - \varepsilon A_6) - j(A_1 - A_5)(A_6 + \varepsilon A_5)}{(1 + \varepsilon^2)(A_6^2 + A_5^2)} + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{(A_2 - A_6)(A_6 + \varepsilon A_5)}{(1 + \varepsilon^2)(A_6^2 + A_5^2)} \right] \varepsilon \dot{\delta}_{1M} e^{-j\alpha x} = \\
 &= \dot{\delta}_{1M} e^{-j\alpha x} \cdot \frac{\varepsilon}{(1 + \varepsilon^2)(A_5^2 + A_6^2)} \{ \varepsilon [A_1 A_5 + A_2 A_6 - (A_5^2 + A_6^2)] - (A_2 A_5 - A_1 A_6) + \\
 &\quad + j [A_1 A_5 + A_2 A_6 - (A_5^2 + A_6^2) + \varepsilon (A_2 A_5 - A_1 A_6)] \}.
 \end{aligned}$$

Дальнейший анализ фазовых соотношений между плотностями токов первичной и вторичной части линейного двигателя в общем виде затруднен. Поэтому проведем сопоставление для конкретного числового примера. В таблице 3.4 приведены результаты такого расчета. В качестве примера взята группа двигателей, имеющая отношение ширины вторичного элемента к ширине индуктора, равное 1,6. Магнитное число Рейнольдса изменяется от 1 до 3, а отношение ширины индуктора к полюсному делению находится в пределах от 0,1 до 2,0. В таблице приведены комплексные числа, равные отношению токов вторичного элемента к токам индуктора. Токи эти не просто приведены, но они взаимно приведены, т.е. рассеяны (распределены) в пределах немагнитного зазора, как это сделано в работах А.И. Вольдека [23].

Таблица 3.4

Относительные значения плотности тока на оси вторичного элемента, представленные в комплексной форме

ε b/τ	1,0	2,0	3,0
0,1	-0,024-j0,078	-0,035-j0,190	-0,076-j0,218
0,2	-0,111-j0,213	-0,269-j0,462	0,443-j0,521
0,4	-0,316-j0,430	-0,646-j0,517	-0,829-j0,439
1,0	-0,473-j0,504	-0,807-j0,415	-0,911-j0,304
2,0	-0,501-j0,502	0,800-j0,400	-0,900-j0,800

На рис. 3.5, 3.6 и 3.7 приведены векторные диаграммы, построенные на основе приведенных результатов расчета.

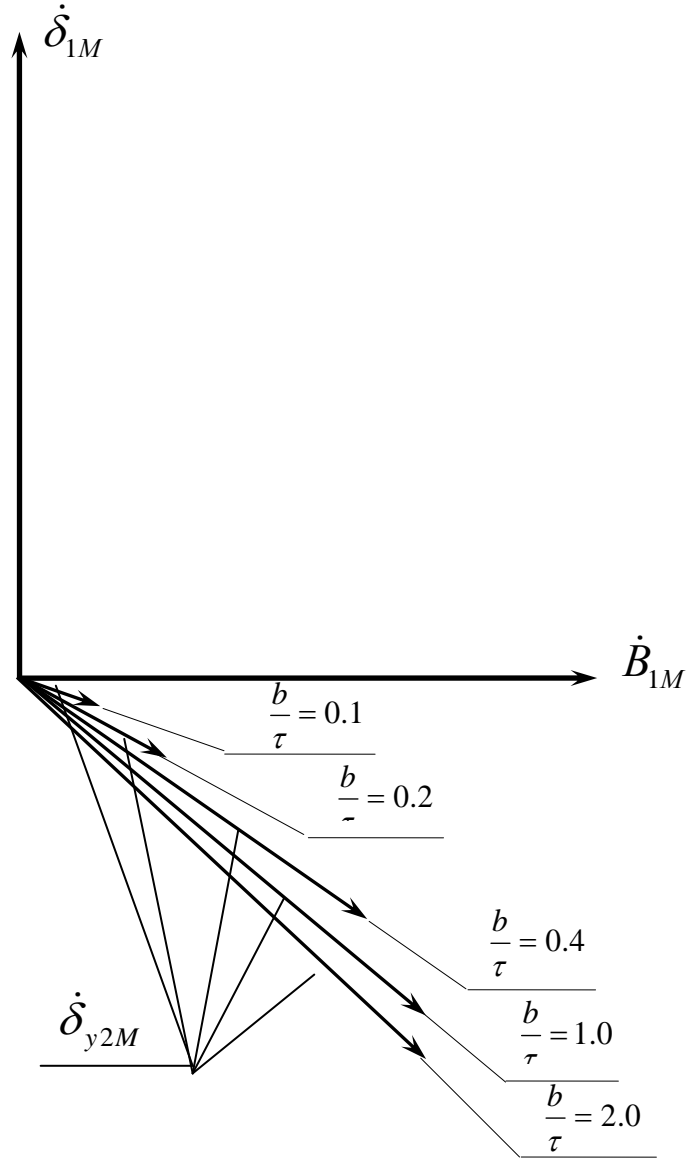


Рис. 3.5. Векторные диаграммы плотностей тока вторичного элемента и индуктора ЛАД при $\varepsilon = 1,0$

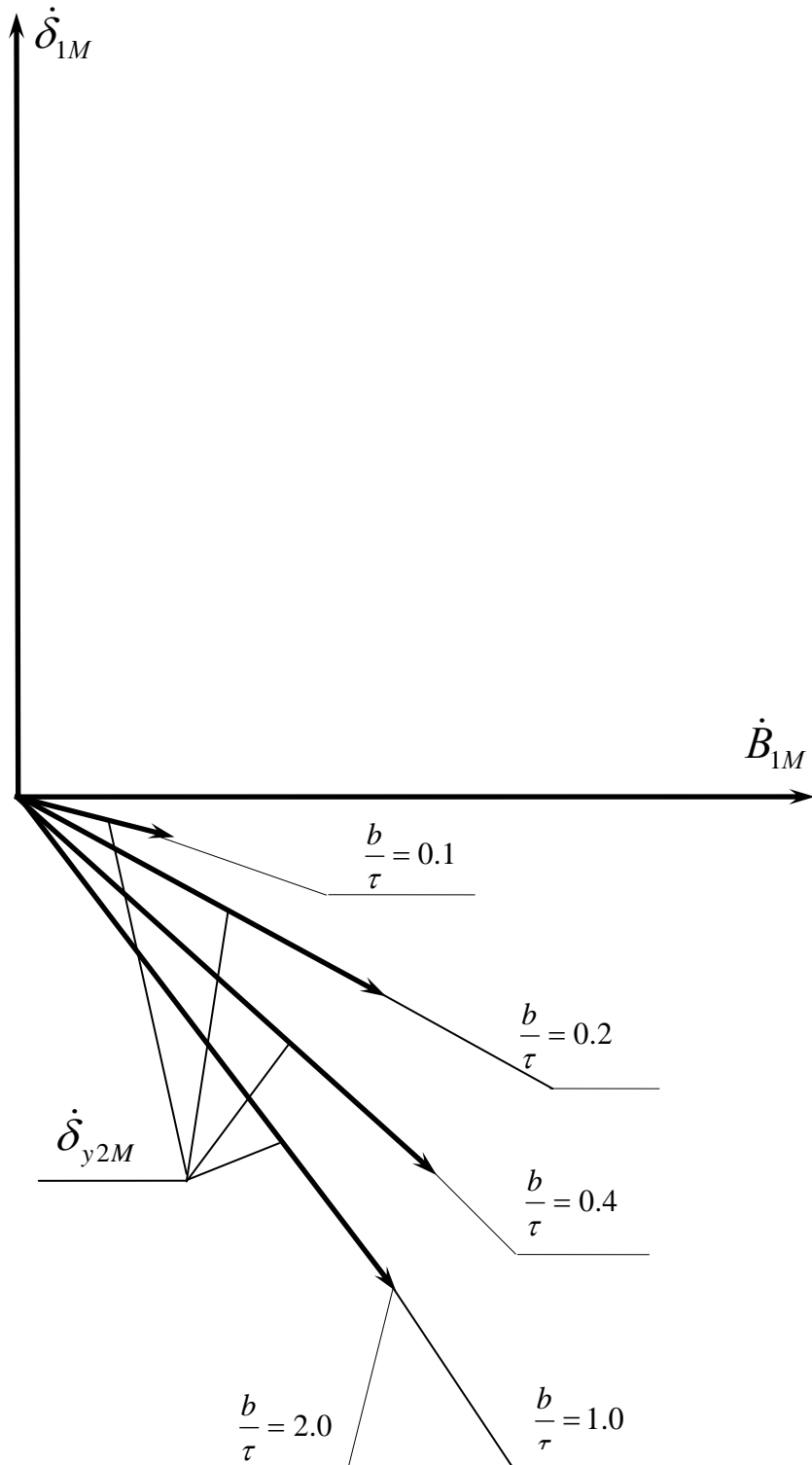


Рис. 3.6. Векторные диаграммы плотностей токов индуктора и вторичного элемента ЛАД при $\varepsilon = 2,0$

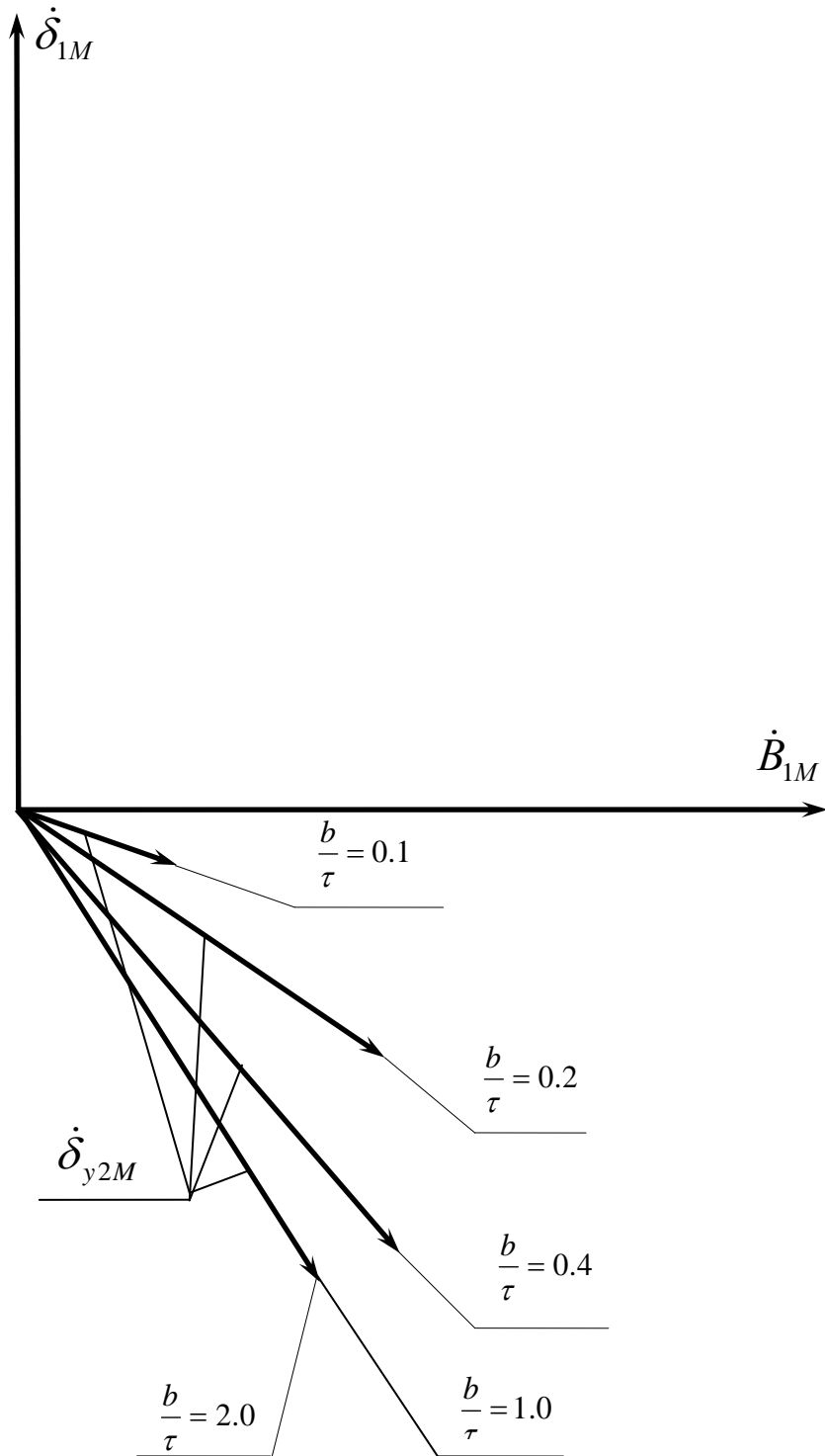


Рис. 3.7. Векторные диаграммы плотностей токов индуктора и вторичного элемента ЛАД при $\varepsilon = 3,0$

На рис. 3.8 и 3.9. приведены кривые, характеризующие фазовые соотношения в системе «первичный ток – магнитная индукция в немагнитном зазоре – вторичный ток».

Наибольший интерес представляет взаимодействие между первичной магнитной индукцией и токами вторичного элемента. Векторные диаграммы и графические построения показывают, что фазовый сдвиг между магнитной индукцией и вторичным током уменьшается со снижением отношения ширины индуктора к полюсному делению. В то же время при этих же условиях сильное сказывается отрицательное влияние вторичного бортового эффекта. Таким образом, в двигателях, вытянутых в длину, следует «выпрямить» линию тока, например, введением обмотки типа «белчьей клетки», и эффективность их может значительно возрасти.

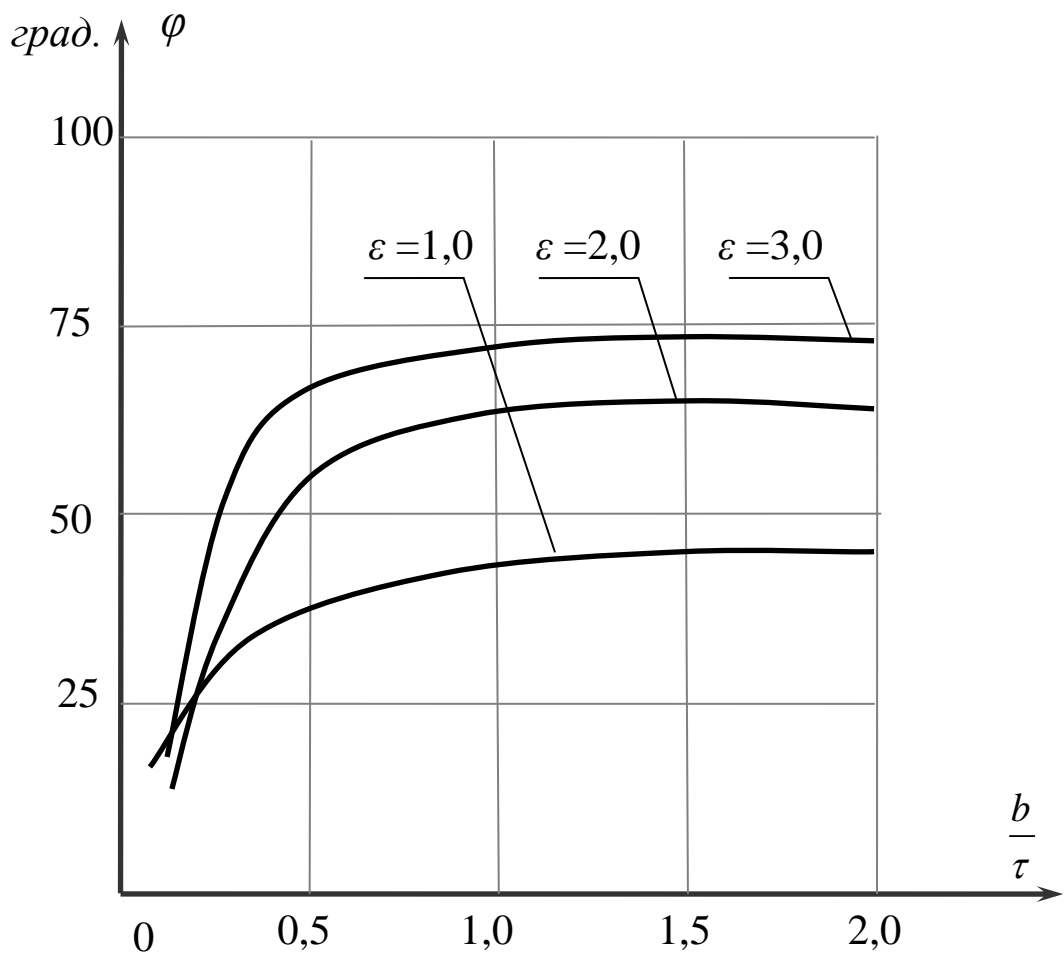


Рис. 3.8. Сдвиг по фазе между магнитной индукцией в немагнитном зазоре и вторичным током

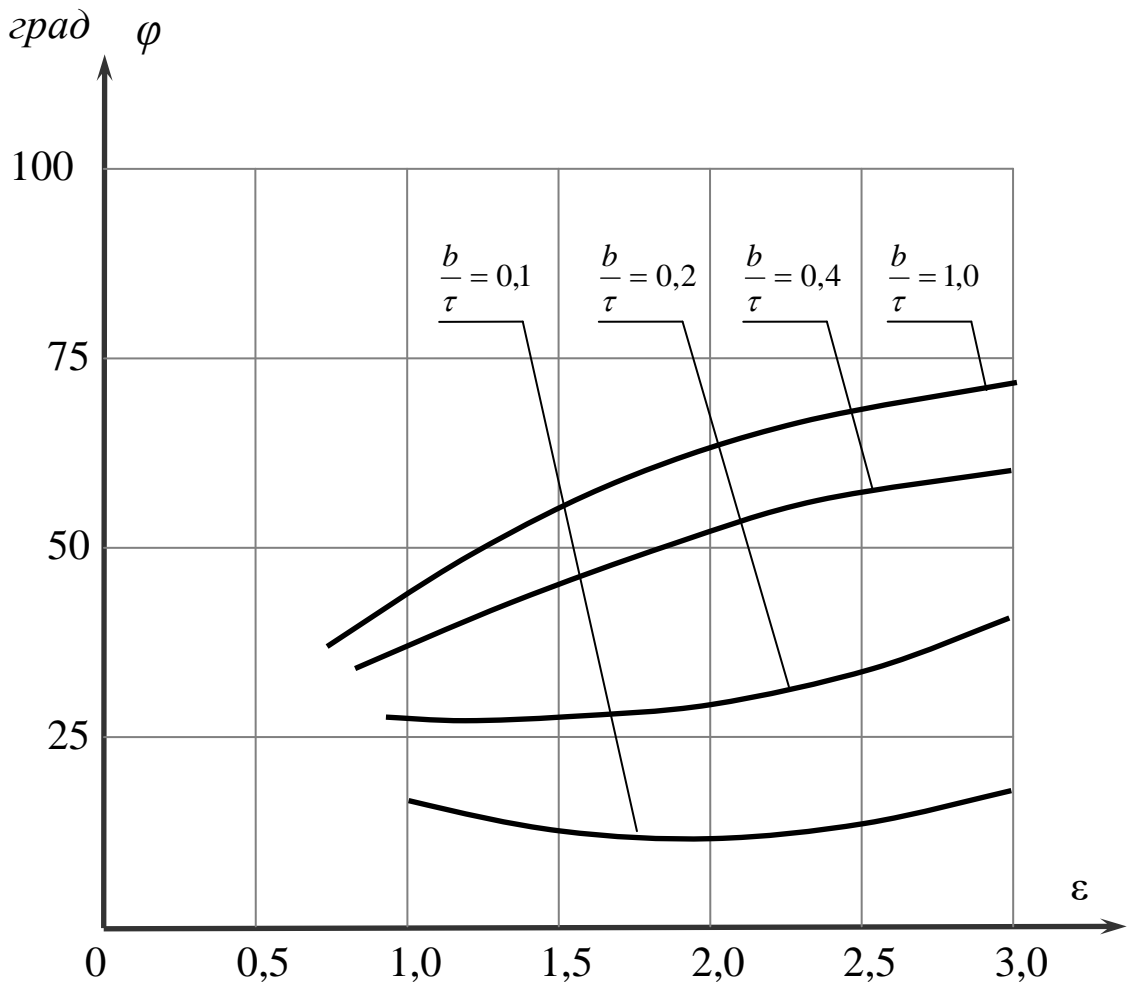


Рис. 3.9. Сдвиг по фазе между магнитной индукцией в немагнитном зазоре и вторичным током

3.6 Коэффициент силового воздействия индуктора и вторичного элемента

Элементарное усилие взаимодействия между индуктором и вторичным элементом может быть представлено так [23]

$$dF_{\text{ЭМ}} = \text{Re} \left(\frac{B_{1M}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\dot{\delta}_{y1M}}{\sqrt{2}} dx dy dz \right). \quad (3.68)$$

Интегрирование производится по всему объему вторичного элемента. Причем интегрирование по осям «x» и «z» производится простым умножением

на $2p\tau$ и Δ_1 . Выполнив интегрирование по оси «у», получим величину тягового усилия с учетом того, что $\gamma_k = \gamma_m = \gamma_2$

$$F_{ЭМ} = \frac{2\mu_0 b p \tau \Delta_1 \varepsilon \delta_{1M}^2}{\alpha} \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha^2}{\lambda^2} \left[1 - \frac{1}{\lambda b} \frac{ch\lambda(b-b_2)sh\lambda b}{ch\lambda b_2} \right] \right\}, \quad (3.69)$$

где Δ_1 – полный немагнитный зазор.

Определим применительно к данному случаю коэффициент ослабления тяговой электромагнитной силы ЛАД [23]

$$K_{oc} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha^2}{\lambda^2} \left[1 - \frac{1}{\lambda b_1} \frac{ch\lambda(b-b_2)sh\lambda b}{ch\lambda b_2} \right] \right\}. \quad (3.70)$$

Коэффициент этот, естественно, не учитывает все аспекты силового взаимодействия индуктора и вторичного элемента, т.к. сила электромагнитного взаимодействия зависит также и от магнитного числа Рейнольдса; кроме того, на её величину оказывают значительное влияние изменение первичной плотности тока при питании обмоток индуктора от сети переменного тока с постоянным по величине действующим напряжением.

Однако, рассматривая отдельные вопросы силового взаимодействия вне их связи, удастся дать и общую оценку влияния различных факторов на величину силы тяги.

В выражении (3.70) положим $\varepsilon = 0$. Силовое взаимодействие индуктора с вторичным элементом в этих условиях будет равна нулю. Он характеризует в данном случае эффект поперечного сжатия линий тока вторичного элемента, т.е. дает возможность оценить один из факторов, влияющих на величину силового взаимодействия индуктора и вторичного элемента. При принятых условиях коэффициент ослабления электромагнитной тяговой силы выразится следующим образом

$$K_{oc} = 1 - \frac{ch\alpha(b_2 - b)sh\alpha b}{\alpha b_1 \cdot ch\alpha b_2}. \quad (3.71)$$

Коэффициент ослабления силы в этом случае приобретает смысл коэффициента редукиции линий тока вторичного элемента в поперечном направлении [23] и зависит лишь от двух факторов: отношения ширины индуктора к полюсному делению и отношения вторичного элемента к полюсному делению. Если принять в (3.71) $b = b_2$, то будем иметь известное соотношение, полученное профессором А.И. Вольдеком.

$$K_{oc} = \operatorname{Re} \left[\frac{\alpha^2}{\lambda^2} \left(1 - \frac{th\lambda b}{\lambda b} \right) \right].$$

Более подробное исследование выражения (3.71) дает возможность сопоставить по эффективности силовых взаимодействий линейных двигателей с различными соотношениями между величиной полюсного деления и размерами по ширине. В таблице 3.7 приведены значения коэффициента ослабления электромагнитной силы, рассчитанной для линейных электродвигателей, применение которых в практике наиболее вероятно.

Таблица 3.5

Величина коэффициента ослабления электромагнитной силы ЛАД
в зависимости от их конструктивного исполнения при $\varepsilon = 0$

$\frac{b/\tau}{b_2/b}$	0,1	0,2	0,4	1,0	2,0	5,0	10,0
1,0	0,032	0,114	0,323	0,683	0,841	0,936	0,968
1,1	0,041	0,144	0,388	0,756	0,898	0,968	0,984
1,2	0,050	0,172	0,440	0,796	0,914	0,968	0,984
1,4	0,067	0,221	0,515	0,828	0,920	0,968	0,984
2,0	0,113	0,323	0,607	0,841	0,920	0,969	0,984
10,0	0,257	0,431	0,634	0,921	0,920	0,994	0,956

На рис. 3.10 и 3.11 представлены значения коэффициента ослабления электромагнитной силы взаимодействия индуктора и вторичного элемента линейного асинхронного двигателя с продольным магнитным потоком при $\varepsilon = 0$.

Как следует из рис. 3.10 и 3.11, а также из таблицы 3.5 увеличение отношения ширины индуктора к полюсному делению, равно как и увеличение отношения ширины вторичного элемента к ширине индуктора, более десятикратного практически не изменяет коэффициента ослабления электромагнитной силы.

Проанализируем законы изменения коэффициента ослабления электромагнитной силы при других значениях магнитного числа Рейнольдса. С этой целью преобразуем выражение (3.70) с учетом обозначений, принятых в (3.59) и (3.63). Произведя соответствующие подстановки и выполняя последовательные математические действия, будем иметь

$$\begin{aligned}
 K_{oc} &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha^2}{\lambda^2} \left[1 - \frac{1}{\lambda b_1} \frac{\operatorname{ch} \lambda (b_1 - b_2) \operatorname{sh} \lambda b_1}{\operatorname{ch} \lambda b_2} \right] \right\} = \frac{1}{1 + \varepsilon^2} - \operatorname{Re} \left[\frac{(A_1 + jA_2)(A_9 + jA_{10})}{b_1 \alpha (1 + j\varepsilon)(M + jN)(A_5 + jA_6)} \right] = \\
 &= \frac{1}{1 + \varepsilon^2} - \frac{(A_1 A_9 - A_2 A_{10})[A_5(M - \varepsilon N) - A_6(\varepsilon M + N)] + (A_1 A_{10} + A_2 A_9)[A_6(M - \varepsilon N) + A_5(\varepsilon M + N)]}{B_1 \alpha (A_5^2 + A_6^2)(1 + \varepsilon^2)(M^2 + N^2)} = \\
 &= \frac{1}{1 + \varepsilon^2} \left\{ 1 - \frac{[(A_1 A_9 - A_2 A_{10})A_5 + (A_1 A_{10} + A_2 A_9)A_6](M - \varepsilon N) - [(A_1 A_9 - A_2 A_{10})A_6 - (A_1 A_{10} + A_2 A_9)A_5](\varepsilon M + N)}{b_1 \alpha (A_5^2 + A_6^2) \alpha^2 \sqrt{1 + \varepsilon^2}} \right\}
 \end{aligned}$$

Таким образом, выражение для коэффициента ослабления электромагнитной силы упрощается и становится доступным для расчета с применением любых вычислительных средств

$$K_{oc} = \frac{1}{1 + \varepsilon^2} \left[1 - \frac{(k'A_5 + k''A_6) \frac{M - \varepsilon N}{\alpha \sqrt{1 + \varepsilon^2}} - (k'A_6 - k''A_5) \frac{\varepsilon M + N}{\alpha \sqrt{1 + \varepsilon^2}}}{b \alpha (A_5^2 + A_6^2)} \right], \quad (3.72)$$

где $k' = A_1 A_9 - A_2 A_{10}$;

$k'' = A_1 A_{10} + A_2 A_9$;

$A_5^2 + A_6^2 = sh^2 M b_2 + \cos^2 N b_2$.

В таблице 3.6 приведены значения коэффициента ослабления электромагнитной силы для некоторых типов тяговых линейных асинхронных двигателей.

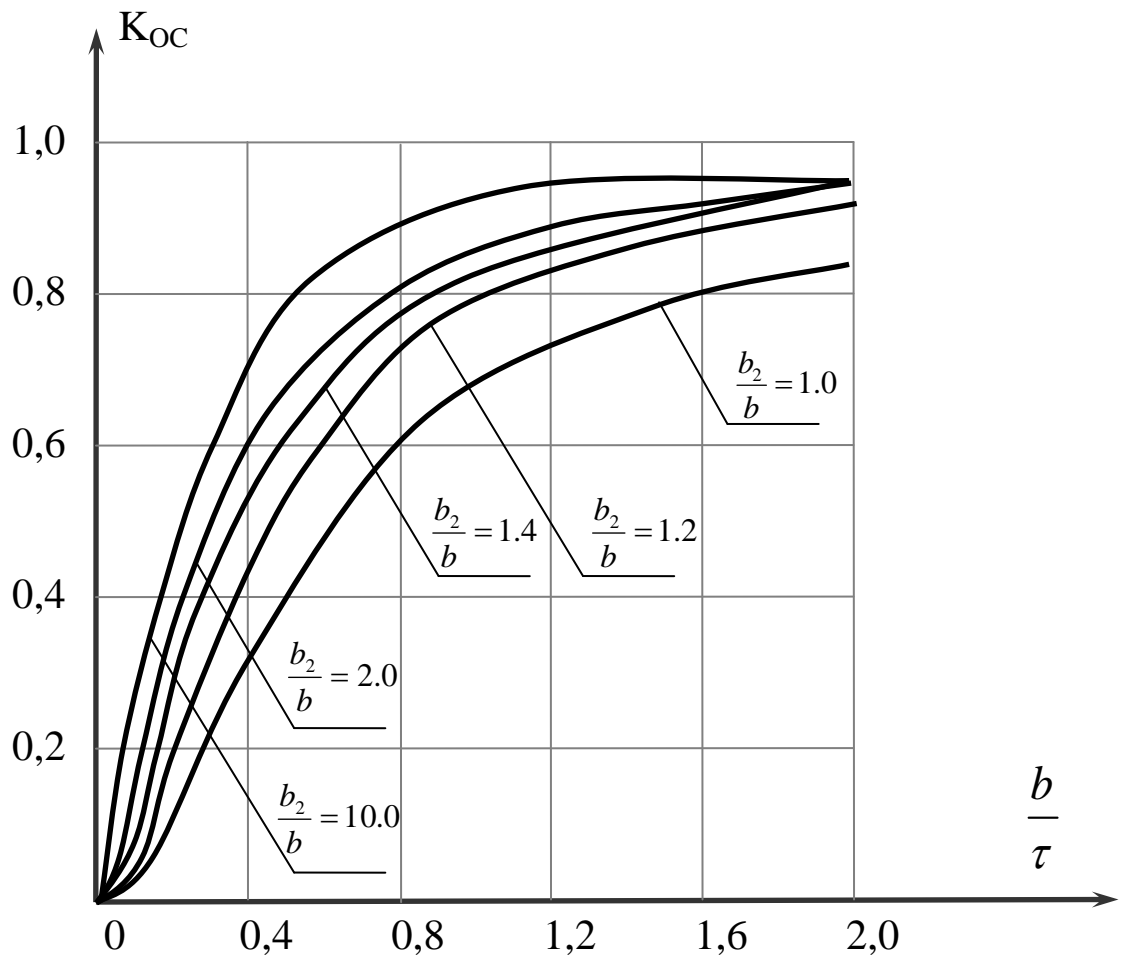


Рис. 3.10. Коэффициент ослабления электромагнитной силы ЛАД при $\varepsilon = 0$

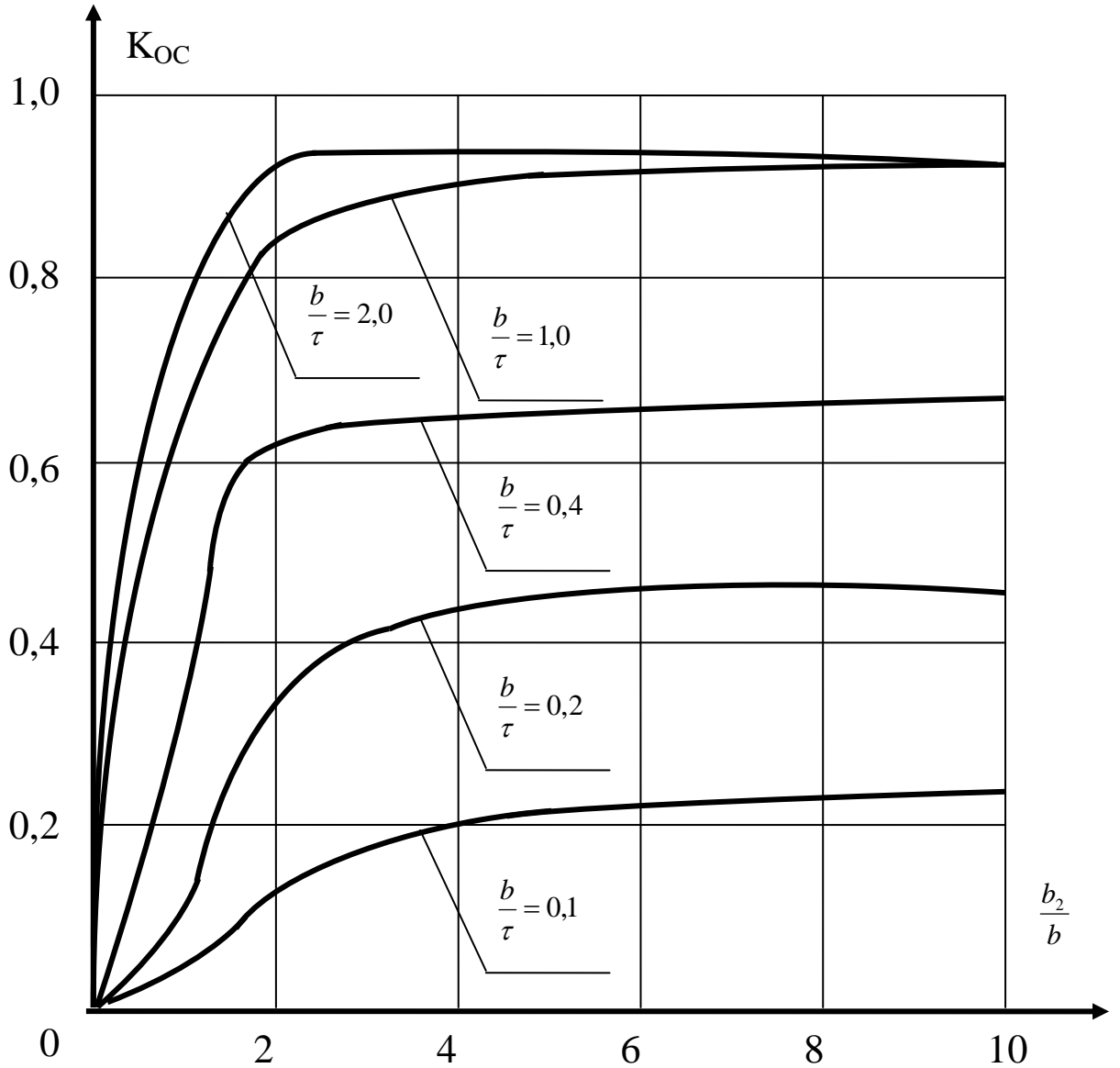


Рис. 3.11. Коэффициент ослабления электромагнитной силы ЛАД при $\epsilon = 0$

Таблица 3.6

Коэффициент ослабления электромагнитной силы ЛАД, $\frac{b_2}{b} = 1,6$

$\frac{b}{\tau} \backslash \epsilon$	0,1	0,2	0,4	1,0	2,0
1,0	0,230	0,375	0,413	0,484	0,452
2,0	0,097	0,196	0,223	0,204	0,202
3,0	0,073	0,149	0,126	0,11	0,104

Данные расчетов графически показаны на рис 3.12 и 3.13.

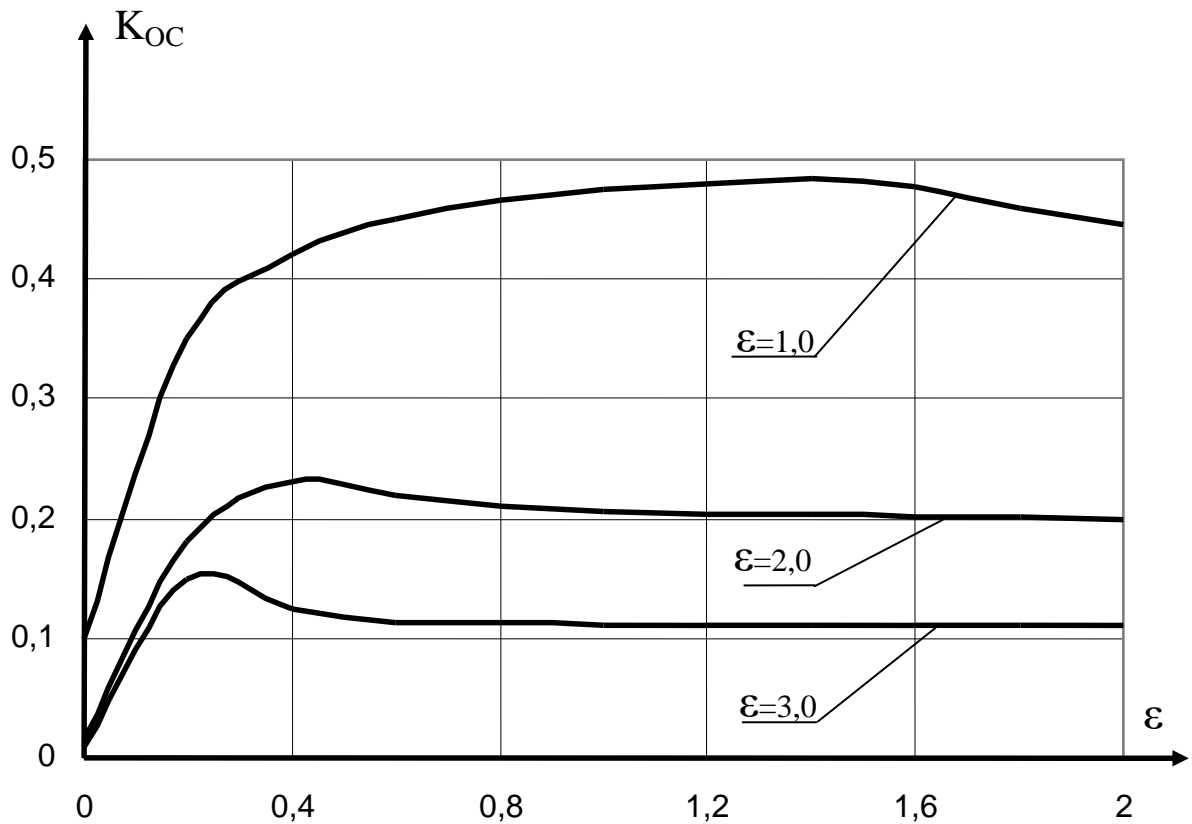


Рис. 3.12. Значения коэффициента ослабления электромагнитной силы ЛАД с продольным магнитным потоком

Выводы

1. Сформулирована и решена полевая задача, позволившая получить соотношения для расчета плотностей токов во вторичном элементе с учетом влияния магнитного поля индуктора тягового ЛАД с продольным магнитным потоком за его пределами в поперечных зонах ВЭ. Это позволит уточнить расчет тяговых усилий ЛАД для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта.

2. Анализ полученных соотношений, учитывающих величину немагнитного зазора линейного асинхронного двигателя с продольным магнитным потоком, позволяет утверждать, что повышена точность расчета токов во вторичном элементе тягового ЛАД.

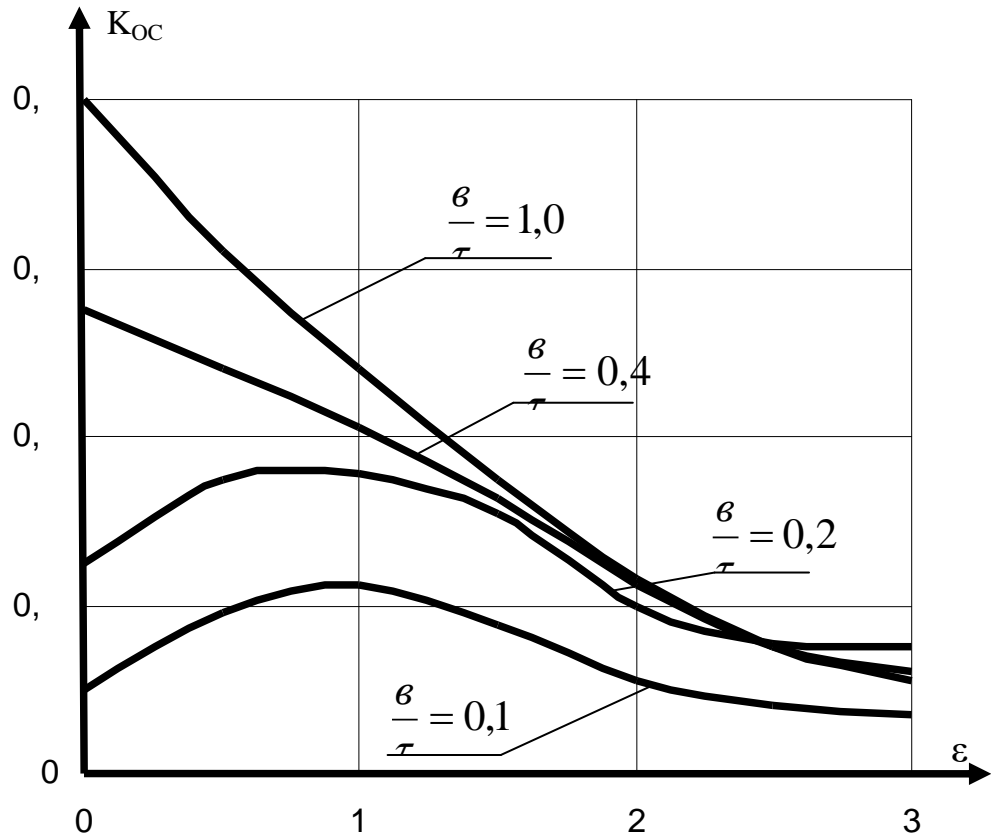


Рис. 3.13. Значения коэффициента ослабления электромагнитной силы ЛАД с продольным магнитным потоком

3. Построение линий тока на основе полученных в диссертации соотношений показало отличие на 8 % от результата ранее выполненных исследований. Это позволило уточнить взаимосвязи между геометрическими размерами индуктора и вторичного элемента ЛАД с продольным магнитным потоком и уже на ранних стадиях проектирования тягового двигателя для МЛТ становится возможным выбор рациональной его конструкции.

4. Установлено, что эффективность взаимодействия токов индуктора и вторичного элемента ЛАД зависит от величины их фазового сдвига и оказывает большое влияние на величину тягового усилия. Получены соотношения, позво-

ляющие рассчитывать токи во вторичном элементе и строить векторные диаграммы токов ЛАД при различных значениях отношений $\ll \frac{b}{\tau} \gg$.

5. Аналитическим путем получены соотношения для расчета коэффициента ослабления электромагнитной силы (тягового усилия) ЛАД с продольным магнитным потоком для МЛТ в зависимости от распределения линий тока во вторичном элементе, что уже может быть использовано на стадии проектирования высокоскоростной магнитолевитационной транспортной системы.

6. Выполненные исследования использованы при изучении ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком и позволяют получить более точные результаты при их расчете.

4 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКОВ ВО ВТОРИЧНОМ ЭЛЕМЕНТЕ ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА

4.1 Общая постановка задачи

Распределение токов во вторичном элементе ЛАД с поперечным магнитным потоком оказывает значительное влияние на величину тягового усилия высокоскоростного экипажа и на работу системы МЛТ в целом. Поэтому исследование распределения токов во ВЭ ЛАДПП является важной и актуальной научной проблемой. Однако до сих пор публикаций по этому вопросу недостаточно. Вклад в изучение этой научно-технической проблемы был внесен Калниным Т. К. [25], который, исследуя причины ослабления тягового усилия ЛАДПП, получил выражение для расчета плотности тока в поперечном направлении вторичного элемента. Результаты исследования использованы для определения коэффициента поперечного краевого эффекта. Ценность исследования Калнина Т. К. в том, что это первое наиболее серьезное решение рассматриваемой проблемы.

Следующим шагом, позволяющим более точно определить распределение токов во вторичном элементе тягового линейного асинхронного двигателя с поперечным линейным потоком стали исследования профессор Попова А. Д. [26, 27], который, опираясь на результаты, полученные в [24], получил соотношения, позволяющие получить картину распределения линий тока во ВЭ. Однако в целях более точной оценки тяговых свойств ЛАДПП недостаточно знания коэффициента снижения силы взаимодействия между индуктором линейной машины и ее электропроводящим ВЭ. Необходимо дополнительно получить полную картину растекания линий тока во вторичном элементе. Такие исследования выполнялись автором диссертации совместно с

профессором Поповым А. Д. [28, 29]. Далее исследование в этой области были продолжены автором данной диссертационной работы [30, 31, 208].

Расчеты распределения токов и построение линий токов для ЛАД продольным магнитным потоком выполнены в [28, 229, 231]. Эти результаты не могут быть распространены на тяговые линейные асинхронные двигатели с поперечным магнитным потоком даже при учете данных исследований Калниня Т. К. [25]. Рассмотрение процессов во вторичном элементе ЛАД с поперечным магнитным потоком представляет собой более общий случай, поскольку необходим учет первичного поперечного эффекта.

На рис. 4.1 представлена схема относительного расположения индуктора и вторичного элемента двигателя с поперечным магнитным потоком. Последний разбит на шесть областей, причем области 1, 2 и 3 соответственно симметричны областям 4, 5 и 6. Возможная несимметрия обусловлена тем, что для данного двигателя не всегда выполняется следующее равенство $b_1 = b_3 - b_2$. В связи с этим необходимо рассматривать три независимые области 1, 2 и 3 вместо двух как у профессора П.К. Будига [24]. Распределение токов в областях 4, 5 и 6 с учетом смысла происходящих в двигателе физических процессов является зеркальным отражением распределения токов в первых трех областях. Поэтому дальнейший анализ будет проводиться лишь для областей 1, 2 и 3.

Наиболее простой способ определения токов во вторичном элементе строится на основе предположения, что магнитная индукция распределена равномерно в пределах области 2 в направлении оси «у» и синусоидально изменяется в направлении оси «х». В областях 1 и 3 величина магнитной индукции равна нулю. При этом учитывается лишь составляющая индукции, перпендикулярная плоскости чертежа, т.е. $B = B_z$.

Таким образом, в области 2 вторичного элемента линейного двигателя с поперечным магнитным потоком имеет место следующее соотношение:

$$B = B_z = -B_M \cos(\alpha x - \omega t). \quad (4.1)$$

В областях 1 и 3 вторичного элемента двигателя величина магнитной индукции:

$$B = B_z = 0. \tag{4.2}$$

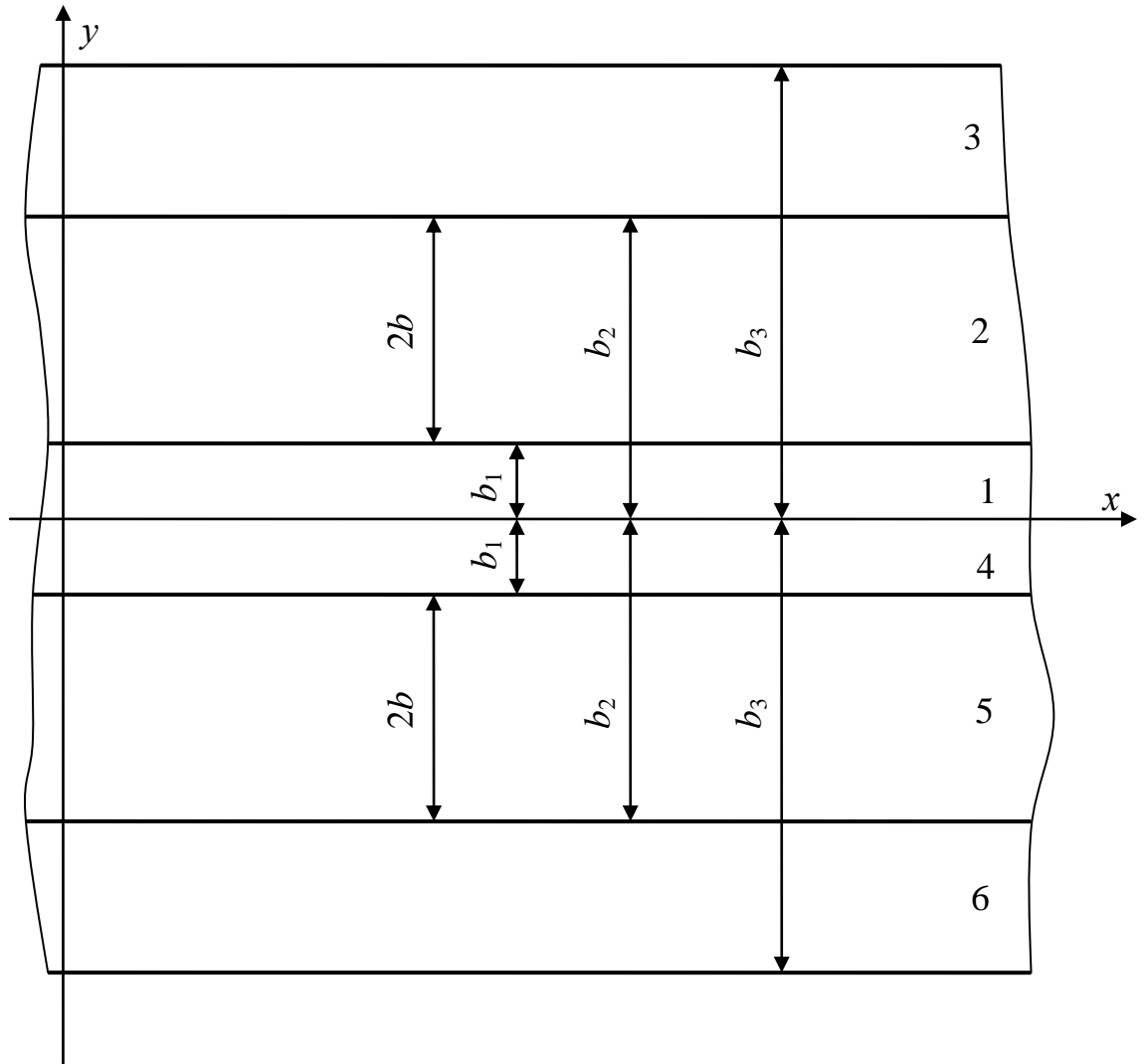


Рис. 4.1. Схема относительного расположения индуктора и вторичного элемента ЛАДПП

4.2 Математическая модель токов вторичного элемента

Пренебрегая токами смещения, можно на основании уравнений Максвелла записать для данного случая следующее соотношение:

$$\operatorname{rot} \bar{\delta} = -\gamma \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}, \quad (4.3)$$

где γ – электропроводность ВЭ.

Поскольку во вторичном элементе ЛАДПП нет источников энергии, в нем действует следующее соотношение:

$$\operatorname{div} \bar{\delta} = 0. \quad (4.4)$$

Полагая двумерное распределение токов во вторичном элементе, применим первое из вышеприведенных уравнений последовательно к каждой области вторичного элемента.

Область 1

$$\frac{\partial \delta_{y1}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{x1}}{\partial y} = 0. \quad (4.5)$$

Область 2

$$\frac{\partial \delta_{y2}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{x2}}{\partial y} = -\gamma \frac{\partial B_z}{\partial t}. \quad (4.6)$$

Область 3

$$\frac{\partial \delta_{y3}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{x3}}{\partial y} = 0. \quad (4.7)$$

Принцип непрерывности линий тока в каждой из областей вторичного элемента дает еще три уравнения.

Область 1

$$\frac{\partial \delta_{x1}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y1}}{\partial y} = 0. \quad (4.8)$$

Область 2

$$\frac{\partial \delta_{x2}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y2}}{\partial y} = 0. \quad (4.9)$$

Область 3

$$\frac{\partial \delta_{x3}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y3}}{\partial y} = 0. \quad (4.10)$$

Дифференцируя первое уравнение области 1 по «x», а второе – по «y», складываем их и получаем для области 1 с учетом выражения для магнитной индукции в этой области:

$$\frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial y^2} = 0. \quad (4.11)$$

Дифференцируя первое уравнение области 1 по «y», а второе – по «x» и, вычитая из второго первое, с учетом значения индукции в этой области, получим:

$$\frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial y^2} = 0. \quad (4.12)$$

Аналогично получаются уравнения для плотностей тока в области 2 вторичного элемента ЛАДПП:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \delta_{x2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x2}}{\partial y^2} &= 0; \\ \frac{\partial^2 \delta_{y2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y2}}{\partial y^2} &= \alpha \omega \gamma B_M \cdot \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \quad (4.13)$$

Подобным же образом составляются и уравнения для плотностей токов в области 3 вторичного элемента ЛАДПП:

$$\begin{aligned}\frac{\partial^2 \delta_{x3}}{\partial x_2} + \frac{\partial \delta_{x3}}{\partial y^2} &= 0; \\ \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial y} &= 0.\end{aligned}\tag{4.14}$$

4.3 Решение уравнений токов вторичного элемента

Общие решения для уравнений токов должны удовлетворять как дифференциальным уравнениям, так и граничным условиям, так как в данном случае имеем краевую задачу. Решение ее выполним последовательно. Сначала найдем решение, удовлетворяющее дифференциальным уравнениям в более общем виде, а затем определим неизвестные постоянные интегрирования из граничных условий.

Общие выражения для токов вторичного элемента, удовлетворяющие дифференциальным уравнениям, могут быть представлены следующим образом.

Область 1

$$\begin{aligned}\delta_{x1} &= A_1 ch \alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y1} &= A_2 sh \alpha y \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\tag{4.15}$$

Область 2

$$\begin{aligned}\delta_{x2} &= A_3 sh \alpha (\beta_1 - y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y2} &= \left[A_4 ch \alpha (\beta_1 - y) - \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} \right] \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\tag{4.16}$$

Область 3

$$\begin{aligned}\delta_{x3} &= A_5 ch\alpha(b_3 - y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y3} &= A_6 sh\alpha(b_3 - y) \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\tag{4.17}$$

Величина β_1 определяет ординату «у», при которой плотность тока в направлении оси «x» равна нулю. Введение ее определено соображениями, непосредственно связанными с физическими процессами, происходящими во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя с поперечным замыканием магнитного потока. Величина β_1 в дальнейшем будет определена из граничных условий также, как и постоянные A_1, A_2, A_3, A_4, A_5 и A_6 .

Соответствие представленных решений дифференциальным уравнением токов вторичного элемента легко проверяется прямой подстановкой. Например, подставляя в первое уравнение области 1 значение δ_{x1} , будем иметь:

$$A_1 \alpha^2 ch \alpha y [-\sin(\alpha x - \omega t)] + A_1 \alpha^2 ch \alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t) = 0.$$

Подстановка значения δ_{y1} во второе уравнение области 1 дает следующее тождество:

$$A_2 \alpha^2 sh \alpha y \cdot \cos(\alpha x - \omega t) + A_2 \alpha^2 sh \alpha y \cdot [-\cos(\alpha x - \omega t)] = 0.$$

Подставляя значение δ_{x2} в первое уравнение области 2, получим:

$$A_3 \alpha^2 sh \alpha y (\beta_1 - y) [-\sin(\alpha x - \omega t)] + A_3 \alpha^2 sh \alpha (\beta_1 - y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t) = 0.$$

Аналогично проверяется решение второго уравнения области 2 вторичного элемента:

$$A_4 \alpha^2 ch \alpha (\beta_1 - y) \cos(\alpha x - \omega t) + A_4 \alpha^2 ch \alpha (\beta_1 - y) \cdot [-\cos(\alpha x - \omega t)] = 0.$$

Проверка решения для области 3 вторичного элемента приводит также к тождествам:

$$A_5 \alpha^2 ch \alpha (b_3 - y) [-\sin(\alpha x - \omega t)] + A_5 \alpha^2 ch \alpha (b_3 - y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t) = 0.$$

$$A_6 \alpha^2 sh \alpha (b_3 - y) [-\cos(\alpha x - \omega t)] + A_6 \alpha^2 ch \alpha (b_3 - y) \cdot \cos(\alpha x - \omega t) = 0.$$

Неизвестные постоянные в приводимых решениях определяются из дополнительных условий. Первым таким условием является непрерывность линий тока, которая выражается следующим соотношением:

$$div \bar{\delta} = 0. \quad (4.18)$$

Применительно к данному случаю это соотношение имеет вид:

$$\frac{\partial \delta_x}{\partial x} + \frac{\partial \delta_y}{\partial y} = 0. \quad (4.19)$$

Принцип непрерывности линий тока в применении к области 1 дает:

$$\alpha A_1 ch \alpha y (\alpha x - \omega t) + A_2 \alpha ch \alpha y \cdot \cos(\alpha x - \omega t) = 0,$$

откуда:

$$A_1 = -A_2.$$

В области 2 соответственно получаем:

$$A_3 = A_4.$$

В области 3 имеем:

$$A_5 = A_6.$$

Таким образом, три из семи неизвестных постоянных интегрирования могут быть исключены, и выражения для плотностей токов вторичного элемента оказываются более удобными для последующего использования. Они примут следующий вид.

В области 1:

$$\begin{aligned} \delta_{x1} &= A_1 ch \alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y1} &= -A_1 sh \alpha y \cdot \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \quad (4.20)$$

В области 2:

$$\begin{aligned}\delta_{x2} &= A_3 sh\alpha(\beta_1 - y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y2} &= \left[A_3 ch\alpha(\beta_1 - y) - \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \right] \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\tag{4.21}$$

В области 3:

$$\begin{aligned}\delta_{x3} &= A_5 ch\alpha(b_3 - y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y3} &= A_5 sh\alpha(b_3 - y) \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\tag{4.22}$$

Остальные четыре неизвестных постоянных интегрирования определяются на основании неразрывности линий тока на границах областей.

Так на границе области 1 и области 2 необходимо выполнить следующее условие:

$$\delta_{x1}(x, b_1) = \delta_{x2}(x, b_1),\tag{4.23}$$

которое позволяет определить первое уравнение для нахождения неизвестных постоянных:

$$A_1 ch\alpha b_1 = A_3 sh\alpha(\beta_1 - b_1).$$

На границе областей 2 и 3 должно выполняться условие:

$$\delta_{x2}(x, b_2) = \delta_{x3}(x, b_2),\tag{4.24}$$

которое определяет второе из искомым уравнений

$$A_3 sh\alpha(\beta_1 - b_2) = A_5 ch\alpha(b_3 - b_2).$$

Аналогичные условия выполняются для у-составляющей плотности тока

$$\begin{aligned}\delta_{y1}(x, b_1) &= \delta_{y2}(x, b_1); \\ \delta_{y2}(x, b_2) &= \delta_{y3}(x, b_2).\end{aligned}\tag{4.25}$$

На их основании получаем третье и четвертое уравнения для нахождения неизвестных постоянных интегрирования

$$A_2 sh \alpha b_1 = A_4 ch \alpha (\beta_1 - b_1) - \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha};$$

$$A_4 ch \alpha (\beta_1 - b_2) - \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} = A_5 sh \alpha (b_3 - b_2).$$

Итак, имеем систему из четырех уравнений с четырьмя неизвестными:

$$A_1 ch \alpha b_1 = A_3 sh \alpha (\beta_1 - b_1);$$

$$A_3 sh \alpha (\beta_1 - b_2) = A_5 ch \alpha (b_3 - b_2);$$

$$-A_1 sh \alpha b_1 = A_3 ch \alpha (\beta_1 - b_1) - \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha}; \tag{4.26}$$

$$A_3 ch \alpha (\beta_1 - b_2) - \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} = A_5 sh \alpha (b_3 - b_2).$$

Из первых двух уравнений системы (4.26) находим величины A_1 и A_5 , как функции A_3 и β_1

$$A_1 = A_3 \frac{sh \alpha (\beta_1 - b_1)}{ch \alpha b_1};$$

$$A_5 = A_3 \frac{sh \alpha (\beta_1 - b_2)}{ch \alpha (b_3 - b_2)}.$$

Подставив значения A_1 и A_5 в третье и четвертое уравнения системы (4.26), перейдем к системе уравнений с двумя неизвестными:

$$-A_3 th \alpha b_1 \cdot sh \alpha (\beta_1 - b_1) = A_3 ch \alpha (\beta_1 - b_1) - \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha}.$$

$$A_3 ch \alpha (\beta_1 - b_2) - \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} = A_3 th \alpha (b_3 - b_2) \cdot sh \alpha (\beta_1 - b_2).$$

Величина A_3 может быть выражена из этих уравнений двояко:

$$A_3 = \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{1}{\operatorname{ch} \alpha(\beta_1 - b_1) + \operatorname{th} \alpha b_1 \cdot \operatorname{sh} \alpha(\beta_1 - b_1)};$$

$$A_3 = \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{1}{\operatorname{ch} \alpha(\beta_1 - b_2) - \operatorname{th} \alpha(b_3 - b_2) \cdot \operatorname{sh} \alpha(\beta_1 - b_2)}.$$

Сопоставляя правые части приведенных равенств, получим одно уравнение, позволяющее определить β_1 . После выполнения элементарных математических действий искомая величина β_1 представится в следующем виде:

$$\beta_1 = \frac{1}{\alpha} \operatorname{arth} \left[\operatorname{cth} \alpha b_3 - \frac{\operatorname{ch} \alpha(b_3 - b_2)}{\operatorname{ch} \alpha b_1 \cdot \operatorname{sh} \alpha b_3} \right]. \quad (4.27)$$

Итак, четыре постоянных интегрирования определены:

$$A_1 = \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{1}{\operatorname{ch} \alpha b_1 \cdot \operatorname{cth} \alpha(\beta_1 - b_1) + \operatorname{sh} \alpha b_1};$$

$$A_3 = \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{1}{\operatorname{ch} \alpha(\beta_1 - b_1) + \operatorname{th} \alpha b_1 \cdot \operatorname{sh} \alpha(\beta_1 - b_1)};$$

$$A_5 = \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{1}{\operatorname{cth} \alpha(\beta_1 - b_2) \operatorname{ch} \alpha(b_3 - b_2) - \operatorname{sh} \alpha(\beta_3 - b_2)}.$$

где $\beta_1 = \frac{1}{\alpha} \operatorname{arth} \left[\operatorname{cth} \alpha b_3 - \frac{\operatorname{ch} \alpha(b_3 - b_2)}{\operatorname{ch} \alpha b_1 \cdot \operatorname{sh} \alpha b_3} \right].$

Таким образом, соответственно областям вторичного элемента имеем следующие выражения для плотностей токов вторичного элемента ЛАД:

Область 1:

$$\delta_{x1} = \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{\operatorname{ch} \alpha y}{\operatorname{ch} \alpha b_1 \cdot \operatorname{cth} \alpha(\beta_1 - b_1) + \operatorname{sh} \alpha b_1} \cdot \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\delta_{y1} = -\frac{\omega \gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{\operatorname{sh} \alpha y}{\operatorname{ch} \alpha b_1 \cdot \operatorname{cth} \alpha(\beta_1 - b_1) + \operatorname{sh} \alpha b_1} \cdot \cos(\alpha x - \omega t). \quad (4.29)$$

Область 2:

$$\begin{aligned}\delta_{x2} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{sh\alpha(\beta_1 - y)}{ch\alpha(\beta_1 - b_1) + th\alpha b_1 \cdot sh\alpha(\beta_1 - b_1)} \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y2} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \left[\frac{ch\alpha(\beta_1 - y)}{ch\alpha(\beta_1 - b_1) + th\alpha b_1 \cdot sh\alpha(\beta_1 - b_1)} - 1 \right] \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\quad (4.30)$$

Область 3:

$$\begin{aligned}\delta_{x3} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha(\beta_3 - y)}{ch\alpha(b_3 - b_2)cth\alpha(\beta_1 - b_1) - sh\alpha(b_3 - b_2)} \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y3} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{sh\alpha(b_3 - y)}{ch\alpha(b_3 - b_2) \cdot cth\alpha(\beta_1 - b_1) - sh\alpha(\beta_3 - b_2)} \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\quad (4.31)$$

Представленные таким образом выражения для токов являются функциями некоторой искусственно введенной величины β_1 , имеющей, впрочем, определенный физический смысл.

Выполнив элементарные математические преобразования, приведем выражения для плотностей токов во вторичном элементе ЛАДПП к более удобному виду.

Область 1

$$\begin{aligned}\delta_{x1} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{sh\alpha(\beta_1 - b_1)}{ch\alpha b_1} ch\alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y1} &= -\frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{sh\alpha(\beta_1 - b_1)}{ch\alpha b_1} sh\alpha y \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\quad (4.32)$$

Область 2

$$\begin{aligned}\delta_{x2} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha b_1}{ch\alpha\beta_1} sh\alpha(\beta_1 - y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y2} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \left[\frac{ch\alpha b_1}{ch\alpha\beta_1} ch\alpha(\beta_1 - y) - 1 \right] \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\quad (4.33)$$

Область 3

$$\begin{aligned}\delta_{x3} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{sh\alpha(\beta_1 - b_2)}{ch\alpha(b_3 - \beta_1)} ch\alpha(\beta_3 - y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y3} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{sh\alpha(\beta_1 - b_2)}{ch\alpha(b_3 - \beta_1)} sh\alpha(\beta_3 - y) \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\quad (4.34)$$

Величина β_1 в уравнениях (4.32), (4.33) и (4.34) определяется из выражения:

$$\beta_1 = \frac{1}{\alpha} \operatorname{arth} \left[cth\alpha b_3 - \frac{ch\alpha(b_3 - b_2)}{ch\alpha b_1 \cdot sh\alpha b_3} \right]. \quad (4.35)$$

При необходимости β_1 может быть исключена из выражений для плотностей токов. Последнее в этом случае после элементарных преобразований приобретают вид:

Область 1

$$\begin{aligned}\delta_{x1} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha(b_3 - b_1) - ch\alpha(b_3 - b_2)}{sh\alpha b_3} ch\alpha y \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y2} &= -\frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha(b_3 - b_1) - ch\alpha(b_3 - b_2)}{sh\alpha b_3} sh\alpha y \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\quad (4.36)$$

Область 2

$$\begin{aligned}\delta_{x2} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha b_1 \cdot ch\alpha(b_3 - y) - ch\alpha(b_3 - b_2) \cdot ch\alpha y}{sh\alpha b_3} \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y2} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha b_1 \cdot sh\alpha(b_3 - y) + ch\alpha(b_3 - b_2) \cdot sh\alpha y - sh\alpha b_3}{sh\alpha b_3} \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\quad (4.37)$$

Область 3

$$\begin{aligned}\delta_{x3} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha b_1 - ch\alpha b_2}{sh\alpha b_3} \cdot ch\alpha(b_3 - y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y3} &= \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha b_1 - ch\alpha b_2}{sh\alpha b_3} \cdot sh\alpha(b_3 - y) \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\quad (4.38)$$

Используя полученные результаты, выполним исследования и построим линии тока вторичного элемента.

Первым этапом расчета трубок токов является, в первую очередь, определение величины полного тока вторичного элемента в пределах полюсного деления. Принципиально его величина может быть найдена в любом сечении вторичного элемента. Однако наиболее удобными сечениями являются такие, в которых одна из составляющих плотности тока равна нулю.

Таких сечений в пределах половины полюсного деления можно указать два.

Первое из них расположено на уровне $y = \beta_1$ в пределах от $x=0$ до $x=\tau/2$.

В этом сечении имеет место лишь y – составляющая плотности тока.

Второе сечение расположено на уровне $x=\tau/2$ в пределах от $y = \beta_1$ до $y = b_3$, и в нем имеет место только x -составляющая плотности тока.

Ток в первом сечении определяется сравнительно просто

$$I = \int_0^{\tau/2} \delta_{y2} \Big|_{y=\beta_1} \cdot dx = \int_0^{\tau/2} \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \left(\frac{ch\alpha b_1}{ch\alpha\beta_1} - 1 \right) \cdot \cos\alpha x dx = \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha^2} \left(\frac{ch\alpha b_1}{ch\alpha\beta_1} - 1 \right).$$

Во втором сечении выражение для тока представляется в виде двух слагаемых

$$I = \int_{\beta_1}^{b_2} \delta_{x2} \Big|_{x=\tau/2} \cdot dy + \int_{b_2}^{b_3} \delta_{x3} \Big|_{x=\tau/2} \cdot dy = \int_{\beta_1}^{b_2} \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha b_1}{ch\alpha\beta_1} - sh\alpha(\beta_1 - y) dy +$$

$$+ \int_{b_2}^{b_3} \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha} \cdot \frac{sh\alpha(\beta_1 - b_2)}{ch\alpha(b_3 - \beta_1)} \cdot ch\alpha(b_3 - y) dy = \frac{\omega\gamma B_M}{\alpha^2} \left(\frac{ch\alpha b_1}{ch\alpha\beta_1} - 1 \right).$$

Равенство токов в первом и во втором сечениях служит подтверждением правильности выполненных преобразований.

Положим, что в пределах полюсного деления необходимо иметь n_1 трубок тока. Тогда уравнение линии, ограничивающей k_1 трубок тока, примет следующий вид

$$\int_0^x \delta_{y^2} dx = \frac{k_1}{n_1} \cdot \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha^2} \left(\frac{ch \alpha b}{ch \alpha b_1} - 1 \right) = \frac{\omega \gamma B_M}{\alpha^2} \left[\frac{ch \alpha b_1}{ch \alpha \beta_1} \cdot ch \alpha (b_1 - y) - 1 \right] \sin \alpha x.$$

Для удобства вычислений это уравнение преобразовано и представлено следующим образом

$$\begin{aligned} \frac{x}{\tau} &= \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{k_1}{n_1} \cdot \frac{ch \alpha b_1 - ch \alpha \beta_1}{ch \alpha b_1 \cdot ch \alpha (\beta_1 - y) - ch \alpha b_1}; \\ \frac{y}{\tau} &= \frac{1}{\pi} \left[\alpha \beta_1 - arch \left(\frac{k_1}{n_1} \cdot \frac{ch \alpha b_1 - ch \alpha \beta_1}{ch \alpha b_1 \cdot \sin \alpha x} + \frac{ch \alpha \beta_1}{ch \alpha b_1} \right) \right]. \end{aligned} \tag{4.39}$$

В качестве примера выполнены вычисления. На их основании построены линии тока во вторичном элементе тягового линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком (рис. 4.2 и 4.3) [257].

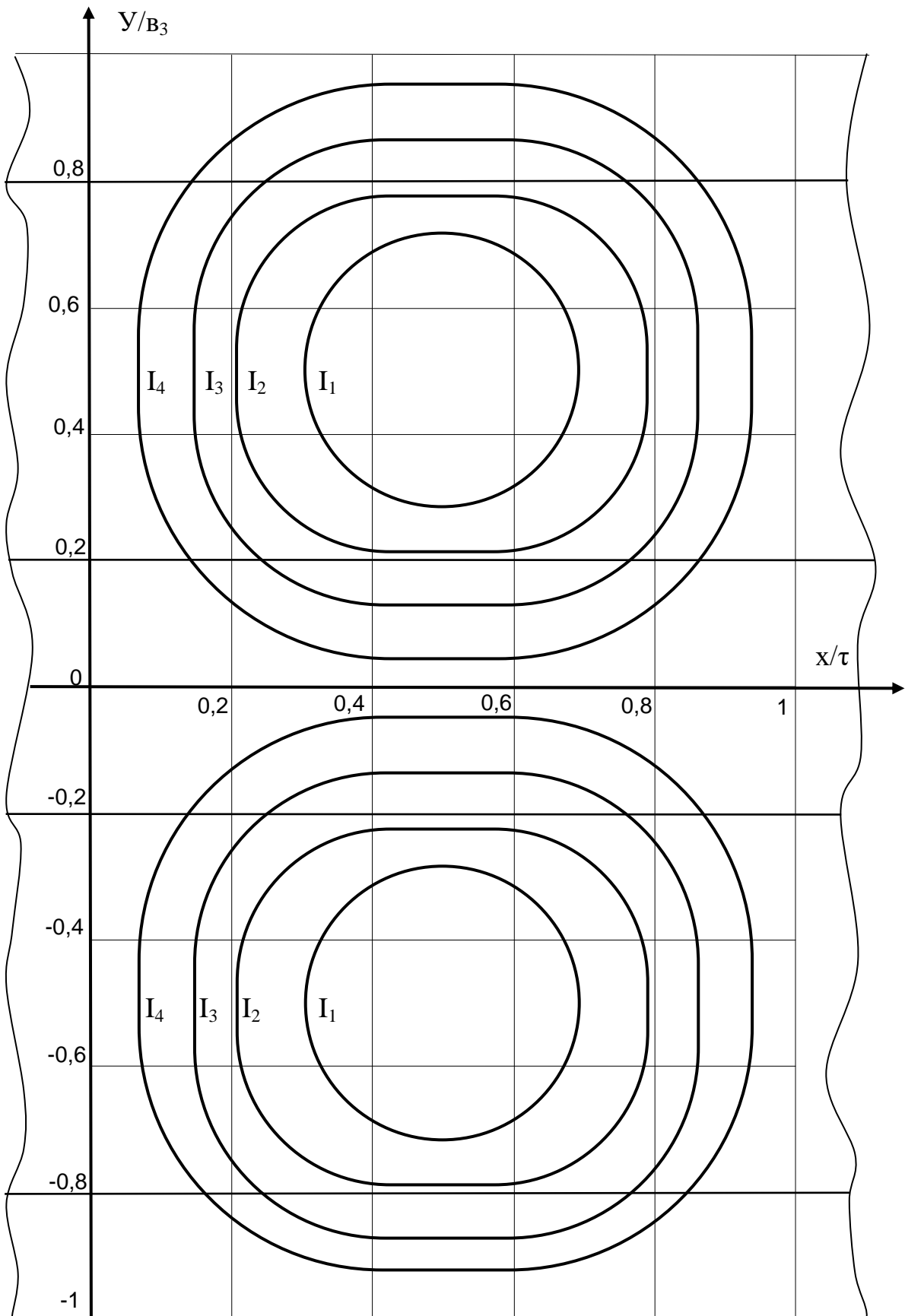


Рис. 4.2. Линии тока вторичного элемента ЛАДПП при полной симметрии расположения индуктора относительно вторичного элемента

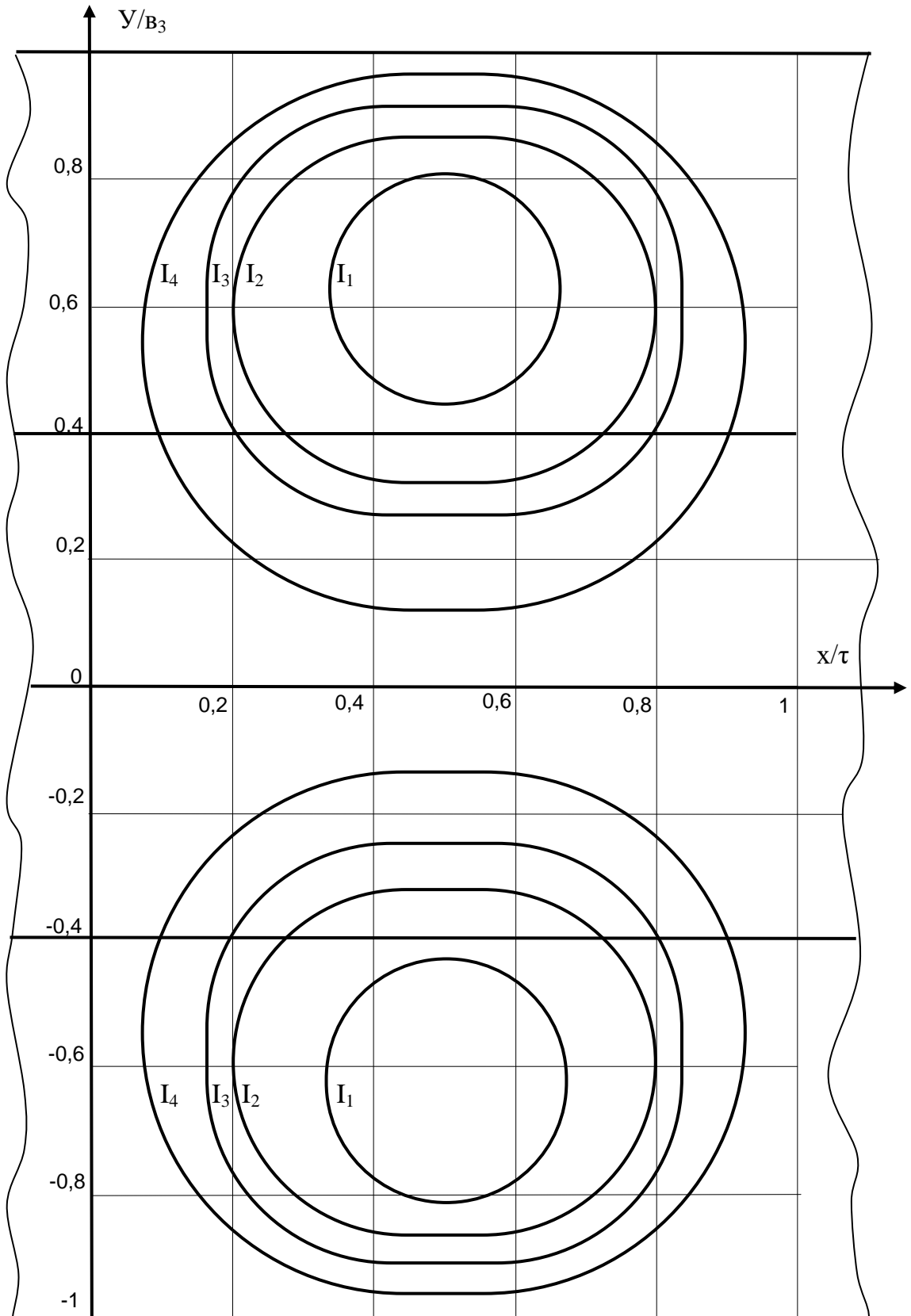


Рис. 4.3. Линии тока вторичного элемента ЛАДПП при несимметричном расположении индуктора относительно вторичного элемента

4.4 Распределение магнитной индукции по ширине линейного асинхронного двигателя с учетом поперечных эффектов

Рассмотренное в предыдущих параграфах распределение тока во вторичном элементе носит несколько упрощенный характер, поскольку при этом предполагалось равномерное распределение магнитной индукции под индуктором и равенство индукции нулю за пределами индуктора. Учет непостоянства магнитной индукции по ширине линейного асинхронного двигателя с поперечным замыканием магнитного потока, возможно произвести, базируясь на имеющихся в литературе сведениях по аналогичным явлениям [27].

На рис. 4.4 показано взаимное расположение индуктора и вторичного элемента двигателя. Предполагается его симметричное положение, т.е. такое, при котором оси индуктора и вторичного элемента совпадают. В этом случае исследованию подвергается лишь половина двигателя, токи во второй половине вторичного элемента располагаются симметрично по отношению к токам в первой половине вторичного элемента. Исследуемая часть вторичного элемента двигателя представлена в виде четырех областей 1, 2-а, 2-б, 3. В каждой из областей магнитная индукция изменяется по своему закону.

Ряд авторов не без оснований полагает, что под индуктором магнитная индукция убывает по ширине от центра к его краям по линейному закону [29], например, как это показано на рис. 4.5.

Получим выражение для магнитной индукции под индуктором линейного асинхронного двигателя с поперечным замыканием магнитного потока применительно к принятой схеме его на рис. 4.4 и распределению индукции соответственно рис. 4.5. Особо следует подчеркнуть, что в двигателях с поперечным магнитным потоком распределение индукции под индуктором будет несимметричным относительно оси индуктора, так как в этом случае сказывается влияние второй половины индуктора, расположенной по другую сторону оси. Соответственно этому коэффициенты снижения индукции на краях индуктора различны ξ_1 и ξ (см. рис. 4.5).

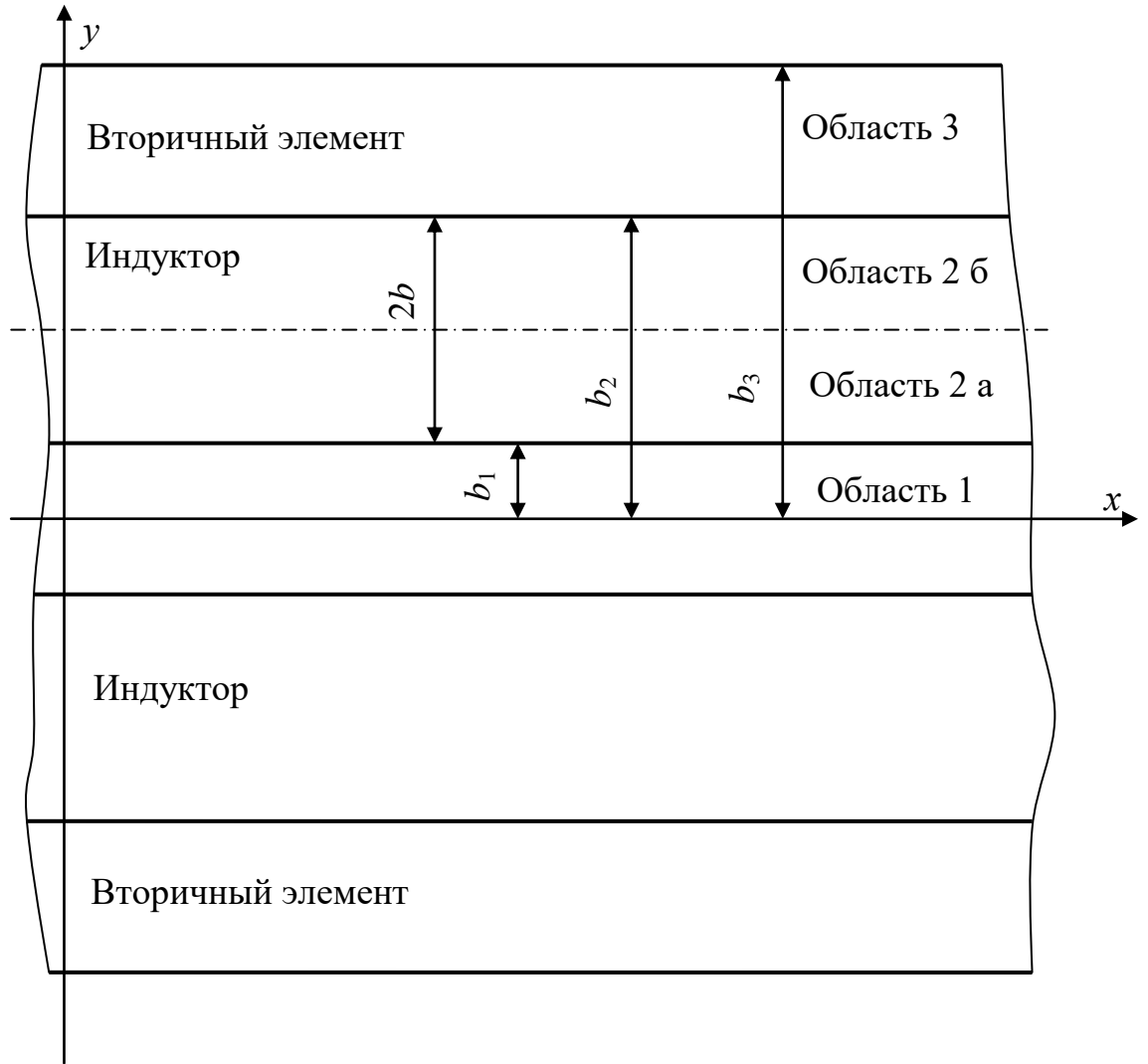


Рис. 4.4. Взаимное расположение индуктора и вторичного элемента двигателя

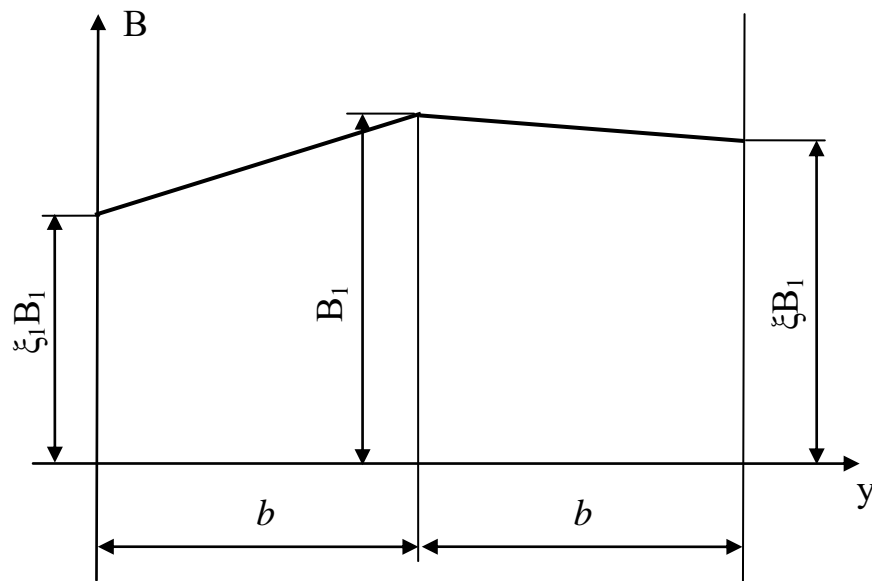


Рис. 4.5. Распределение магнитной индукции в активной зоне индуктора

Аналитическое представление индукции под индуктором может быть получено путем составления уравнений прямых, проходящих через две заданные точки.

В области 2-а составим уравнение прямой, проходящей через точки (ξ_1, B_1, b_1) и $\left(B_1, \frac{b_1 + b_2}{2}\right)$

$$\frac{B_{IIa}(y) - \xi_1 B_1}{B_1 - \xi_1 B_1} = \frac{y - b_1}{\frac{b_1 - b_2}{2} - b_1}.$$

Откуда имеем выражение для индукции в этой области:

$$B_{IIa}(y) = \frac{2(1 - \xi_1)B_1}{b_2 - b_1} \left[y + \frac{\xi_1 b_2 + (\xi_1 - 2)b_1}{2(1 - \xi_1)} \right]. \quad (4.40)$$

В области 2-δ составим уравнение прямой, проходящей через точки (ξ, B_1, b_2) и $\left(B_1, \frac{b_1 + b_2}{2}\right)$

$$\frac{B_{II\delta}(y) - \xi B_1}{B_1 - \xi B_1} = \frac{y - b_2}{\frac{b_1 - b_2}{2} - b_2}.$$

Отсюда аналитическое представление индукции в области II δ в функции координаты у:

$$B_{II\delta}(y) = \frac{2(1 - \xi)B_1}{b_1 - b_2} \left[y + \frac{\xi b_1 + (\xi - 2)b_2}{2(1 - \xi)} \right]. \quad (4.41)$$

В области 1 вторичного элемента аналитическое представление индукции осуществлено методом суперпозиции, каждый из внутренних краев половинок индуктора рассматривается не зависимо от другого, причем поле вне каждой из половинок индуктора описывается известным соотношением [27].

$$B(z) = B e^{-\frac{z}{\Delta}},$$

где Δ – величина немагнитного зазора.

В средней части двигателя магнитные поля обеих половинок накладываются друг на друга. Поскольку их действия направлены навстречу друг другу, результирующее поле может быть представлено в следующем виде

$$B_I(y) = \xi B_1 \left(e^{-\frac{b_1-y}{\Delta}} - e^{-\frac{b_1+y}{\Delta}} \right) = \xi B_1 e^{-\frac{b_1}{\Delta}} \cdot 2sh \frac{y}{\Delta}. \quad (4.42)$$

Графически сложение этих полей представлено на рис. 4.6.

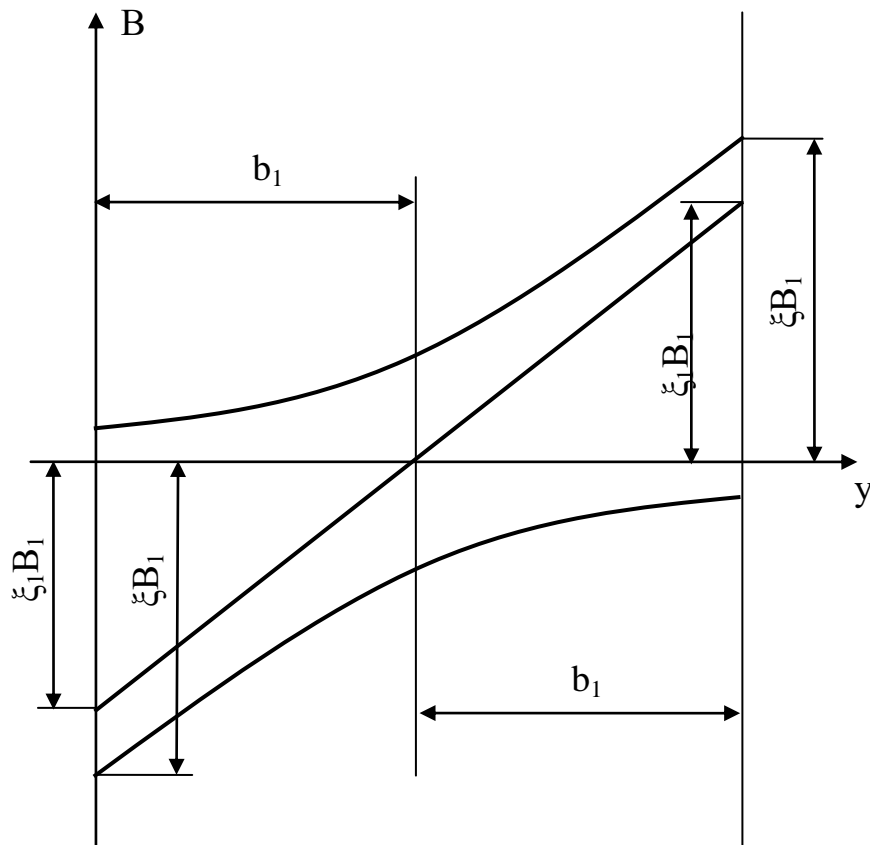


Рис. 4.6. Графическое сложение магнитных полей поперечного краевого эффекта образующих первичный срединный эффект ЛАДПП

Приведенные соотношения дают возможность установить взаимосвязь между ξ_1 и ξ .

$$\xi_1 = \xi \left(1 - e^{-\frac{2b_1}{\Delta}} \right).$$

В последующем одна из этих величин может быть исключена.

С учетом приведенных выше соображений относительно поля в области 1 вторичного элемента сравнительно просто получается аналитическое выражение для индукции в области 3 вторичного элемента.

$$B_{III}(y) = \xi B_1 e^{\frac{b_2-y}{\Delta}}. \quad (4.43)$$

Общее выражение величины магнитной индукции в каждой из областей получается в предположении ее синусоидального распределения в направлении продольной оси двигателя, например:

$$B_1(x) = -B_{1M} \cos(\alpha x - \omega t). \quad (4.44)$$

С учетом вышеизложенного может быть представлена аналитически зависимость магнитной индукции от координат соответственно каждой области:

Область 1

$$B_I = -2\xi B_{1M} e^{-\frac{b_1}{\Delta}} \cdot \operatorname{sh} \frac{y}{\Delta} \cos(\alpha x - \omega t). \quad (4.45)$$

Область 2-а

$$B_{II\alpha} = -\frac{2 \left(1 - \xi + \xi e^{-\frac{2b_1}{\Delta}} \right) B_{1M}}{b_2 - b_1} \left[y + \frac{\xi (1 - e^{-\frac{2b_1}{\Delta}}) b_2 + \left(\xi - \xi e^{-\frac{2b_1}{\Delta}} - 2 \right) b_1}{2 \left(1 - \xi + \xi e^{-\frac{2b_1}{\Delta}} \right)} \right] \cos(\alpha x - \omega t). \quad (4.46)$$

Область 2-б

$$B_{II\delta} = -\frac{2(1-\xi)B_{1M}}{b_1-b_2} \left[y + \frac{\xi b_1 + (\xi-2)b_2}{2(1-\xi)} \right] \cos(\alpha x - \omega t). \quad (4.47)$$

Область 3

$$B_{III} = -\xi B_{1M} e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \cdot \cos(\alpha x - \omega t). \quad (4.48)$$

4.5 Уравнение плотностей токов во вторичном элементе с учетом первичных поперечных краевых эффектов

На основании уравнений Максвелла во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя действительны следующие соотношения:

$$\text{rot} \bar{\delta} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \quad \text{div} \bar{\delta} = 0.$$

Применительно к каждой области вторичного элемента эти соотношения с учетом двумерного распределения токов во вторичном элементе преобразуются следующим образом:

Область 1:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \delta_{y1}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{x1}}{\partial y} &= -C_1 sh \frac{y}{\Delta} \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial \delta_{x1}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{y1}}{\partial y} &= 0. \end{aligned} \quad (4.49)$$

Область 2-а:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \delta_{y2\alpha}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{x2\alpha}}{\partial y} &= -C_2 (y + C_3) \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial \delta_{x2\alpha}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{y2\alpha}}{\partial y} &= 0. \end{aligned} \quad (4.50)$$

Область 2-б:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \delta_{y2\delta}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{y2\delta}}{\partial y} &= -C_4(y + C_5) \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial \delta_{x2\delta}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{x2\delta}}{\partial y} &= 0. \end{aligned} \quad (4.51)$$

Область 3:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \delta_{y3}}{\partial x} - \frac{\partial \delta_{x3}}{\partial y} &= -C_6 e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial \delta_{x3}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y3}}{\partial y} &= 0. \end{aligned} \quad (4.52)$$

В приведенных соотношениях приняты следующие обозначения:

$$\begin{aligned} C_1 &= 2\gamma\omega B_M \xi e^{-\frac{b_1}{\Delta}}; \\ C_2 &= \frac{2\gamma\omega B_M \left(1 - \xi + \xi \cdot e^{-\frac{2b_1}{\Delta}}\right)}{b_2 - b_1}; \\ C_3 &= \frac{\xi \left(1 - e^{-\frac{2b_1}{\Delta}}\right) b_2 + \left(\xi - \xi e^{-\frac{2b_1}{\Delta}} - 2\right) b_1}{}; \\ C_4 &= \frac{2\gamma\omega B_M (1 - \xi)}{b_1 - b_2}; \\ C_5 &= \frac{\xi b_1 + (\xi - 2) b_2}{2(1 - \xi)}; \\ C_6 &= \gamma\omega B_M \xi. \end{aligned} \quad (4.53)$$

Преобразуем полученную систему уравнений так, чтобы каждое уравнение содержало только одну неизвестную функцию. Для этого исключаем из первого уравнения области 1 величину δ_{y1} , а из второго уравнения этой же

области величину δ_{x1} . Аналогичные операции производим для других областей вторичного элемента.

Продифференцируем первое уравнение области 1 по «у», а второе по «х»:

$$\frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial x \partial y} - \frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial y^2} = -\frac{C_1}{\Delta} ch \frac{y}{\Delta} \sin(\alpha x - \omega t);$$
$$-\frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial x \partial y} = 0.$$

Складываем полученные уравнения:

$$\frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial y^2} = \frac{C_1}{\Delta} ch \frac{y}{\Delta} \sin(\alpha x - \omega t).$$

Продифференцируем первое уравнение области 1 по «х», а второе – по «у»:

$$\frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial x^2} - \frac{\partial \delta_{x1}}{\partial x \partial y} = -\alpha C_1 sh \frac{y}{\Delta} \cos(\alpha x - \omega t);$$
$$\frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial y^2} = 0.$$

Складываем полученные уравнения:

$$\frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial y^2} = -\alpha C_1 sh \frac{y}{\Delta} \cos(\alpha x - \omega t).$$

В этой области принято следующее обозначение:

$$C_1 = 2\xi B_M e^{-\frac{b_1}{\Delta}} \cdot \gamma \omega.$$

Аналогичные операции выполняем над уравнениями других областей.

Область 2-а:

$$\frac{\partial^2 \delta_{y2\alpha}}{\partial x \partial y} - \frac{\partial^2 \delta_{x2\alpha}}{\partial y^2} = -C_2 \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$-\frac{\partial^2 \delta_{x2\alpha}}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \delta_{y2\alpha}}{\partial x \partial y} = 0;$$

$$\frac{\partial^2 \delta_{x2\alpha}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x2\alpha}}{\partial y^2} = C_2 \sin(\alpha x - \omega t).$$

$$\frac{\partial^2 \delta_{y2\alpha}}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \delta_{x2\alpha}}{\partial x \partial y} = -C_2 (y + C_3) \alpha \cos(\alpha x - \omega t);$$

$$\frac{\partial^2 \delta_{x2\alpha}}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 \delta_{y2\alpha}}{\partial y^2} = 0;$$

$$\frac{\partial^2 \delta_{y2\alpha}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y2\alpha}}{\partial y^2} = -C_2 (y + C_3) \alpha \cos(\alpha x - \omega t).$$

Область 2-б:

$$\frac{\partial^2 \delta_{y2\delta}}{\partial x \partial y} - \frac{\partial^2 \delta_{x2\delta}}{\partial y^2} = -C_4 \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$-\frac{\partial^2 \delta_{x2\delta}}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \delta_{y2\delta}}{\partial x \partial y} = 0;$$

$$\frac{\partial^2 \delta_{x2\delta}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x2\delta}}{\partial y^2} = C_4 \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\frac{\partial^2 \delta_{y2\delta}}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \delta_{x2\delta}}{\partial x \partial y} = -C_4 (y + C_5) \alpha \sin(\alpha x - \omega t);$$

$$\frac{\partial^2 \delta_{x2\delta}}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 \delta_{y2\delta}}{\partial y^2} = 0;$$

$$\frac{\partial^2 \delta_{x2\delta}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y2\delta}}{\partial y^2} = -C_4 (y + C_5) \alpha \cos(\alpha x - \omega t).$$

Область 3:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial y \partial x} - \frac{\partial^2 \delta_{x3}}{\partial y^2} &= \frac{C_6}{\Delta} e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \sin(\alpha x - \omega t); \\ -\frac{\partial^2 \delta_{x3}}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial x \partial y} &= 0; \\ \frac{\partial^2 \delta_{x3}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x3}}{\partial y^2} &= -\frac{C_6}{\Delta} e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \delta_{x3}}{\partial x \partial y} &= -\alpha \cdot C_6 \cdot e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \cos(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial^2 \delta_{x3}}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial y^2} &= 0; \\ \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial y^2} &= -\alpha \cdot C_6 \cdot e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned}$$

Итак, получаем восемь уравнений для токов во вторичном элементе ЛАДПП.

Область 1:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x1}}{\partial y^2} &= \frac{C_1}{\Delta} ch \frac{y}{\Delta} \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y1}}{\partial y^2} &= -\alpha C_1 sh \frac{y}{\Delta} \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \tag{4.54}$$

Область 2-а:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \delta_{x2\alpha}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x2\alpha}}{\partial y^2} &= C_2 \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial^2 \delta_{y2\alpha}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y2\alpha}}{\partial y^2} &= -C_2 (y + C_3) \alpha \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \tag{4.55}$$

Область 2-б:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \delta_{x2\delta}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x2\delta}}{\partial y^2} &= C_4 \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial^2 \delta_{y2\delta}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y2\delta}}{\partial y^2} &= -C_4 (y + C_5) \alpha \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \quad (4.56)$$

Область 3:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \delta_{x3}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{x3}}{\partial y^2} &= -\frac{C_6}{\Delta} e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \sin(\alpha x - \omega t); \\ \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta_{y3}}{\partial y^2} &= -\alpha C_6 e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \quad (4.57)$$

4.6 Решение уравнений токов вторичного элемента с учетом первичных поперечных краевых эффектов

Для решения уравнений (4.54), (4.55), (4.56) и (4.57) может быть использован один и тот же математический прием. Поэтому рассмотрим такое решение в более общем виде.

Общая форма уравнений токов во вторичном элементе может быть представлена в таком виде

$$\frac{\partial^2 \delta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \delta}{\partial y^2} = F_1(y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t).$$

Решение ищем, как известно из математики, в следующей форме:

$$\delta = F_2(y) \cdot \sin(\alpha x - \omega t).$$

Подставляя значение δ в основное дифференциальное уравнение, приходим к неоднородному обыкновенному дифференциальному уравнению второго порядка относительно $F_2(y)$:

$$\frac{d^2 F_2(y)}{dy^2} - \alpha^2 F_2(y) = F_1(y).$$

Решение его выполняется путем использования метода варьирования произвольных неизвестных функций от «у». С этой целью находим частные решения соответствующего однородного уравнения.

$$F_2''(y) - \alpha^2 F_2(y) = 0.$$

$$F_{21}(y) = e^{\alpha y}, \quad F_{22}(y) = e^{-\alpha y}.$$

Общее решение неоднородного уравнения в этом случае может быть представлено в следующем виде:

$$F_2(y) = C_1(y) \cdot F_{21}(y) + C_2(y) \cdot F_{22}(y),$$

где $C_1(y)$ и $C_2(y)$ – некоторые функции, подлежащие определению из дополнительных условий.

Продифференцировав общее решение по «у» и положив:

$$C_1'(y) \cdot F_{21}(y) + C_2'(y) \cdot F_{22}(y) = 0,$$

будем иметь

$$F_2'(y) = C_1(y) \cdot F_{21}'(y) + C_2(y) \cdot F_{22}'(y).$$

Полученное выражение дифференцируем еще раз:

$$F_2'' = C_1 \cdot F_{21}'' + C_2 \cdot F_{22}'' + C_1' \cdot F_{21}' + C_2' \cdot F_{22}'.$$

Подставляя в обыкновенное неоднородное дифференциальное уравнение второго порядка значения F_2 и F_2' , получим систему дифференциальных уравнений первого порядка относительно C_1 и C_2 .

$$C_1' e^{\alpha y} + C_2' e^{-\alpha y} = 0;$$

$$C_1' e^{\alpha y} - C_2' \alpha e^{-\alpha y} = F_1(y).$$

Вначале эта система решается, как алгебраическая, а затем находятся значения $C_1(y)$ и $C_2(y)$ путем выполнения операции интегрирования

$$2C_1' e^{\alpha y} = \frac{1}{\alpha} F_1(y), \quad C_1 = \frac{1}{2\alpha};$$

$$2C_2' e^{-\alpha y} = -\frac{1}{\alpha} F_1(y), \quad C_2 = -\frac{1}{2\alpha} \int F_1(y) e^{\alpha y} dy + C_{21}.$$

Таким образом, общее решение неоднородного дифференциального уравнения получаем в следующем виде

$$F_2(y) = \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \int F_1(y) e^{-\alpha y} dy - e^{-\alpha y} \int F_1(y) e^{\alpha y} dy \right] + C_{11} e^{\alpha y} + C_{21} e^{-\alpha y}.$$

Оно может быть представлено и в несколько ином виде

$$F_2(y) = \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \int F_1(y) e^{-\alpha y} dy - e^{-\alpha y} \int F_1(y) e^{\alpha y} dy \right] + (C_{11} - C_{21}) sh \alpha y + (C_{11} + C_{21}) ch \alpha y.$$

Возможно и другое представление общего решения уравнения

$$F_2(y) = \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \int F_1(y) e^{-\alpha y} dy - e^{-\alpha y} \int F_1(y) e^{\alpha y} dy \right] + Ach \alpha (y + \beta);$$

или

$$F_2(y) = \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \int F_1(y) e^{-\alpha y} dy - e^{-\alpha y} \int F_1(y) dy \right] + Ash \alpha (y + \beta).$$

Выбор того или иного вида решения зависит от значения произвольных постоянных, определяемых на основании граничных условий.

Итак, общее решение дифференциального уравнения для плотностей токов во вторичном элементе линейного двигателя имеет следующий вид

$$\delta = \left\{ \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \int F_1(y) e^{-\alpha y} dy - e^{-\alpha y} \int F_1(y) e^{\alpha y} dy \right] + Ach \alpha (y + \beta) \right\} \sin(\alpha x - \omega t).$$

Возможно и другое представление общего решения дифференциального уравнения плотностей токов во вторичном элементе линейного двигателя:

$$\delta = \left\{ Ash\alpha(y + \beta) + \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \int F_1(y) e^{-\alpha y} dy - e^{-\alpha y} \int F_1(y) e^{\alpha y} dy \right] \right\} \sin(\alpha x - \omega t).$$

Более конкретное решение может быть представлено, если известен вид функции $F_1(y)$. Рассмотрим такие решения применительно к некоторым видам функций $F_1(y)$.

Преобразуем общее решение применительно к следующему значению функции $F_1(y) = e^{\frac{b_2-y}{\Delta}}$.

Подставляя значение $F_1(y)$ в общее решение, последовательно выполняем элементарные преобразования

$$\begin{aligned} \delta &= \left\{ Ach\alpha(y + \beta) + \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \int e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} e^{-\alpha y} dy - e^{-\alpha y} \int e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} e^{\alpha y} dy \right] \right\} \sin(\alpha x - \omega t) = \\ &= \left\{ Ach\alpha(y + \beta) + \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \left(-\frac{\Delta}{1 + \alpha\Delta} e^{\frac{b_2-y-\alpha\Delta y}{\Delta}} \right) - e^{-\alpha y} \left(-\frac{\Delta}{1 - \alpha\Delta} e^{\frac{b_2-y+\alpha\Delta y}{\Delta}} \right) \right] \right\} \sin(\alpha x - \omega t). \end{aligned}$$

Откуда искомое конкретное решение представится следующим образом

$$\delta = \left[Ach\alpha(y + \beta) + \frac{\Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \right] \sin(\alpha x - \omega t).$$

Оно может быть представлено и несколько иначе

$$\delta = \left[Ash\alpha(y + \beta) + \frac{\Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} e^{\frac{b_2-y}{\Delta}} \right] \sin(\alpha x - \omega t).$$

Получим общее решение применительно к следующему виду заданной функции $F_1(y) = sh \frac{y}{\Delta}$. Выполнив подстановку и произведя элементарные преобразования, последовательно будем иметь:

$$\begin{aligned} \delta &= \left\{ Ach \alpha(y + \beta) + \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \int sh \frac{y}{\Delta} e^{-\alpha y} dy - e^{-\alpha y} \int sh \frac{y}{\Delta} e^{\alpha y} dy \right] \right\} \sin(\alpha x - \omega t) = \\ &= \left\{ Ach \alpha(y + \beta) + \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \frac{1}{2} \int \left(e^{\frac{y}{\Delta} - \alpha y} - e^{-\frac{y}{\Delta} - \alpha y} \right) dy - e^{-\alpha y} \frac{1}{2} \int \left(e^{\frac{y}{\Delta} + \alpha y} - e^{-\frac{y}{\Delta} + \alpha y} \right) dy \right] \right\} \sin(\alpha x - \omega t). \end{aligned}$$

Решение можно представить двояко.

Во-первых,

$$\delta = \left[Ach \alpha(y + \beta) + \frac{\Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} sh \frac{y}{\Delta} \right] \sin(\alpha x - \omega t).$$

Во-вторых,

$$\delta = \left[Ash \alpha(y + \beta) + \frac{\Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} sh \frac{y}{\Delta} \right] \sin(\alpha x - \omega t).$$

Для линейной функции $F_1 = A_{11} + A_{12}y$ аналогично предыдущему, будем иметь

$$\begin{aligned} \delta &= \left\{ Ach \alpha(y + \beta) + \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \int (A_{11} + A_{12}y) e^{-\alpha y} dy - e^{-\alpha y} \int (A_{11} + A_{12}y) e^{\alpha y} dy \right] \right\} \sin(\alpha x - \omega t) = \\ &= \left\{ Ach \alpha(y + \beta) + \frac{1}{2\alpha} \left[e^{\alpha y} \left(-A_{11} \frac{e^{-\alpha y}}{\alpha} + A_{12} e^{-\alpha y} \cdot \frac{-\alpha y - 1}{\alpha^2} \right) - e^{-\alpha y} \left(-A_{11} \frac{e^{\alpha y}}{\alpha} + A_{12} e^{\alpha y} \cdot \frac{-\alpha y - 1}{\alpha^2} \right) \right] \right\} \times \\ &\times \sin(\alpha x - \omega t). \end{aligned}$$

Окончательное решение в случае линейной функции может иметь следующий вид

$$\delta = \left[Ach\alpha(y + \beta) - \frac{1}{\alpha^2}(A_{11} + A_{12}y) \right] \sin(\alpha x - \omega t).$$

Если линейная функция имеет вид $F_1 = A_{13} - A_{14}y$, то решение получается из предыдущего путем простой замены A_{12} на $-A_{14}$.

Если $F_1(y)$ – величина постоянная, то решение получается следующим образом.

Полагая в предыдущем случае $A_{12} = 0$, получим решение

$$\delta = \left[Ach\alpha(y + \beta) - \frac{A_{11}}{\alpha^2} \right] \sin(\alpha x - \omega t).$$

В частном случае, когда $F_1(y)=0$, решение дифференциального уравнения для плотностей токов во вторичном элементе приобретает следующий вид

$$\delta = Ach\alpha(y + \beta) \sin(\alpha x - \omega t).$$

Используя полученные общие решения подобных дифференциальных уравнений, запишем выражения для плотностей токов во вторичном элементе без учета граничных условий.

Область 1:

$$\begin{aligned} \delta_{x1} &= \left(A_1 ch\alpha y + \frac{C_1 \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2} ch \frac{y}{\Delta} \right) \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y1} &= \left(A_2 sh\alpha y - \frac{\alpha C_1 \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} sh \frac{y}{\Delta} \right) \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \tag{4.58}$$

Область 2-а:

$$\begin{aligned} \delta_{x2a} &= \left[A_3 sh\alpha(\beta_{2a} - y) - \frac{C_2}{\alpha^2} \right] \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y2a} &= \left[A_4 ch\alpha(\beta_{2a} - y) + \frac{C_2(y + C_3)}{\alpha} \right] \cdot \cos(\alpha x - \omega t). \end{aligned} \tag{4.59}$$

Область 2-б:

$$\begin{aligned}\delta_{x2\delta} &= \left[A_5 sh\alpha(\beta_{2\delta} - y) - \frac{C_4}{\alpha^2} \right] \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y2\delta} &= \left[A_6 ch\alpha(\beta_{2\delta} - y) + \frac{C_4(y + C_5)}{\alpha} \right] \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\tag{4.60}$$

Область 3:

$$\begin{aligned}\delta_{x3} &= \left[A_7 ch\alpha(\beta_3 - y) - \frac{C_6\Delta}{1 - \alpha^2\Delta^2} \exp\frac{b_2 - y}{\Delta} \right] \cdot \sin(\alpha x - \omega t); \\ \delta_{y3} &= \left[A_8 sh\alpha(\beta_3 - y) - \frac{\alpha C_6\Delta^2}{1 - \alpha^2\Delta^2} \exp\frac{b_2 - y}{\Delta} \right] \cdot \cos(\alpha x - \omega t).\end{aligned}\tag{4.61}$$

Определение неизвестных постоянных интегрирования производится на основании условий непрерывности линий тока внутри каждой области и их неразрывности на границах областей. Всего имеем одиннадцать неизвестных постоянных $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, A_7, A_8, \beta_{2a}, \beta_{2\delta}, \beta_3$. Условия непрерывности внутри областей дают четыре уравнения (по числу областей). Неразрывность линий тока на границах областей дает семь уравнений (по два уравнения на каждой из трех граничных линий раздела между областями и на границе области 3).

Рассмотрим составление условий непрерывности линий тока применительно к каждой области вторичного элемента.

Область 1:

$$\begin{aligned}\frac{\partial \delta_{x1}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y1}}{\partial y} &= 0; \\ \left(\alpha A_1 ch\alpha y + \frac{\alpha C_1\Delta}{1 - \alpha^2\Delta^2} ch\frac{y}{\Delta} \right) \cos(\alpha x - \omega t) + \left(\alpha A_2 ch\alpha y - \frac{\alpha C_1\Delta}{1 - \alpha^2\Delta^2} ch\frac{y}{\Delta} \right) \cos(\alpha x - \omega t) &= 0; \\ A_1 &= -A_2.\end{aligned}$$

Область 2-а

$$\frac{\partial \delta_{x2a}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y2a}}{\partial y} = 0;$$

$$\left[\alpha A_3 \operatorname{sh} \alpha (\beta_{2a} - y) - \frac{C_2}{\alpha} \right] \cos(\alpha x - \omega t) + \left[-\alpha A_4 \operatorname{sh} \alpha (\beta_{2a} - y) + \frac{C_2}{\alpha} \right] \cos(\alpha x - \omega t) = 0;$$

$$A_3 = A_4.$$

Область 2-б:

$$\frac{\partial \delta_{x2\delta}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y2\delta}}{\partial y} = 0;$$

$$\left[\alpha A_5 \operatorname{sh} \alpha (\beta_{2\delta} - y) - \frac{C_4}{\alpha} \right] \cos(\alpha x - \omega t) + \left[-\alpha A_6 \operatorname{sh} \alpha (\beta_{2\delta} - y) + \frac{C_4}{\alpha} \right] \cos(\alpha x - \omega t) = 0;$$

$$A_5 = A_6.$$

Область 3:

$$\frac{\partial \delta_{x3}}{\partial x} + \frac{\partial \delta_{y3}}{\partial y} = 0;$$

$$\left[\alpha A_7 \operatorname{ch} \alpha (\beta_3 - y) - \frac{\alpha C_6 \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2} e^{\frac{b_2 - y}{\Delta}} \right] \cos(\alpha x - \omega t) + \left[-\alpha A_8 \operatorname{ch} \alpha (\beta_3 - y) + \frac{\alpha C_6 \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2} e^{\frac{b_2 - y}{\Delta}} \right] \cdot \cos(\alpha x - \omega t) = 0;$$

$$A_7 = A_8.$$

Составим условия неразрывности линий тока для каждой граничной линии раздела между областями в отдельности.

Граница область 1 и области 2-а:

$$\delta_{x1} = \delta_{x2a} \text{ — при } y = b_1$$

$$A_1 ch \alpha b_1 + \frac{C_1 \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2} ch \frac{b_1}{\Delta} = A_3 sh \alpha (\beta_{2a} - b_1) - \frac{C_2}{\alpha^2}.$$

$$\delta_{y1} = \delta_{y2a} \text{ - при } y = b_1$$

$$A_2 \cdot sh \alpha b_1 - \frac{\alpha C_1 \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} sh \frac{b_1}{\Delta} = A_4 \cdot ch \alpha (\beta_{2a} - b_1) + \frac{C_2 (b_1 + C_3)}{\alpha};$$

$$-A_1 \cdot sh \alpha b_1 - \frac{\alpha C_1 \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} sh \frac{b_1}{\Delta} = A_3 \cdot ch (\beta_{2a} - b_1) + \frac{C_2 (b_1 + C_3)}{\alpha}.$$

Граница области 2-а и области 2-б:

$$\delta_{x2a} = \delta_{x2\delta} \text{ - при } y = \frac{b_1 + b_2}{2}$$

$$A_3 sh \alpha \left(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) - \frac{C_2}{\alpha^2} = A_5 sh \alpha \left(\beta_{2\delta} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) - \frac{C_4}{\alpha^2}.$$

$$\delta_{y2a} = \delta_{y2\delta} \text{ - при } y = \frac{b_1 + b_2}{2}$$

$$A_4 ch \alpha \left(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) + \frac{C_2 \left(\frac{b_1 + b_2}{2} + C_3 \right)}{\alpha} = A_6 ch \alpha \left(\beta_{2\delta} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) + \frac{C_4 \left(\frac{b_1 + b_2}{2} + C_5 \right)}{\alpha};$$

$$A_3 ch \alpha \left(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) + \frac{C_2 \left(\frac{b_1 + b_2}{2} + C_3 \right)}{\alpha} = A_5 ch \alpha \left(\beta_{2\delta} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) + \frac{C_4 \left(\frac{b_1 + b_2}{2} + C_5 \right)}{\alpha}.$$

Граница области 2-б и области 3:

$$\delta_{x2\delta} = \delta_{x3} \text{ при } y = b_2$$

$$A_5 sh \alpha (\beta_{2\delta} - b_2) - \frac{C_4}{\alpha^2} = A_7 ch \alpha (\beta_3 - b_2) - \frac{C_6 \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2}.$$

$$\delta_{y2\delta} = \delta_{y3} \text{ при } y = b_2$$

$$A_6 \cdot ch \alpha(\beta_{2\delta} - b_2) - \frac{C_4(b_2 + C_5)}{\alpha} = A_8 sh \alpha(\beta_3 - b_2) - \frac{\alpha C_6 \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2};$$

$$A_5 \cdot ch \alpha(\beta_{2\delta} - b_2) + \frac{C_4(b_2 + C_5)}{\alpha} = A_7 sh \alpha(\beta_3 - b_2) - \frac{\alpha C_6 \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2}.$$

Граница области 3 с неэлектропроводящей средой

$$A_8 \cdot sh \alpha(\beta_3 - b_3) - \frac{\alpha C_6 \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} \exp \frac{b_2 - b_3}{\Delta} = 0.$$

Таким образом, имеем семь уравнений с семью неизвестными

$$A_1 ch \alpha b_1 - A_3 sh \alpha(\beta_{2a} - b_1) = C_{10};$$

$$A_1 sh \alpha b_1 + A_3 ch \alpha(\beta_{2a} - b_1) = C_{11};$$

$$A_3 sh \alpha \left(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) - A_5 sh \alpha \left(\beta_{2\delta} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) = C_{12};$$

$$A_3 ch \alpha \left(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) - A_5 ch \alpha \left(\beta_{2\delta} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) = C_{13};$$

$$A_5 sh \alpha(\beta_{2\delta} - b_2) - A_7 ch \alpha(\beta_3 - b_2) = C_{14};$$

$$A_5 ch \alpha(\beta_{2\delta} - b_2) - A_7 sh \alpha(\beta_3 - b_2) = C_{15};$$

$$A_7 sh \alpha(\beta_3 - b_3) = C_{16}.$$
(4.62)

В системе уравнений (4.62) введены следующие обозначения

$$c_{10} = -\frac{c_2}{\alpha^2} - \frac{c_1 \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2} ch \frac{b_1}{\Delta};$$

$$c_{11} = -\frac{c_2(b_1 + c_3)}{\alpha} - \frac{\alpha \cdot c_1 \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} sh \frac{b_1}{\Delta};$$

$$c_{12} = \frac{c_2 - c_4}{\alpha^2};$$

$$c_{13} = 0;$$
(4.63)

$$c_{14} = \frac{c_4}{\alpha^2} - \frac{c_6 \Delta}{1 - \alpha^2 \Delta^2};$$

$$c_{15} = -\frac{c_4(b_2 + c_5)}{\alpha} - \frac{\alpha \cdot c_6 \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2};$$

$$c_{16} = \frac{\alpha \cdot c_6 \Delta^2}{1 - \alpha^2 \Delta^2} \exp \frac{b_2 - b_3}{\Delta}.$$

Вследствие большого числа уравнений решение системы (4.62) произведем комбинированным способом.

Из первых двух уравнений выразим A_1 и A_3 через β_{2a} .

Выполнив последовательно требуемые преобразования, получим

$$A_1 = \frac{\begin{vmatrix} c_{10} & -sh\alpha(\beta_{2a} - b_1) \\ c_{11} & ch\alpha(\beta_{2a} - b_1) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} chab_1 & -sh\alpha(\beta_{2a} - b_1) \\ shab_1 & ch\alpha(\beta_{2a} - b_1) \end{vmatrix}} = \frac{c_{10}ch\alpha(\beta_{2a} - b_1) + c_{11}sh\alpha(\beta_{2a} - b_1)}{ch\alpha\beta_{2a}};$$

$$A_3 = \frac{\begin{vmatrix} chab_1 & c_{10} \\ shab_1 & c_{11} \end{vmatrix}}{ch\alpha\beta_{2a}} = \frac{c_{11}chab_1 - c_{10}shab_1}{ch\alpha\beta_{2a}}.$$

Рассматривая систему, состоящую из третьего и четвертого уравнений, выразим A_3 и A_5 через β_{2a} и $\beta_{2\delta}$. Определитель этой системы после преобразований примет вид

$$D_2 = \begin{vmatrix} sh\alpha(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2}) & -sh\alpha(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2}) \\ ch\alpha(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2}) & -ch\alpha(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2}) \end{vmatrix} = sh\alpha(\beta_{2\delta} - \beta_{2a}).$$

Величины A_3 и A_5 находим в виде

$$A_3 = \frac{-c_{12}ch\alpha(\beta_{2\delta} - \frac{b_1 + b_2}{2})}{sh\alpha(\beta_{2\delta} - \beta_{2a})};$$

$$A_5 = \frac{-c_{12} \operatorname{ch} \alpha \left(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2} \right)}{\operatorname{sh} \alpha (\beta_{2\delta} - \beta_{2a})}.$$

Из системы уравнений, составленной из пятого и шестого уравнений, аналогично предыдущему имеем

$$D_3 = \begin{vmatrix} \operatorname{sh} \alpha (\beta_{2\delta} - b_2) & -\operatorname{ch} \alpha (\beta_3 - b_2) \\ \operatorname{ch} \alpha (\beta_{2\delta} - b_2) & \operatorname{sh} \alpha (\beta_3 - b_2) \end{vmatrix} = \operatorname{ch} \alpha (\beta_{2\delta} - \beta_3).$$

Преобразуем полученные выражения, раскрыв по формулам значения гиперболического косинуса и синуса разности двух величин.

$$\begin{aligned} & \frac{-c_{12} \cdot \operatorname{ch} \alpha \frac{b_1 + b_2}{2} \operatorname{ch} \alpha \beta_{2a} + c_{12} \cdot \operatorname{sh} \alpha \frac{b_1 + b_2}{2} \operatorname{sh} \alpha \beta_{2a}}{\operatorname{sh} \alpha \beta_{2\delta} \cdot \operatorname{ch} \alpha \beta_{2a} - \operatorname{ch} \alpha \beta_{2\delta} \cdot \operatorname{sh} \alpha \beta_{2a}} = \\ & = \frac{c_{14} \cdot \operatorname{sh} \alpha b_2 \cdot \operatorname{ch} \alpha \beta_3 - c_{14} \cdot \operatorname{ch} \alpha b_2 \cdot \operatorname{sh} \alpha \beta_3 + c_{15} \cdot \operatorname{ch} \alpha b_2 \cdot \operatorname{ch} \alpha \beta_3 - c_{15} \cdot \operatorname{sh} \alpha b_2 \cdot \operatorname{sh} \alpha \beta_3}{\operatorname{ch} \alpha \beta_{2\delta} \cdot \operatorname{ch} \alpha \beta_3 - \operatorname{sh} \alpha \beta_{2\delta} \cdot \operatorname{sh} \alpha \beta_3}. \end{aligned}$$

Разделим числитель и знаменатель дроби в левой части равенства на $\operatorname{ch} \alpha \beta_{2a}$, разделим числитель и знаменатель дроби в правой части равенства на $\operatorname{ch} \alpha \beta_3$ и выполним ряд преобразований. В результате получаем второе из иско- мых соотношений.

$$\begin{aligned} & \frac{-c_{12} \operatorname{ch} \alpha \frac{b_1 + b_2}{2} + c_{12} \operatorname{sh} \alpha \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot \operatorname{th} \alpha \beta_{2a}}{\operatorname{th} \alpha \beta_{2\delta} - \operatorname{th} \alpha \beta_{2a}} = \\ & = \frac{-c_{14} \operatorname{sh} \alpha b_2 + c_{15} \operatorname{ch} \alpha b_2 - (-c_{14} \operatorname{ch} \alpha b_2 + c_{15} \operatorname{sh} \alpha b_2) \cdot \operatorname{th} \alpha \beta_3}{1 - \operatorname{th} \alpha \beta_{2\delta} \cdot \operatorname{th} \alpha \beta_3}. \end{aligned}$$

Сопоставляя значения A_7 , полученные разными путями, будем иметь

$$[c_{15} \operatorname{sh} \alpha (\beta_{2\delta} - b_2) - c_{14} \operatorname{ch} \alpha (\beta_{2\delta} - b_2)] \operatorname{sh} \alpha (\beta_3 - b_3) = c_{16} \operatorname{ch} \alpha (\beta_{2\delta} - \beta_3).$$

Раскрыв скобки, и разделив обе части равенства на величину $ch\alpha\beta_{2\delta} \cdot ch\alpha\beta_3$, придем к третьему исходному соотношению

$$\begin{aligned} & [(c_{15} \cdot ch\alpha b_2 + c_{14} \cdot sh\alpha b_2)th\alpha\beta_{2\delta} - (c_{15} \cdot sh\alpha b_2 + c_{14} \cdot ch\alpha b_2)] \times \\ & \times (ch\alpha b_3 \cdot th\alpha\beta_3 - sh\alpha b_3) = c_{16}(1 - th\alpha\beta_{2\delta} \cdot th\alpha\beta_3); \end{aligned}$$

$$A_5 = \frac{-c_{14}sh\alpha(\beta_3 - b_2) + c_{15}ch\alpha(\beta_3 - b_2)}{ch\alpha(\beta_{2\delta} - \beta_3)};$$

$$A_7 = \frac{c_{15}sh\alpha(\beta_{2\delta} - b_2) - c_{14}ch\alpha(\beta_{2\delta} - b_2)}{ch\alpha(\beta_{2\delta} - \beta_3)}.$$

Из седьмого уравнения получаем

$$A_7 = \frac{c_{16}}{sh\alpha(\beta_3 - b_3)}.$$

Выразим через известные параметры двигателя величины $\beta_{2a}, \beta_{2\delta}, \beta_3$.

Сопоставим значения A_3 , найденные из разных уравнений.

$$\frac{c_{12}(ch\alpha\beta_{2\delta} \cdot ch\alpha \frac{b_1 + b_2}{2} - sh\alpha\beta_{2\delta} \cdot sh\alpha \frac{b_1 + b_2}{2})}{sh\alpha\beta_{2\delta} \cdot ch\alpha\beta_{2a} - ch\alpha\beta_{2\delta} \cdot sh\alpha\beta_{2a}} = \frac{c_{10}sh\alpha b_1 - c_{11}ch\alpha b_1}{ch\alpha\beta_{2a}}.$$

Разделив числитель и знаменатель дроби в левой части равенства на $ch\alpha\beta_{2a} \cdot ch\alpha\beta_{2\delta}$, получим первое из искомым соотношений

$$\frac{c_{12}(ch\alpha \frac{b_1 + b_2}{2} - sh\alpha \frac{b_1 + b_2}{2} th\alpha\beta_{2\delta})}{th\alpha\beta_{2\delta} - th\alpha\beta_{2a}} = c_{10}sh\alpha b_1 - c_{11}ch\alpha b_1.$$

Произведем сопоставление значений A_5 .

$$A_5 = \frac{-c_{12}ch\alpha(\beta_{2a} - \frac{b_1 + b_2}{2})}{sh\alpha(\beta_{2\delta} - \beta_{2a})} = \frac{c_{14}sh\alpha(\beta_3 - b_2) + c_{15}ch\alpha(\beta_3 - b_2)}{ch\alpha(\beta_{2\delta} - \beta_3)}.$$

Таким образом, определение $\beta_{2a}, \beta_{2\delta}$ и β_3 приводит к необходимости решения следующей системы уравнений.

$$\frac{c_{20} - c_{21}X}{X - Y} = c_{17};$$

$$\frac{-c_{20} + c_{21}Y}{X - Y} = \frac{c_{18} - c_{19}Z}{1 - XZ}; \quad (4.64)$$

$$(c_{24}X - c_{25})(c_{23}Z - c_{22}) = c_{16}(1 - XZ),$$

где введены следующие обозначения

$$X = th\alpha\beta_{2\delta}; Y = th\alpha\beta_{2a}; Z = th\alpha\beta_3; c_{17} = c_{10}sh\alpha b_1 - c_{11}ch\alpha b_1;$$

$$c_{18} = c_{15}ch\alpha b_2 - c_{14}sh\alpha b_2; c_{19} = c_{15}sh\alpha b_2 - c_{14}ch\alpha b_2; c_{20} = c_{12}ch\alpha \frac{b_1 + b_2}{2};$$

$$c_{21} = c_{12}sh\alpha \frac{b_1 + b_2}{2}; c_{22} = sh\alpha b_3; c_{23} = ch\alpha b_3; c_{24} = c_{15}ch\alpha b_2 + c_{14}sh\alpha b_2;$$

$$c_{25} = c_{15}sh\alpha b_2 + c_{14}ch\alpha b_2.$$

Исключив из полученной системы Y и Z , получим алгебраическое уравнение третьей степени. Решив его по формуле Кардано, определим величину X . Затем определяем значения Y и Z и соответственно, $\beta_{2a}, \beta_{2\delta}, \beta_3$. По полученным результатам составляем выражения для плотностей токов каждой зоны ЛАД с поперечным магнитным потоком.

4.7 Токи вторичного элемента линейного асинхронного двигателя и их взаимодействие с токами индуктора

Как уже отмечалось, взаимодействие индуктора со вторичным элементом в значительной степени зависит от фазовых соотношений между соответствующими токами. Все расчеты произведем в комплексной форме. Общие вы-

ражения плотностей токов вторичного элемента аналогичны (3.40) и (3.41). Однако распределение плотностей токов вторичного элемента определяется рисунком 4.1. Определим законы изменения плотностей токов в каждой отдельной области.

В области 1 вторичного элемента ЛАДПП (рис. 4.1) плотность тока определяется следующим выражением

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_{x1} &= \lambda(c_1 ch\lambda y + c_2 sh\lambda y)e; \\ \dot{\delta}_{y1} &= j\alpha(c_1 sh\lambda y + c_2 ch\lambda y)e^{-j\alpha x}.\end{aligned}\tag{4.65}$$

Поскольку двигатель симметричен, в этой области необходимо учесть граничное условие

$$\dot{\delta}_{y1/y=0} = 0.\tag{4.66}$$

С учетом последнего выражения (4.65) обретает более простой вид

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_{x1} &= \lambda c_1 ch\lambda y \cdot e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y1} &= j\alpha c_1 sh\lambda y \cdot e^{-j\alpha x}.\end{aligned}\tag{4.67}$$

В области 2 вторичного элемента плотности тока в общем виде представим так

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_{x2} &= \lambda(c_3 ch\lambda y + c_4 sh\lambda y)e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y1} &= j\alpha(c_3 sh\lambda y + c_4 ch\lambda y - j\frac{\gamma_2 s\omega_1 B_{1M}}{\lambda^2})e^{-j\alpha x}.\end{aligned}\tag{4.68}$$

Введем величину β_1 по аналогии с (4.16). Это равносильно введению граничного условия

$$\dot{\delta}_{x2/y=\beta_1} = 0,\tag{4.69}$$

которое дает дополнительное уравнение

$$c_3 ch\lambda\beta_1 + c_4 sh\lambda\beta_1 = 0,$$

позволяющее исключить неизвестную производную постоянную c_3 . Уравнения плотностей токов становится проще

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x2} &= \lambda c_4 \frac{sh\lambda(y - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y2} &= j\alpha \left[c_4 \frac{ch\lambda(y - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} - j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \right] e^{-j\alpha x}. \end{aligned} \quad (4.70)$$

В области 3 вторичного элемента плотности токов в самом общем виде выражаются так

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x3} &= \lambda(c_5 ch\lambda y + c_6 sh\lambda y) e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y3} &= j\alpha(c_5 sh\lambda y + c_6 ch\lambda y) e^{-j\alpha x}. \end{aligned} \quad (4.71)$$

Граничное условие в этой области

$$\dot{\delta}_{y3/y=b_3} = 0, \quad (4.72)$$

дает дополнительное соотношение

$$c_5 sh\lambda b_3 + c_6 ch\lambda b_3 = 0.$$

и позволяет избавиться от неизвестной постоянной c_5 .

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x3} &= -\lambda c_6 \frac{ch\lambda(b_3 - y)}{sh\lambda b_3} e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y3} &= -j\alpha c_6 \frac{sh\lambda(b_3 - y)}{sh\lambda b_3} e^{-j\alpha x}. \end{aligned} \quad (4.73)$$

Условия неразрывности линий тока на границе области 1 и области 2 дают два граничных условия

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_{x1/y=b_1} &= \dot{\delta}_{x2/y=b_1}; \\ \dot{\delta}_{y1/y=b_1} &= \dot{\delta}_{y2/y=b_1}.\end{aligned}\tag{4.74}$$

Выполнение условий (4.74) приводит к следующему матричному уравнению

$$\begin{aligned}\left\| \begin{array}{cc} ch\lambda b_1 & -\frac{sh\lambda(b_1 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} \\ sh\lambda b_1 & -\frac{ch\lambda(b_1 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{c} c_1 \\ c_4 \end{array} \right\| &= \left\| \begin{array}{c} 0 \\ -j\frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \end{array} \right\|.\end{aligned}\tag{4.75}$$

Уравнение (4.75) определяет величины неизвестных производных постоянных c_1 и c_4 . Расчет производится обычным путем

$$c_4 = j\frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \cdot ch\lambda b_1;\tag{4.76}$$

$$c_1 = j\frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \cdot \frac{sh\lambda(b_1 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1}.\tag{4.77}$$

Выполнение условий неразрывности линий тока приводит на границе области 2 и области 3 к следующим граничным условиям

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_{x2/y=b_2} &= \dot{\delta}_{x3/y=b_2}; \\ \dot{\delta}_{y2/y=b_2} &= \dot{\delta}_{y3/y=b_2}.\end{aligned}\tag{4.78}$$

Их выполнение приводит к матричному уравнению

$$\begin{aligned}\left\| \begin{array}{cc} \frac{sh\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} & \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{sh\lambda b_3} \\ \frac{ch\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} & -\frac{sh\lambda(b_3 - b_2)}{sh\lambda b_3} \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{c} c_4 \\ c_6 \end{array} \right\| &= \left\| \begin{array}{c} 0 \\ j\frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \end{array} \right\|.\end{aligned}\tag{4.79}$$

Его решение получено в виде

$$c_4 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{sh\lambda b_3} \\ j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} & -\frac{sh\lambda(b_3 - b_2)}{sh\lambda b_3} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \frac{sh\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} & \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{sh\lambda b_3} \\ \frac{ch\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} & -\frac{sh\lambda(b_3 - b_2)}{sh\lambda b_3} \end{vmatrix}} = j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \cdot \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{ch\lambda(b_3 - \beta_1)} ch\lambda b_1; \quad (4.80)$$

$$c_6 = \frac{\begin{vmatrix} \frac{sh\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} & 0 \\ \frac{ch\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} & j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \end{vmatrix}}{\frac{ch\lambda(b_3 - b_1)}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3}} = -j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \cdot \frac{sh\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda(b_3 - \beta_1)} sh\lambda b_3. \quad (4.81)$$

Таким образом, выражения для плотностей токов во вторичном элементе приобретают вид, пригодный для практического использования.

Область 1:

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x1} &= j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda} \cdot \frac{sh\lambda(b_1 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} ch\lambda y \cdot e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y1} &= -\frac{\alpha \gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \cdot \frac{sh\lambda(b_1 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} sh\lambda y \cdot e^{-j\alpha x}. \end{aligned} \quad (4.82)$$

Область 2:

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x2} &= j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda} \cdot \frac{ch\lambda b_1}{ch\lambda\beta_1} sh\lambda(y - \beta_1) \cdot e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y2} &= -\frac{\alpha \gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \left[\frac{ch\lambda b_1}{ch\lambda\beta_1} ch\lambda(y - \beta_1) - 1 \right] e^{-j\alpha x}. \end{aligned} \quad (4.83)$$

Область 3:

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_{x3} &= j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda} \cdot \frac{sh\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda(b_3 - \beta_1)} ch\lambda(b_3 - y) \cdot e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y3} &= -\frac{\alpha \gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \cdot \frac{sh\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda(b_3 - \beta_1)} sh\lambda(b_3 - y) e^{-j\alpha x}.\end{aligned}\quad (4.84)$$

Величина β_1 определяется из того, что произвольная постоянная c_4 выражена двояко

$$c_4 = j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} ch\lambda b_1 = j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \cdot \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{ch\lambda(b_3 - \beta_1)} \cdot ch\lambda\beta_1.$$

Выполнив математические действия, будем иметь

$$\beta_1 = \frac{1}{\lambda} \operatorname{arth} \left[cth\lambda b_3 - \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3} \right]. \quad (4.85)$$

Итак, все неизвестные значения постоянных интегрирования определены и стало возможным выполнять необходимые расчеты и проводить требуемые анализы. Но не во всех случаях оказывается удобным производить предварительно определение значения β_1 . Поэтому исключим эту искусственно введенную величину из выражений для плотностей токов. Прямая подстановка приводит в данном случае к громоздким преобразованиям, поэтому несколько преобразуем отдельные выражения, входящие в формулы плотности тока, соответственно каждой области.

Область 1:

$$\begin{aligned}\frac{sh\lambda(b_1 - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} &= \frac{sh\lambda b_1 \cdot ch\lambda\beta_1 - ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda\beta_1}{ch\lambda\beta_1} = sh\lambda b_1 - ch\lambda b_1 \cdot th\lambda\beta_1 = \\ &= sh\lambda b_1 - ch\lambda b_1 \left[cth\lambda b_3 - \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3} \right] = sh\lambda b_1 - ch\lambda b_1 \cdot \frac{ch\lambda b_3}{sh\lambda b_3} + \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{sh\lambda b_3} = \\ &= \frac{-ch\lambda(b_3 - b_1) + ch\lambda(b_3 - b_2)}{sh\lambda b_3}.\end{aligned}$$

Область 2-а:

$$\begin{aligned} \frac{ch\lambda(y - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} &= \frac{ch\lambda y \cdot ch\lambda\beta_1 - sh\lambda y \cdot sh\lambda\beta_1}{ch\lambda\beta_1} = ch\lambda y - sh\lambda y \cdot \frac{ch\lambda b_3}{sh\lambda b_3} + \frac{ch\gamma(b_3 - b_2)}{ch\lambda b_1} = \\ &= \frac{ch\lambda y \cdot ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3 - sh\lambda y \cdot ch\lambda b_3 \cdot ch\lambda b_1 + sh\lambda y \cdot ch\gamma(b_3 - b_2)}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3} = \\ &= \frac{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda(b_3 - y) + ch\gamma(b_3 - b_2)sh\lambda y}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3}. \end{aligned}$$

Область 2-б:

$$\begin{aligned} \frac{sh\lambda(y - \beta_1)}{ch\lambda\beta_1} &= \frac{sh\lambda y \cdot ch\lambda\beta_1 - ch\lambda y \cdot sh\lambda\beta_1}{ch\lambda\beta_1} = sh\lambda y - ch\lambda y \left[\frac{ch\lambda b_3}{sh\lambda b_3} - \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3} \right] = \\ &= \frac{ch\lambda b_1 \cdot ch\lambda b_3 \cdot sh\lambda y - ch\lambda y \cdot ch\lambda b_3 \cdot ch\lambda b_1 + ch\gamma(b_3 - b_2) \cdot ch\lambda y}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3} = \\ &= \frac{-ch\lambda b_1 \cdot ch\lambda(b_3 - y) + ch\gamma(b_3 - b_2)ch\lambda y}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3}. \end{aligned}$$

Область 3:

$$\begin{aligned} \frac{sh\lambda(b_2 - \beta_1)}{ch\lambda(b_3 - \beta_1)} &= \frac{sh\lambda b_2 \cdot ch\lambda\beta_1 - ch\lambda b_2 \cdot sh\lambda\beta_1}{ch\lambda b_3 \cdot ch\lambda\beta_1 - sh\lambda b_3 \cdot sh\lambda\beta_1} = \frac{sh\lambda b_2 - ch\lambda b_2 \cdot th\lambda\beta_1}{ch\lambda b_3 - sh\lambda b_3 \cdot th\lambda\beta_1} = \\ &= \frac{sh\lambda b_2 - ch\lambda b_2 \left[cth\lambda b_3 - \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3} \right]}{ch\lambda b_3 - sh\lambda b_3 \left[cth\lambda b_3 - \frac{ch\lambda(b_3 - b_2)}{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda b_3} \right]} = \frac{-ch\lambda b_1 + ch\lambda b_2}{sh\lambda b_3}. \end{aligned}$$

После подстановки и упрощений выражения для плотности тока не зависят от величины β_1 . Запишем эти уравнения соответственно каждой области вторичного элемента.

Область 1:

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_{x1} &= j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda} \cdot \frac{ch\lambda(b_3 - b_2) - ch\lambda(b_3 - b_1)}{sh\lambda b_3} ch\lambda y \cdot e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y1} &= -\frac{\alpha \gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \cdot \frac{ch\lambda(b_3 - b_2) - ch\lambda(b_3 - b_1)}{sh\lambda b_3} sh\lambda y \cdot e^{-j\alpha x}.\end{aligned}\quad (4.86)$$

Область 2:

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_{x2} &= j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda} \cdot \frac{-ch\lambda b_1 ch\lambda(b_3 - y) + ch\lambda(b_3 - b_2) \cdot ch\lambda y}{sh\lambda b_3} e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y2} &= -\frac{\alpha \gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \left[\frac{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda(b_3 - y) + ch\lambda(b_3 - b_2) \cdot sh\lambda y - sh\lambda b_3}{sh\lambda b_3} \right] e^{-j\alpha x}.\end{aligned}\quad (4.87)$$

Область 3:

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_{x3} &= j \frac{\gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda} \cdot \frac{-ch\lambda b_1 + ch\lambda b_2}{sh\lambda b_3} ch\lambda(b_3 - y) \cdot e^{-j\alpha x}; \\ \dot{\delta}_{y3} &= -\frac{\alpha \gamma_2 s \omega_1 B_{1M}}{\lambda^2} \cdot \frac{-ch\lambda b_1 + ch\lambda b_2}{sh\lambda b_3} sh\lambda(b_3 - y) \cdot e^{-j\alpha x}.\end{aligned}\quad (4.88)$$

Пользование формулами (4.86), (4.87) и (4.88) может вызывать затруднения, особенно при расчете усилий, параметров схемы замещения, поскольку в них не выделены действительная и мнимая части. Заниматься этим в каждом конкретном расчете нерационально, поэтому выполним такие требования в общем виде.

X-составляющая плотности тока в области I преобразуется

$$\begin{aligned}
 \dot{\delta}_{x1} &= j \frac{ch\lambda(b_3 - b_2) - ch\lambda(b_3 - b_1)}{\lambda \cdot sh\lambda b_3} ch\lambda y \cdot A_{02} e^{-j\alpha x} = \\
 &= j \frac{(A_{21} + jA_{22} - A_{23} - jA_{24}) \cdot (A_{27} + jA_{28}) \cdot A_{02} e^{-j\alpha x}}{(M + jN) \cdot (A_{25} + jA_{26})} = \\
 &= j \frac{\{A_{27}(A_{21} - A_{23}) - A_{28}(A_{22} - A_{24}) + j[A_{27}(A_{22} - A_{24}) + A_{28}(A_{21} - A_{23})]\}[(MA_{25} - NA_{26}) - j(NA_{25} + MA_{26})]}{(M^2 + N^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} A_{02} \cdot e^{-j\alpha x} = \\
 &= \left\{ j \frac{[A_{27}(A_{21} - A_{23}) - A_{28}(A_{22} - A_{24})](MA_{25} - NA_{26}) + [A_{27}(A_{22} - A_{24}) + A_{28}(A_{21} - A_{23})](NA_{25} + MA_{26})}{\alpha^2 \sqrt{1 + \varepsilon^2} (A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \right. \\
 &+ j \cdot j \frac{[A_{27}(A_{21} - A_{23}) - A_{28}(A_{22} - A_{24})](-MA_{26} - NA_{25}) + [A_{27}(A_{22} - A_{24}) + A_{28}(A_{21} - A_{23})](MA_{25} - NA_{26})}{\alpha^2 \sqrt{1 + \varepsilon^2} (A_{25}^2 + A_{26}^2)} \left. \right\} \cdot A_{02} \cdot e^{-j\alpha x} = \\
 &= \left\{ \frac{A_{27}[(A_{21} - A_{23})(MA_{26} + NA_{25}) - (A_{22} - A_{24})(MA_{25} - NA_{26})] - A_{28}[(A_{21} - A_{23})(MA_{25} - NA_{26}) + (A_{22} - A_{24})(MA_{26} + NA_{25})]}{\alpha^2 \sqrt{1 + \varepsilon^2} (A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \right. \\
 &+ j \frac{A_{27}[(A_{21} - A_{23})(MA_{25} - NA_{26}) + (A_{22} - A_{24})(NA_{25} + MA_{26})] + A_{28}[(A_{21} - A_{23})(NA_{25} + MA_{26}) - (A_{22} - A_{24})(MA_{25} - NA_{26})]}{\alpha^2 \sqrt{1 + \varepsilon^2} (A_{25}^2 + A_{26}^2)} \left. \right\} \times \\
 &\times A_{02} \cdot e^{-j\alpha x}.
 \end{aligned}$$

Формула для X -составляющей плотности тока в области 1 вторичного элемента ЛАДПП принимает вид

$$\dot{\delta}_{x1} = \frac{\varepsilon B_{1M}}{\mu_0} \frac{A_{27} \cdot K_{22} - A_{28} \cdot K_{23} + j(A_{27} \cdot K_{23} + A_{28} \cdot K_{22})}{\sqrt{1 + \varepsilon^2} (A_{25}^2 + A_{26}^2)} e^{-j\alpha x}, \quad (4.89)$$

где

$$K_{22} = (A_{21} - A_{23})(MA_{26} + NA_{25}) - (A_{22} - A_{24})(MA_{25} - NA_{26});$$

$$K_{23} = (A_{21} - A_{23})(MA_{25} - NA_{26}) + (A_{22} - A_{24})(NA_{25} + MA_{26});$$

$$A_{21} = chM(b_3 - b_2) \cdot \cos N(b_3 - b_2);$$

$$A_{22} = shM(b_3 - b_2) \cdot \sin N(b_3 - b_2);$$

$$A_{23} = chM(b_3 - b_1) \cdot \cos N(b_3 - b_1);$$

$$A_{24} = shM(b_3 - b_1) \cdot \sin N(b_3 - b_1);$$

$$A_{27} = chMY \cdot \cos NY ;$$

$$A_{28} = shMY \cdot \sin NY ;$$

$$A_{25} = shMb_3 \cdot \cos Nb_3 ;$$

$$A_{26} = chMb_3 \cdot \sin Nb_3 ;$$

$$A_{02} = \frac{\lambda^2 \varepsilon B_{1M}}{\mu_0} .$$

Y-составляющая плотности тока области 1 вторичного элемента ЛАДПП преобразуется следующим образом.

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{y1} &= \frac{ch\lambda(b_3 - b_2) - ch\lambda(b_3 - b_1)}{\frac{\lambda^2}{\alpha^2} \cdot sh\lambda b_3} sh\lambda y \cdot A_0 e^{-j\alpha x} = \\ &= \frac{[A_{21} - A_{23} + j(A_{22} - A_{24})](A_{29} + jA_{30})}{(1 + j\varepsilon) \cdot (A_{25} + jA_{26})} \cdot A_0 e^{-j\alpha x} = \\ &= \frac{\{[(A_{21} - A_{23})A_{29} - A_{30}(A_{22} - A_{24})] + j[A_{30}(A_{21} - A_{23}) + A_{29}(A_{22} - A_{24})]\} \cdot [(A_{25} - \varepsilon A_{26}) - j(A_{26} + \varepsilon A_{25})]}{(1 + \varepsilon^2) \cdot (A_{25}^2 + jA_{26}^2)} A_0 e^{-j\alpha x} = \\ &= \left\{ \frac{A_{29} [(A_{21} - A_{23})(A_{25} - \varepsilon A_{26}) + (A_{22} - A_{24})(A_{26} + \varepsilon A_{25})] + A_{30} [(A_{21} - A_{23})(A_{26} + \varepsilon A_{25}) - (A_{22} - A_{24})(A_{25} - \varepsilon A_{26})]}{(1 + \varepsilon^2) \cdot (A_{25}^2 + jA_{26}^2)} + \right. \\ &\left. + j \frac{-A_{29} [(A_{21} - A_{23})(A_{26} + \varepsilon A_{25}) - (A_{22} - A_{24})(A_{25} - \varepsilon A_{26})] + A_{30} [(A_{21} - A_{23})(A_{25} - \varepsilon A_{26}) + (A_{22} - A_{24})(A_{26} + \varepsilon A_{25})]}{(1 + \varepsilon^2) \cdot (A_{25}^2 + jA_{26}^2)} \right\} A_0 e^{-j\alpha x} \end{aligned}$$

Соответствующая расчетная формула имеет следующий вид

$$\dot{\delta}_{y1} = - \frac{\alpha \varepsilon B_{1M}}{\mu_0} \frac{A_{29} \cdot K_{25} + A_{30} \cdot K_{26} + j(-A_{27} \cdot K_{26} + A_{30} \cdot K_{25})}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} e^{-j\alpha x}, \quad (4.90)$$

где

$$K_{25} = (A_{21} - A_{23})(A_{25} - \varepsilon A_{26}) + (A_{22} - A_{24})(A_{26} + \varepsilon A_{25});$$

$$K_{26} = (A_{21} - A_{23})(A_{26} + \varepsilon A_{25}) - (A_{22} - A_{24})(A_{25} - \varepsilon A_{26});$$

$$A_{29} = shMY \cdot \cos NY ;$$

$$A_{30} = chMY \cdot \sin NY ;$$

$$A_0 = j\varepsilon\dot{\delta}_{1M} = -\frac{\alpha\varepsilon}{\mu_0} B_{1M}.$$

Выполним преобразование формулы X -составляющей плотности тока в области 2

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x2} &= j \frac{ch\lambda(b_3 - b_2) \cdot ch\lambda y - ch\lambda b_1 \cdot ch\lambda(b_3 - y)}{\lambda \cdot sh\lambda b_3} \cdot A_{01} e^{-j\alpha x} = \\ &= j \frac{(A_{21} + jA_{22}) \cdot (A_{27} + jA_{28}) - (A_{31} + jA_{32}) \cdot (A_{33} + jA_{34})}{(M + jN) \cdot (A_{25} + jA_{26})} A_{01} e^{-j\alpha x} = \\ &= \left\{ j \frac{(A_{21}A_{27} - A_{22}A_{28} - A_{31}A_{33} + A_{32}A_{34})(MA_{25} - NA_{26})}{(M^2 + N^2) \cdot (A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \right. \\ &\quad + j \frac{(A_{21}A_{28} + A_{27}A_{22} - A_{31}A_{34} + A_{32}A_{33})(NA_{25} + MA_{26})}{(M^2 + N^2) \cdot (A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \\ &\quad + j \cdot j \frac{(A_{21}A_{28} + A_{27}A_{22} - A_{31}A_{34} - A_{32}A_{33})(MA_{25} - NA_{26})}{(M^2 + N^2) \cdot (A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \\ &\quad \left. + j \cdot j \frac{(A_{21}A_{27} - A_{22}A_{28} - A_{31}A_{33} + A_{31}A_{34})(-NA_{25} - MA_{26})}{(M^2 + N^2) \cdot (A_{25}^2 + A_{26}^2)} \right\} A_{01} e^{-j\alpha x}. \end{aligned}$$

Соответствующая расчетная формула принимает вид

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x2} &= \frac{\varepsilon B_{1M}}{\mu_0} \left[\frac{A_{27}K_{27} - A_{28}K_{28} + A_{33}K_{29} + A_{34}K_{30}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 (A_{25}^2 + A_{26}^2)}} + \right. \\ &\quad \left. + j \frac{A_{27}K_{28} + A_{28}K_{27} - A_{33}K_{30} + A_{34}K_{29}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 (A_{25}^2 + A_{26}^2)}} \right] e^{-j\alpha x}, \end{aligned} \tag{4.91}$$

где $K_{27} = A_{21}(NA_{25} + MA_{26}) - A_{22}(MA_{25} - NA_{26});$

$K_{28} = A_{21}(MA_{25} - NA_{26}) + A_{22}(NA_{25} + MA_{26});$

$K_{29} = A_{32}(MA_{25} - NA_{26}) - A_{31}(NA_{25} + MA_{26});$

$K_{30} = A_{31}(MA_{25} - NA_{26}) + A_{32}(NA_{25} + MA_{26});$

$$A_{31} = chMb_1 \cdot \cos Nb_1;$$

$$A_{32} = shMb_1 \cdot \sin Nb_1;$$

$$A_{33} = chM(b_3 - y) \cdot \cos N(b_3 - y);$$

$$A_{34} = shM(b_3 - y) \cdot \sin N(b_3 - y).$$

Аналогичным образом преобразуем формулу для Y -составляющей плотности тока области 2 вторичного элемента.

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{y2} &= \frac{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda(b_3 - y) + ch\lambda(b_3 - b_2)sh\lambda y - sh\lambda b_3}{\lambda^2 sh\lambda b_3} A_0 \cdot e^{-j\alpha x} = \\ &= \frac{(A_{31} + jA_{32})(A_{35} + jA_{36}) + (A_{21} + jA_{22})(A_{29} + jA_{30}) - A_{25} - jA_{26}}{(1 + j\varepsilon)(A_{25} + jA_{26})} A_0 \cdot e^{-j\alpha x} = \\ &= \left[\frac{(A_{31}A_{35} - A_{32}A_{36} + A_{21}A_{29} - A_{22}A_{30} - A_{25})(A_{25} - \varepsilon A_{26})}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \right. \\ &+ \frac{(A_{31}A_{36} + A_{32}A_{35} + A_{21}A_{30} + A_{22}A_{29} - A_{26})(A_{26} + \varepsilon A_{25})}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \\ &+ j \frac{(A_{31}A_{35} - A_{32}A_{36} + A_{21}A_{29} - A_{22}A_{30} - A_{25})(-A_{26} - \varepsilon A_{25})}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \\ &\left. + j \frac{(A_{31}A_{36} + A_{32}A_{35} + A_{21}A_{30} + A_{22}A_{29} - A_{26})(A_{25} - \varepsilon A_{26})}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} \right] A_0 \cdot e^{-j\alpha x}. \end{aligned}$$

Формула для этой составляющей плотности тока во вторичном элементе принимает следующий вид

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{y2} &= -\frac{\alpha \varepsilon B_{1M}}{\mu_0} \left[\frac{A_{29}K_{31} + A_{30}K_{32} + A_{35}K_{33} + A_{36}K_{34} + K_{35}}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \right. \\ &\left. + j \frac{-A_{29}K_{32} + A_{30}K_{31} - A_{35}K_{34} + A_{36}K_{33} + K_{36}}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} \right] e^{-j\alpha x}, \end{aligned} \quad (4.92)$$

где $K_{31} = A_{21}(A_{25} - \varepsilon A_{26}) + A_{22}(A_{26} + \varepsilon A_{25})$;

$$K_{32} = -A_{22}(A_{25} - \varepsilon A_{26}) + A_{21}(A_{26} + \varepsilon A_{25});$$

$$K_{33} = A_{31}(A_{25} - \varepsilon A_{26}) + A_{32}(A_{26} + \varepsilon A_{25});$$

$$K_{34} = -A_{32}(A_{25} - \varepsilon A_{26}) + A_{31}(A_{26} + \varepsilon A_{25});$$

$$K_{35} = -(A_{25}^2 + A_{26}^2);$$

$$K_{36} = \varepsilon(A_{25}^2 + A_{26}^2);$$

$$A_{35} = shM(b_3 - y) \cdot \cos N(b_3 - y);$$

$$A_{36} = chM(b_3 - y) \cdot \sin N(b_3 - y).$$

В области 3 вторичного элемента выполняем аналогичные преобразования. Для X -составляющей тока имеем

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{x3} &= j \frac{(ch\lambda b_2 - ch\lambda b_1)ch\lambda(b_3 - y)}{\lambda sh\lambda b_3} A_{01} \cdot e^{-j\alpha x} = \\ &= j \frac{(A_{37} + jA_{38} - A_{31} - jA_{32})(A_{33} + jA_{34})[(MA_{25} - NA_{26}) - j(NA_{25} + MA_{26})]}{\sqrt{1 + \varepsilon^2(A_{25}^2 + A_{26}^2)}} A_{01} \cdot e^{-j\alpha x} = \\ &= \left\{ j \frac{[(A_{37} - A_{31})A_{33} - (A_{38} - A_{32})A_{34}](MA_{25} - NA_{26})}{\sqrt{1 + \varepsilon^2(A_{25}^2 + A_{26}^2)}} + \right. \\ &+ j \frac{[A_{33}(A_{38} - A_{32}) + A_{34}(A_{37} - A_{31})](NA_{25} + MA_{26})}{\sqrt{1 + \varepsilon^2(A_{25}^2 + A_{26}^2)}} + \\ &+ jj \frac{[A_{33}(A_{38} - A_{32}) + A_{34}(A_{37} - A_{31})](MA_{25} - NA_{26})}{\sqrt{1 + \varepsilon^2(A_{25}^2 + A_{26}^2)}} - \\ &\left. - jj \frac{[A_{33}(A_{37} - A_{31}) - A_{34}(A_{38} - A_{32})](NA_{25} + MA_{26})}{\sqrt{1 + \varepsilon^2(A_{25}^2 + A_{26}^2)}} \right\} \cdot A_{01} \cdot e^{-j\alpha x}. \end{aligned}$$

Соответственно получаем формулу для X -составляющей плотности тока области 3

$$\dot{\delta}_{x3} = \frac{\varepsilon B_{1M}}{\mu_0} \cdot \frac{A_{33} \cdot K_{37} - A_{34} \cdot K_{38} + j(A_{33} \cdot K_{38} + A_{34} \cdot K_{37})}{\sqrt{1 + \varepsilon^2} (A_{25}^2 + A_{26}^2)} e^{-j\alpha x}, \quad (4.93)$$

где $K_{37} = (A_{37} - A_{31})(NA_{25} + MA_{26}) - (A_{38} - A_{32})(MA_{25} - NA_{26})$;

$$K_{38} = (A_{38} - A_{32})(NA_{25} + MA_{26}) + (A_{37} - A_{31})(MA_{25} - NA_{26})$$
;

$$A_{37} = chMb_2 \cdot \cos Nb_2$$
;

$$A_{38} = shMb_2 \cdot \sin Nb_2.$$

Формулу для Y -составляющей плотности тока области 3 также подвергнем подобному преобразованию.

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{y3} &= \frac{\alpha \varepsilon B_{1M}}{\mu_0} \frac{ch\lambda b_2 - ch\lambda b_1}{\frac{\lambda^2}{\alpha^2} sh\lambda b_3} sh\lambda(b_3 - y) \cdot e^{-j\alpha x} = \\ &= \frac{\alpha \varepsilon B_{1M}}{\mu_0} \left\{ \frac{A_{35} [(A_{37} - A_{31})(A_{25} - \varepsilon A_{26}) + (A_{38} - A_{32})(A_{26} + \varepsilon A_{25})]}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \right. \\ &+ \frac{A_{36} [(A_{37} - A_{31})(A_{26} + \varepsilon A_{25}) - (A_{38} - A_{32})(A_{25} - \varepsilon A_{26})]}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \\ &+ j \frac{-A_{35} [(A_{37} - A_{31})(A_{26} + \varepsilon A_{25}) - (A_{38} - A_{32})(A_{25} - \varepsilon A_{26})]}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} + \\ &\left. + j \frac{A_{36} [(A_{38} - A_{32})(A_{26} + \varepsilon A_{25}) + (A_{37} - A_{31})(A_{25} - \varepsilon A_{26})]}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} \right\} e^{-j\alpha x}. \end{aligned}$$

Таким образом, плотность тока в области 3 определяется по формуле

$$\dot{\delta}_{y3} = -\frac{\alpha \varepsilon B_{1M}}{\mu_0} \frac{A_{35} K_{39} + A_{36} K_{40} + j(-A_{35} K_{40} + A_{36} K_{39})}{(1 + \varepsilon^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} e^{-j\alpha x}, \quad (4.94)$$

где $K_{39} = (A_{38} - A_{32})(A_{26} + \varepsilon A_{25}) + (A_{37} - A_{31})(A_{25} - \varepsilon A_{26})$,

$$K_{40} = (A_{37} - A_{31})(A_{26} + \varepsilon A_{25}) - (A_{38} - A_{32})(A_{25} - \varepsilon A_{26}).$$

4.8 Коэффициент ослабления электромагнитной силы линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком

Элементарное усилие взаимодействия одной половины активной части индуктора ЛАДПП с вторичным элементом можно представить следующим образом

$$dF_{эм} = \operatorname{Re} \left(\frac{\dot{B}_{1M}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\dot{\delta}_{y_2}}{\sqrt{2}} dx \cdot dy \cdot dz \right). \quad (4.95)$$

С учетом (4.87) выражение (4.95) приобретает следующий вид

$$dF_{эм} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{\mu_0 \varepsilon \delta_{1M}^2}{2\alpha} \left[\frac{\alpha^2}{\lambda^2} \frac{sh\lambda b_3 - ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda(b_3 - y) - ch\lambda(b_3 - b_2) \cdot sh\lambda y}{sh\lambda b_3} \right] \right\}.$$

Усилие взаимодействия между индуктором и вторичным элементом определяется интегрированием по всему объему немагнитного зазора, который «заполнен» вторичным током

$$F_{эм} = \frac{\mu_0 \varepsilon \delta_{1M}^2}{2\alpha} \operatorname{Re} \int_0^{\Delta_1} \int_0^{2p\tau} \int_{b_1}^{b_2} \left[\frac{\alpha^2}{\lambda^2} \cdot \frac{sh\lambda b_3 - ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda(b_3 - y) - ch\lambda(b_3 - b_2) \cdot sh\lambda y}{sh\lambda b_3} \right] dy \cdot dx \cdot dz. \quad (4.96)$$

Интегрирование по осям «x» и «z» в пределах одной половины активной части индуктора ЛАДПП сводится к умножению на $2p\tau\Delta_1$

$$F_{эм} = \frac{\mu_0 \cdot \varepsilon \cdot \delta_{1M}^2 \cdot 2p\tau \cdot \Delta_1}{2\alpha} \operatorname{Re} \int_{b_1}^{b_2} \left\{ \frac{\alpha^2}{\lambda^2} \left[1 - \frac{ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda(b_3 - y) + ch\lambda(b_3 - b_2) \cdot sh\lambda y}{sh\lambda b_3} \right] \right\} dy.$$

Выполняя интегрирование по оси «y» путем использования стандартных интегралов [36], получим

$$F_{эм} = \frac{\mu_0 \cdot \varepsilon \cdot \delta_{1M}^2 \cdot p\tau \cdot \Delta_1 \cdot 2b}{\alpha} \left\{ \operatorname{Re} \left(\frac{\alpha^2}{\lambda^2} \right) - \right. \\ \left. - \operatorname{Re} \left[\frac{-ch\lambda b_1 \cdot ch\lambda(b_3 - b_2) + ch\lambda b_1 \cdot ch\lambda(b_3 - b_1) + ch\lambda(b_3 - b_2)(ch\lambda b_2 - ch\lambda b_1)}{\frac{\lambda^2}{\alpha^2} \cdot 2b \cdot \lambda \cdot sh\lambda b_3} \right] \right\}.$$

Введем обозначения, подобные имеющимся в литературе [27]

$$K_{oc} = \frac{F_{эм}}{F_{эмо}}, \quad (4.97)$$

где $F_{эмо} = \frac{\mu_0 \cdot \varepsilon \cdot \delta_{1M}^2 \cdot p\tau \cdot \Delta_1 \cdot 2b}{\alpha}$.

Таким образом, общее выражение для коэффициента ослабления электромагнитной силы ЛАДПП применительно к зоне активного взаимодействия представляется так

$$K_{oc} = \operatorname{Re} \left(\frac{\alpha^2}{\lambda^2} \right) - \operatorname{Re} \left[\frac{-ch\lambda b_1 \cdot ch\lambda(b_3 - b_2) + ch\lambda b_1 \cdot ch\lambda(b_3 - b_1) + ch\lambda(b_3 - b_2)(ch\lambda b_2 - ch\lambda b_1)}{\frac{\lambda^2}{\alpha^2} \cdot 2b \cdot \lambda \cdot sh\lambda b_3} \right] \quad (4.98)$$

Использование выражения (4.98) предназначено для конкретной оценки величины коэффициента ослабления электромагнитной силы в заданных ситуациях. Естественно, что значительно удобнее использовать формулы, в которых выделена действительная часть. Однако прежде, чем выполнить подобные преобразования, рассмотрим особый случай, когда $b_3 - b_2 = b_1$. При этом коэффициент ослабления электромагнитной силы преобразуется таким образом

$$K_{oc1} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha^2}{\lambda^2} \left[1 - \frac{ch\lambda b_1 \cdot (ch\lambda b_2 - ch\lambda b_1)}{b \cdot \lambda \cdot sh\lambda b_3} \right] \right\}. \quad (4.99)$$

Исходя из чисто физических соображений, легко показать, что (4.99) фактически представляет ту же величину, что и (3.70). Отличие заключается лишь в разном расположении осей координат. В то же время, выражение (4.98) является более общим и учитывает тот факт, что для ЛАДПП не всегда выполняется равенство $b_3 - b_2 = b_1$.

Приведем (4.98) к виду, более удобному для практического применения, для чего последовательно выполним следующие преобразования

$$\begin{aligned} K_{oc} &= \operatorname{Re} \left(\frac{\alpha^2}{\lambda^2} \right) - \operatorname{Re} \left[\frac{ch\lambda b_1 \cdot ch\lambda(b_3 - b_1) + ch\lambda(b_3 - b_2)(ch\lambda b_2 - 2ch\lambda b_1)}{\frac{\lambda^2}{\alpha^2} \cdot 2b \cdot \lambda \cdot sh\lambda b_3} \right] = \\ &= \operatorname{Re} \left(\frac{1}{1 + \varepsilon^2} \right) - \operatorname{Re} \left[\frac{(A_{31} + jA_{32})(A_{23} + jA_{24}) + (A_{21} + jA_{22})(A_{37} + jA_{38} - 2A_{31} - 2jA_{32})}{(1 + j\varepsilon) \cdot 2b \cdot (M + jN)(A_{25} + jA_{26})} \right] = \\ &= \frac{1}{1 + \varepsilon^2} - \frac{1}{2b} \operatorname{Re} \left[\frac{A_{31}A_{23} - A_{32}A_{24} + j(A_{32}A_{23} + A_{31}A_{24}) + A_{27}(A_{37} - 2A_{21}) - A_{22}(A_{38} - 2A_{32})}{A_{25}(M - \varepsilon N) - A_{26}(\varepsilon M + N) + j[A_{26}(M - \varepsilon N) + A_{25}(\varepsilon M + N)]} + \right. \\ &\quad \left. + j \frac{A_{21}(A_{38} - 2A_{32}) + (A_{37} - 2A_{31})A_{22}}{A_{25}(M - \varepsilon N) - A_{26}(\varepsilon M + N) + j[A_{26}(M - \varepsilon N) + A_{25}(\varepsilon M + N)]} \right] = \\ &= \frac{1}{1 + \varepsilon^2} - \frac{1}{2b} \operatorname{Re} \left[\frac{(A_{50} + jA_{51}) \{ A_{25}(M - \varepsilon N) - A_{26}(\varepsilon M + N) - j[A_{26}(M - \varepsilon N) + A_{25}(\varepsilon M + N)] \}}{(1 + \varepsilon^2)(M^2 + N^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} \right] = \\ &= \frac{1}{1 + \varepsilon^2} - \frac{A_{50}[A_{25}(M - \varepsilon N) - A_{26}(\varepsilon M + N)] + A_{51}[A_{26}(M - \varepsilon N) + A_{25}(\varepsilon M + N)]}{2b \cdot \alpha^2 \cdot (1 + \varepsilon^2) \cdot \sqrt{1 + \varepsilon^2} (A_{25}^2 + A_{26}^2)}. \end{aligned}$$

Коэффициент ослабления силы ЛАДПП после преобразований представится в следующем виде

$$K_{oc} = \frac{1}{1 + \varepsilon^2} \left\{ 1 - \frac{A_{50} \left(A_{25} \frac{M - \varepsilon N}{\alpha} - A_{26} \frac{\varepsilon M + N}{\alpha} \right) + A_{51} \left(A_{26} \frac{M - \varepsilon N}{\alpha} + A_{25} \frac{\varepsilon M + N}{\alpha} \right)}{2b\alpha \cdot \sqrt{1 + \varepsilon^2} (A_{25}^2 + A_{26}^2)} \right\} \quad (4.100)$$

где

$$A_{50} = A_{31}A_{23} - A_{32}A_{24} + A_{21}(A_{37} - 2A_{31}) - A_{22}(A_{38} - 2A_{32});$$

$$A_{51} = A_{32}A_{23} + A_{31}A_{24} + A_{21}(A_{38} - 2A_{32}) + A_{22}(A_{37} - 2A_{31});$$

$$A_{31} = chMb_1 \cdot \cos Nb_1, A_{32} = shMb_1 \cdot \sin Nb_1;$$

$$A_{23} = chM(b_3 - b_1) \cdot \cos N(b_3 - b_1), A_{24} = shM(b_3 - b_1) \cdot \sin N(b_3 - b_1);$$

$$A_{21} = chM(b_3 - b_2) \cdot \cos N(b_3 - b_2), A_{22} = shM(b_3 - b_2) \cdot \sin N(b_3 - b_2);$$

$$A_{37} = chMb_2 \cdot \cos Nb_2, A_{38} = shMb_2 \cdot \sin Nb_2;$$

$$A_{25} = shMb_3 \cdot \cos Nb_3, A_{26} = chMb_3 \cdot \sin Nb_3.$$

Коэффициент ослабления электромагнитной силы, определяемый по (4.100), безусловно, отличается от значений K_{oc} , найденных для двигателя с продольным замыканием магнитного потока. Однако если выполняется соотношение $b_3 - b_2 = b_1$ и не учитывается влияние срединного эффекта силового взаимодействия, возможно применение данных, приведенных в таблицах 3.7, 3.8 и на рис. 3.10, 3.11, 3.12, 3.13. Величина коэффициента ослабления силы в таком случае получается с некоторым запасом, т.е. меньше действительной.

4.9 Срединный эффект силового взаимодействия линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком

Физический смысл срединного эффекта силового взаимодействия определяется тем, что в области 1 ЛАДПП (см. рис. 4.1) имеет место силовое взаимодействие между токами вторичного элемента этой области с магнитным по-

лем, образуемым магнитодвижущей силой лобовых частей обмотки индуктора, противостоящих области 1 вторичного элемента.

Плотность тока в области 1 вторичного элемента содержит как Y -составляющую, так и X -составляющую, действие каждой из них проявляется качественно по-разному. Первая из этих составляющих участвует в создании тягового усилия в направлении движения, увеличивая последнее, вторая же создает усилия, направленные перпендикулярно скорости бегущего магнитного поля, т.е. стабилизирующее ЛАДПП в поперечном направлении.

Рассмотрим более подробно влияние срединного эффекта силового взаимодействия на коэффициент ослабления электромагнитной силы ЛАДПП.

Элементарное приращение тягового усилия за счет срединного эффекта силового взаимодействия может быть представлена в следующем виде

$$d(\Delta F_{эм}) = \operatorname{Re} \left[\frac{\mu_0 H_1^*}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\dot{\delta}_{y1}}{\sqrt{2}} dx \cdot dy \cdot dz \right].$$

С учетом (4.86) получим, последовательно выполняя математические действия

$$\begin{aligned} d(\Delta F_{эм}) &= \operatorname{Re} \left[-j \frac{\mu_0 \dot{\delta}_{y1Cu}}{\alpha \sqrt{2}} \cdot \frac{\dot{\delta}_{y1}}{\sqrt{2}} dx \cdot dy \cdot dz \right] = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ j \frac{\mu_0 \delta_{1M} [ch\alpha b_1 - ch\alpha(b_1 - y)]}{(ch\alpha b_1 - 1) \cdot \alpha \cdot 2} \cdot \left(-\frac{\alpha \gamma_2 s \omega_1}{\lambda_2} \right) \left(-j \frac{\mu_0 \delta_{1M}}{\alpha} \right) \times \right. \\ &\quad \left. \times \frac{ch\lambda(b_3 - b_2) - ch\lambda(b_3 - b_1)}{sh\lambda b_3} sh\lambda y \cdot dx \cdot dy \cdot dz \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ -\frac{\mu_0 \delta_{1M}^2}{(ch\alpha b_1 - 1) \cdot \alpha \cdot 2} \cdot \frac{\varepsilon}{\lambda_2 / \alpha_2} \cdot \frac{ch\lambda(b_3 - b_2) - ch\lambda(b_3 - b_1)}{sh\lambda b_3} \times \right. \\ &\quad \left. \times [ch\alpha b_1 - ch\alpha(b_1 - y)] \cdot sh\lambda y \cdot dx \cdot dy \cdot dz \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{\mu_0 \varepsilon \delta_{1M}^2}{\alpha 2 (ch\alpha b_1 - 1)} \cdot \frac{ch\lambda(b_3 - b_1) - ch\lambda(b_3 - b_2)}{(\lambda_2 / \alpha_2) sh\lambda b_3} \times \right. \\ &\quad \left. \times [ch\alpha b_1 - ch\alpha(b_1 - y)] \cdot sh\lambda y \cdot dx \cdot dy \cdot dz \right\}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 d(\Delta F_{\text{эм}}) &= \operatorname{Re} \left[-j \frac{\mu_0 \dot{\delta}_{y1Cu}}{\alpha \sqrt{2}} \cdot \frac{\dot{\delta}_{y1}}{\sqrt{2}} dx \cdot dy \cdot dz \right] = \\
 &= \operatorname{Re} \left\{ j \frac{\mu_0 \delta_{1M} [ch \alpha b_1 - ch \alpha (b_1 - y)]}{(ch \alpha b_1 - 1) \cdot \alpha \cdot 2} \cdot \left(-\frac{\alpha \gamma_2 s \omega_1}{\lambda^2} \right) \left(-j \frac{\mu_0 \delta_{1M}}{\alpha} \right) \times \right. \\
 &\quad \left. \times \frac{ch \lambda (b_3 - b_2) - ch \lambda (b_3 - b_1)}{sh \lambda b_3} sh \lambda y \cdot dx \cdot dy \cdot dz \right\} = \\
 &= \operatorname{Re} \left\{ -\frac{\mu_0 \delta_{1M}^2}{(ch \alpha b_1 - 1) \cdot \alpha \cdot 2} \cdot \frac{\varepsilon}{\lambda^2 / \alpha^2} \cdot \frac{ch \lambda (b_3 - b_2) - ch \lambda (b_3 - b_1)}{sh \lambda b_3} \times \right. \\
 &\quad \left. \times [ch \alpha b_1 - ch \alpha (b_1 - y)] \cdot sh \lambda y \cdot dx \cdot dy \cdot dz \right\} = \\
 &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{\mu_0 \varepsilon \delta_{1M}^2}{\alpha 2 (ch \alpha b_1 - 1)} \cdot \frac{ch \lambda (b_3 - b_1) - ch \lambda (b_3 - b_2)}{(\lambda^2 / \alpha^2) sh \lambda b_3} \times \right. \\
 &\quad \left. \times [ch \alpha b_1 - ch \alpha (b_1 - y)] \cdot sh \lambda y \cdot dx \cdot dy \cdot dz \right\}.
 \end{aligned}$$

Выполняя интегрирование по осям «x» и «z» и используя принятые ранее обозначения (4.86), найдем величину дополнительного тягового усилия, определяемого взаимодействием срединного эффекта силового взаимодействия

$$\begin{aligned}
 \Delta F_{\text{эм}} &= \frac{\mu_0 \varepsilon \delta_{1M}^2 \cdot p \tau \cdot \Delta}{\alpha (ch \alpha b_1 - 1)} - \operatorname{Re} \left\{ \frac{ch \lambda (b_3 - b_1) - ch \lambda (b_3 - b_2)}{\frac{\lambda^2}{\alpha^2} sh \lambda b_3} \cdot \int_0^{b_1} [ch \alpha b_1 - ch \alpha (b_1 - y)] \cdot sh \lambda y \cdot dy \right\} \\
 \Delta F_{\text{эм}} &= \frac{F_{\text{эм0}}}{2b (ch \alpha b_1 - 1)} - \operatorname{Re} \left\{ \frac{ch \lambda (b_3 - b_1) - ch \lambda (b_3 - b_2)}{\frac{\lambda^2}{\alpha^2} sh \lambda b_3} \cdot \int_0^{b_1} [ch \alpha b_1 - ch \alpha (b_1 - y)] \cdot sh \lambda y \cdot dy \right\},
 \end{aligned}$$

(4.101)

где Δ – толщина вторичного элемента;

$$F_{\text{эмо}} = \frac{\mu_0 \varepsilon \delta_{1M}^2 \cdot p \Delta \tau \cdot \alpha}{2b} - \text{электромагнитная сила.}$$

В соответствии с определением коэффициента ослабления электромагнитной силы [27] получаем выражение для его приращения, обусловленное наличием срединного эффекта силового взаимодействия индуктора и вторичного элемента

$$\Delta K_{oc} = \frac{1}{2b(ch\alpha b_1 - 1)} \operatorname{Re} \left\{ \frac{ch\lambda(b_3 - b_1) - ch\lambda(b_3 - b_2)}{\frac{\lambda^2}{\alpha^2} \cdot sh\lambda b_3} \cdot \int_0^{b_1} [ch\alpha b_1 - ch\alpha(b_1 - y)] \cdot sh\lambda y \cdot dy \right\}. \quad (4.102)$$

Наибольшую сложность представляет вычисление интеграла

$$\int_0^{b_1} ch\alpha(b_1 - y) \cdot sh\lambda y \cdot dy.$$

Выполним его на основе рекомендаций, имеющихя в [36]

$$\begin{aligned} \int_0^{b_1} ch(\alpha y - \alpha b_1) \cdot sh\lambda y \cdot dy &= \left| \frac{1}{2(\lambda + \alpha)} ch[(\alpha + \lambda)y - \alpha b_1] + \right. \\ &+ \left. \left| \frac{1}{2(\lambda - \alpha)} ch[(\lambda - \alpha)y + \alpha b_1] \right|_0^{b_1} \right| = \frac{\lambda}{\lambda^2 - \alpha^2} (ch\lambda b_1 - ch\alpha b_1). \end{aligned}$$

Выполнив интегрирование по Y , преобразуем (4.102)

$$\Delta K_{oc} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{ch\lambda(b_3 - b_1) - ch\lambda(b_3 - b_2)}{2b(ch\alpha b_1 - 1) \frac{\lambda^2}{\alpha^2} \cdot sh\lambda b_3} \cdot \left[\frac{ch\alpha b_1 (ch\lambda b_1 - 1)}{\lambda} - \frac{\lambda (ch\lambda b_1 - ch\alpha b_1)}{\lambda^2 - \alpha^2} \right] \right\} \quad (4.103)$$

Для оценки влияния срединного эффекта силового взаимодействия на величину коэффициента ослабления электромагнитной силы выражение (4.103) непригодно. Выполняя математические преобразования, приведем его к виду, удобному для производства численных расчетов

$$\begin{aligned}
 \Delta K_{oc} &= \frac{1}{2b(ch\alpha b_1 - 1)} \left\{ \operatorname{Re} \frac{[ch\lambda(b_3 - b_1) - ch\lambda(b_3 - b_2)]ch\alpha b_1(ch\alpha b_1 - 1)}{\lambda \cdot \frac{\lambda_2}{\alpha_2} \cdot sh\lambda b_3} - \right. \\
 &\quad \left. - \operatorname{Re} \frac{[ch\lambda(b_3 - b_1) - ch\lambda(b_3 - b_2)] \cdot \lambda \cdot (ch\lambda b_1 - ch\alpha b_1)}{(\lambda_2 - \alpha_2) \cdot \frac{\lambda_2}{\alpha_2} \cdot sh\lambda b_3} \right\} = \\
 &= \frac{1}{2b(ch\alpha b_1 - 1)} \left\{ \operatorname{Re} ch\alpha b_1 \frac{(A_{31} - 1 + jA_{32})[A_{23} - A_{21} + j(A_{24} - A_{22})]}{(M + jN)(1 + j\varepsilon)(A_{25} + jA_{26})} - \right. \\
 &\quad \left. - \operatorname{Re} \frac{(M + jN)(A_{31} - ch\alpha b_1 + jA_{32})[A_{23} - A_{21} + j(A_{24} - A_{22})]}{\alpha_2 j\varepsilon(1 + j\varepsilon)(A_{25} + jA_{26})} \right\} = \\
 &= \frac{1}{2b(ch\alpha b_1 - 1)} \left\{ ch\alpha b_1 \operatorname{Re} \frac{(A_{31}'' + jA_{32})[A_{23} - A_{21} + j(A_{24} - A_{22})]}{M(A_{25} - \varepsilon A_{26}) - N(\varepsilon A_{25} + A_{26}) + j[N(A_{25} - \varepsilon A_{26}) + M(\varepsilon A_{25} + A_{26})]} - \right. \\
 &\quad \left. - \operatorname{Re} \frac{A_{31}'(A_{23} - A_{21}) - A_{32}'(A_{24} - A_{22}) + j[A_{32}'(A_{23} - A_{21}) + A_{31}'(A_{24} - A_{22})]}{j\varepsilon[MA_{25} - NA_{26} + j(NA_{25} + MA_{26})]} \right\} = \\
 &= \frac{1}{2b(ch\alpha b_1 - 1)} \left\{ ch\alpha b_1 \operatorname{Re} \frac{(A_{31}'' + jA_{32})[A_{23} - A_{21} + j(A_{24} - A_{22})]}{(1 + \varepsilon^2)(M^2 + N^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} \times \right. \\
 &\quad \times \frac{[M(A_{25} - \varepsilon A_{26}) - N(\varepsilon A_{25} + A_{26}) - jN(A_{25} - \varepsilon A_{26}) - jM(\varepsilon A_{25} + A_{26})]}{(1 + \varepsilon^2)(M^2 + N^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} - \\
 &\quad \left. - \operatorname{Re} \frac{-j[A_{31}'(A_{23} - A_{21}) - A_{32}'(A_{24} - A_{22}) + jA_{32}'(A_{23} - A_{21}) + jA_{31}'(A_{24} - A_{22})]}{\varepsilon(M^2 + N^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} \times \right. \\
 &\quad \left. \times \frac{[MA_{25} - NA_{26} - j(NA_{25} + MA_{26})]}{\varepsilon(M^2 + N^2)(A_{25}^2 + A_{26}^2)} \right\} = \\
 &= \frac{1}{2b(ch\alpha b_1 - 1)} \left\{ ch\alpha b_1 \frac{(K_1' A_{25} + K_2' A_{26})(M - \varepsilon N) - (K_1' A_{26} - K_2' A_{25})(N + \varepsilon M)}{(1 + \varepsilon^2)\alpha^2 \sqrt{1 + \varepsilon^2}(A_{25}^2 + A_{26}^2)} - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{A_1'(NA_{25} + MA_{26}) + A_2'(MA_{25} - NA_{26})}{\varepsilon\alpha^2 \sqrt{1 + \varepsilon^2}(A_{25}^2 + A_{26}^2)} \right\}.
 \end{aligned}$$

Таким образом, окончательно приращение коэффициента ослабления электромагнитной силы представляется в следующем виде

$$\Delta K_{oc} = \frac{\varepsilon ch \alpha b_1 \left[(K'_1 A_{25} + K'_2 A_{26})(M - \varepsilon N) - (K'_1 A_{26} - K'_2 A_{25})(N + \varepsilon M) \right]}{2ab(ch \alpha b_1 - 1)\varepsilon(1 + \varepsilon^2)\sqrt{1 + \varepsilon^2}(A_{25}^2 + A_{26}^2)} - \frac{(1 + \varepsilon^2) \left[-A'_1 (NA_{25} + MA_{26}) + A'_2 (MA_{25} - NA_{26}) \right]}{2ab(ch \alpha b_1 - 1)\varepsilon(1 + \varepsilon^2)\sqrt{1 + \varepsilon^2}(A_{25}^2 + A_{26}^2)}, \quad (4.104)$$

где

$$A'_1 = A'_{31}(A_{23} - A_{21}) - A_{32}(A_{24} - A_{22});$$

$$A'_2 = A_{32}(A_{23} - A_{21}) + A'_{31}(A_{24} - A_{22});$$

$$K'_1 = A''_{31}(A_{23} - A_{21}) - A_{32}(A_{24} - A_{22});$$

$$K'_2 = A_{32}(A_{23} - A_{21}) + A''_{31}(A_{24} - A_{22});$$

$$A_{21} = chM(b_3 - b_2) \cdot \cos N(b_3 - b_2);$$

$$A_{22} = shM(b_3 - b_2) \cdot \sin N(b_3 - b_2);$$

$$A_{23} = chM(b_3 - b_1) \cdot \cos N(b_3 - b_1);$$

$$A_{24} = shM(b_3 - b_1) \cdot \sin N(b_3 - b_1);$$

$$A_{25} = shMb_3 \cdot \cos Nb_3;$$

$$A_{26} = chMb_3 \cdot \sin Nb_3;$$

$$A_{31} = chMb_1 \cdot \cos Nb_1;$$

$$A_{32} = shMb_1 \cdot \sin Nb_1;$$

$$A'_{31} = A_{31} - ch \alpha b_1;$$

$$A''_{31} = A_{31} - 1.$$

На основании (4.104) выполнены расчеты и произведены графические построения, позволяющие определить величину K_{oc} в необходимых случаях. На рисунках 4.6, 4.7, 4.8, 4.5, приведены значения коэффициента ослабления элек-

тромагнитной силы ЛАДПП с учетом влияния срединного эффекта силового взаимодействия для случая, когда $b_1 = 0,6b$ и $b_1 = b_3 - b_2$.

Вычисление коэффициента ослабления электромагнитной силы для случая, когда магнитное число Рейнольдса $\varepsilon = 0$ по (4.104) невозможно, т.к. выражение ΔK_{oc} становится неопределенным.

Полагая $\lambda = \alpha$, произведем необходимые преобразования и получим формулу для приращения коэффициента ослабления электромагнитной силы при $\varepsilon = 0$.

$$\Delta K_{oc/\varepsilon=0} = \frac{[ch\alpha(b_3 - b_1) - ch\alpha(b_3 - b_2)] \left[\int_0^{b_1} ch\alpha(y - b_1) \cdot sh\alpha y dy - \frac{ch\alpha b_1 (ch\alpha b_1 - 1)}{\alpha} \right]}{2b(ch\alpha b_1 - 1) \cdot sh\alpha b_3} =$$

$$= \frac{[ch\alpha(b_3 - b_1) - ch\alpha(b_3 - b_2)] \left[\frac{b_1 sh\alpha b_1}{2} - \frac{ch\alpha b_1 (ch\alpha b_1 - 1)}{\alpha} \right]}{2b(ch\alpha b_1 - 1) \cdot sh\alpha b_3}.$$

$$\Delta K_{oc/\varepsilon=0} = \frac{[ch\alpha(b_3 - b_1) - ch\alpha(b_3 - b_2)] [ab_1 \cdot sh\alpha b_1 - 2ch\alpha b_1 (ch\alpha b_1 - 1)]}{4ab(ch\alpha b_1 - 1) \cdot sh\alpha b_3}. \quad (4.105)$$

Некоторые значения ΔK_{oc} приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1

Значения ΔK_{oc} при условии $b_1=0,6b$ и $b_1=b_3 - b_2$

$\varepsilon \backslash \frac{b_1}{\tau}$	0,2	0,4	1,0	2,0
0,0	0,0203	0,0426	0,0503	0,0262
1,0	0,0185	0,0296	0,0214	0,0100
2,0	0,0154	0,0140	0,0027	0,0014
3,0	0,0110	0,0064	0,0041	0,0018

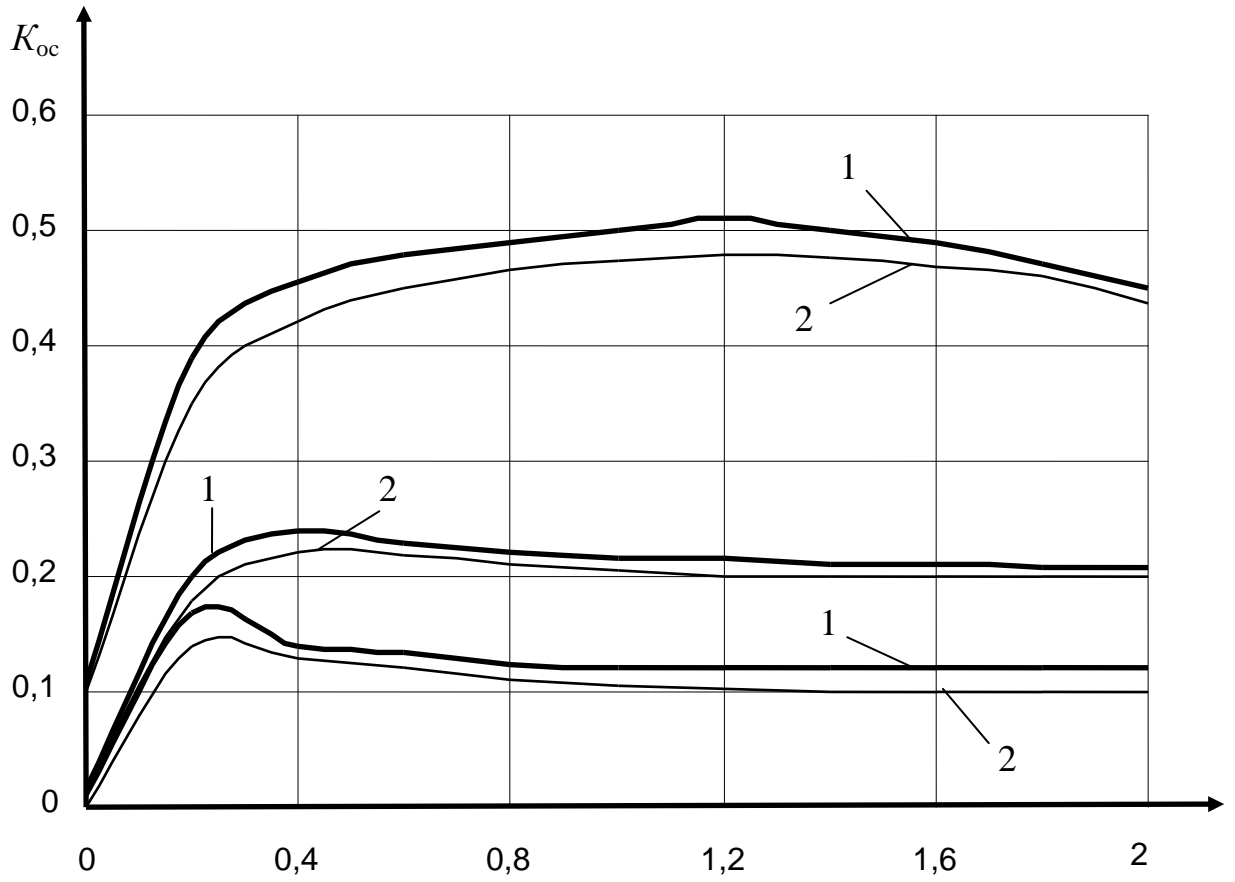


Рис. 4.7. Коэффициент ослабления электромагнитной силы ЛАДПП:

1 – с учетом срединного эффекта силового взаимодействия;

2 – без учета срединного эффекта силового взаимодействия

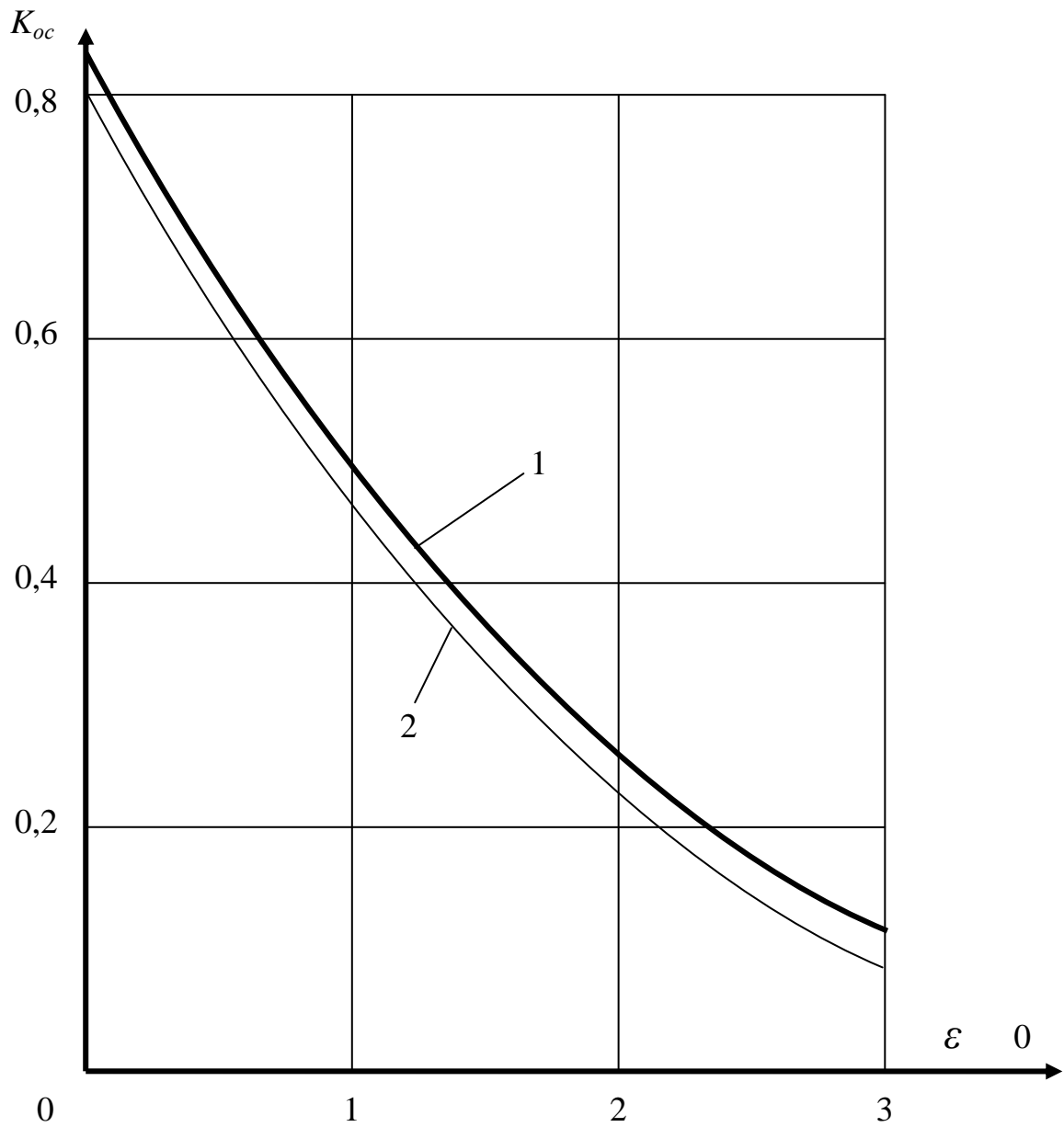


Рис. 4.8. Коэффициент ослабления электромагнитной силы ЛАДПП при $\frac{b}{\tau} = 1,0$:

- 1 – с учетом срединного эффекта силового взаимодействия;
- 2 – без учета срединного эффекта силового взаимодействия

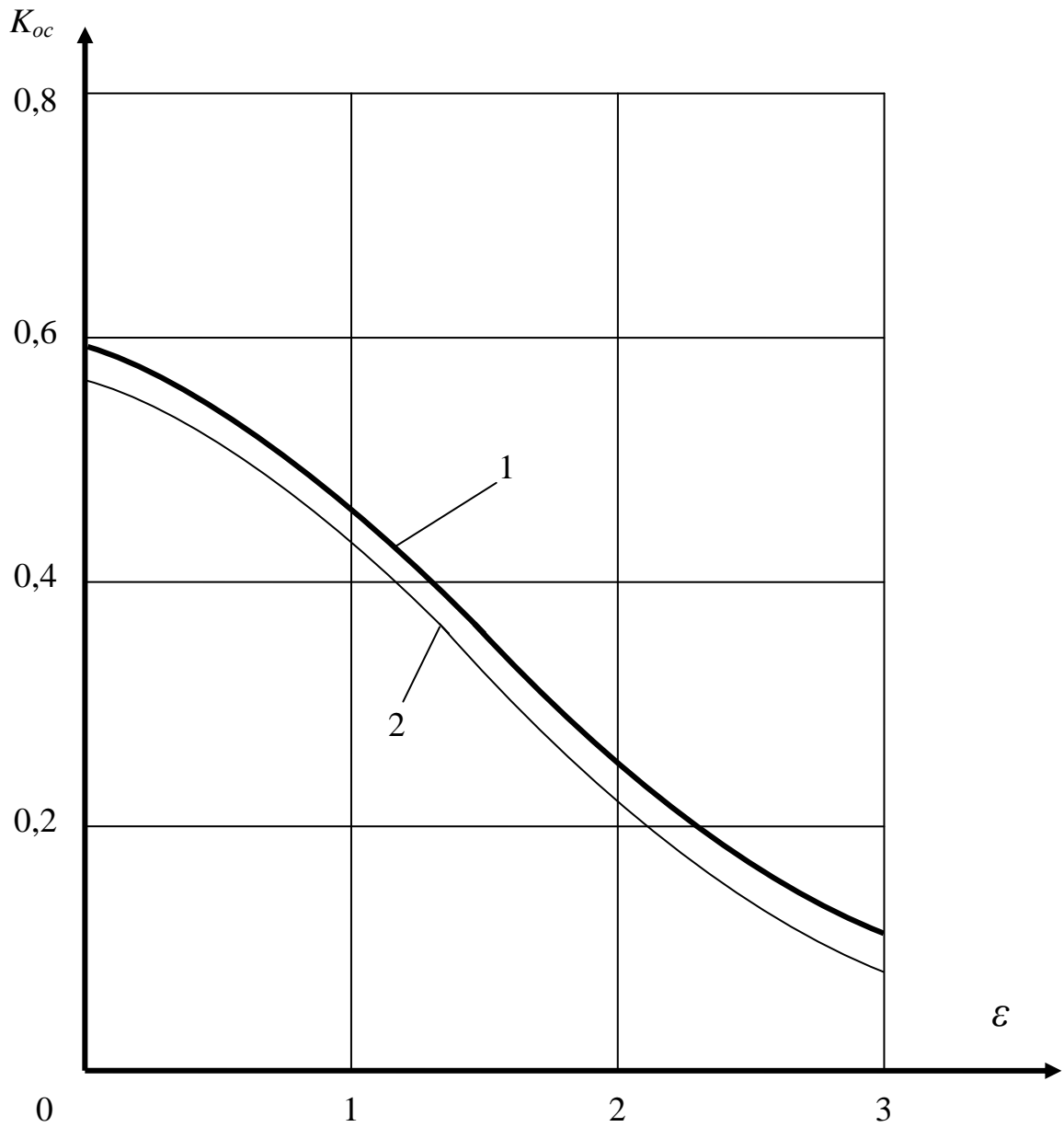


Рис. 4.9. Коэффициент ослабления электромагнитной силы ЛАДПП при $\frac{b}{\tau} = 0,4$:

1 – с учетом срединного эффекта силового взаимодействия;

2 – без учета срединного эффекта силового взаимодействия

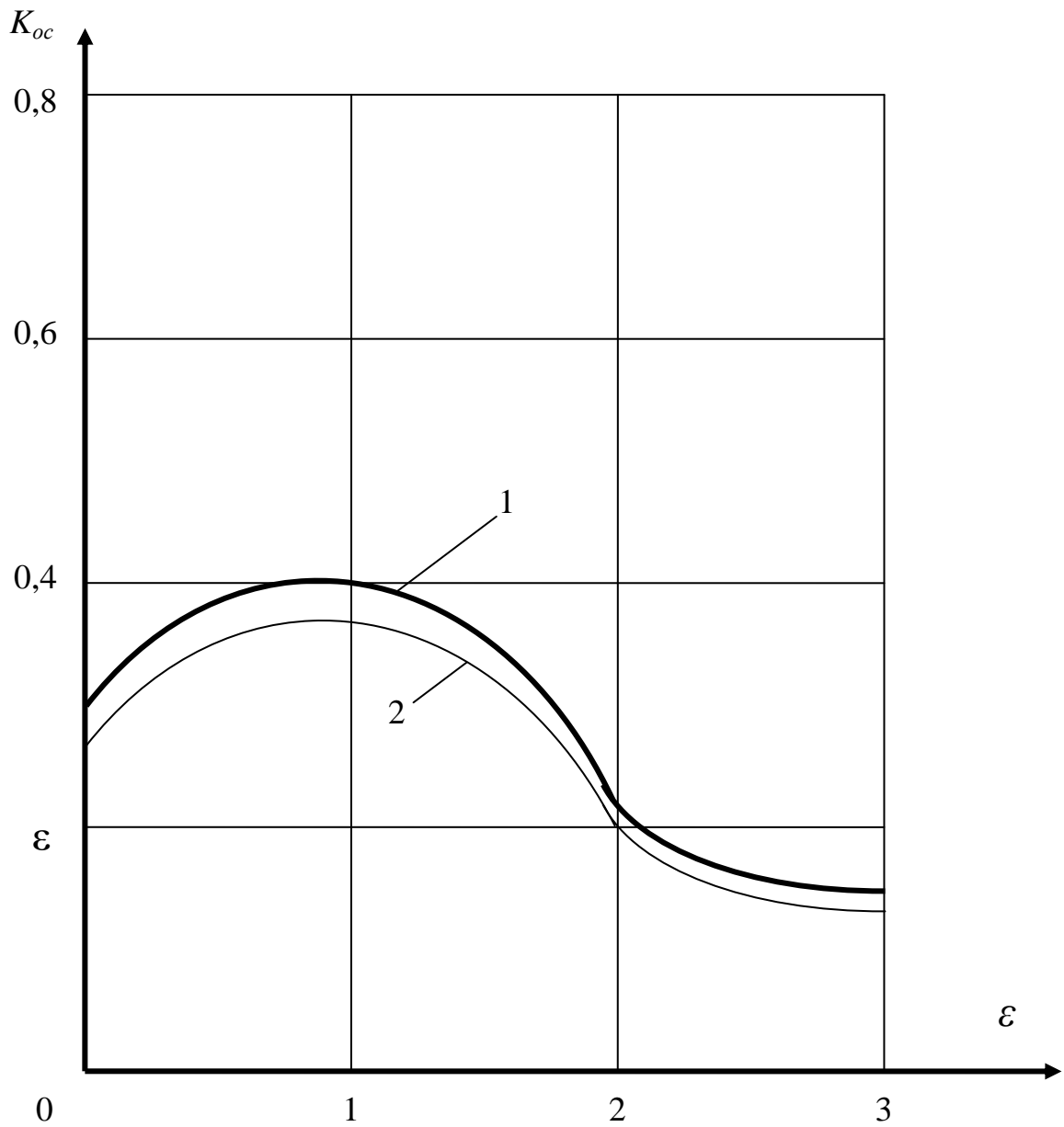


Рис. 4.10. Коэффициент ослабления электромагнитной силы ЛАДПП при $\frac{b}{\tau} = 0,2$:

1 – с учетом срединного эффекта силового взаимодействия;

2 – без учета срединного эффекта силового взаимодействия

Выводы

1. Разработаны математические модели, позволяющие рассчитывать токи во вторичном элементе тягового ЛАД с поперечным магнитным потоком для высокоскоростных транспортных систем, учитывающие величину воздушного зазора, распределение магнитной индукции в поперечном направлении и взаимосвязи между геометрическими размерами индуктора и вторичного элемента.

2. Получены соотношения для расчета линий тока во вторичном элементе, позволяющие на стадии проектирования МЛТ выбирать геометрические размеры индуктора ЛАДПП.

3. Предложена математическая модель распределения токов во вторичном элементе тягового ЛАДПП на основе решения двумерной полевой задачи, учитывающая поперечный краевой эффект.

4. Аналитическим путем получены соотношения для расчета коэффициента ослабления электромагнитной (тяговой) силы ЛАДПП, учитывающие взаимосвязи между геометрическими размерами индуктора и вторичного элемента и скоростью движения транспортного экипажа.

5. Путем математического моделирования получены новые соотношения для определения коэффициента ослабления электромагнитной силы (тягового усилия) ЛАД с поперечным магнитным потоком для МЛТ с учетом физических процессов, обусловленных срединным эффектом, что позволит повысить точность расчетов линейных асинхронных двигателей для высокоскоростных транспортных систем. Установлено, что учет срединного эффекта увеличивает коэффициент ослабления тягового усилия на 5...10 %.

6. Полученные результаты использованы при разработке основ теории тяговых ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, сочетающих в себе свойства линейных машин с продольным и поперечным магнитным потоком.

5 ВОПРОСЫ ВЫБОРА РАЦИОНАЛЬНЫХ И ОПТИМАЛЬНЫХ СООТНОШЕНИЙ В ТЯГОВЫХ ЛИНЕЙНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ

5.1 О рациональном взаимном расположении индуктора и вторичного элемента линейного асинхронного двигателя

Вопрос о рациональном или даже оптимальном взаимном расположении индуктора и вторичного элемента ЛАД (и их продольных осей) для своего решения не требует серьезных математических исследований.

Исходя из физических процессов при работе линейного асинхронного двигателя, можно сделать заключение о том, что при совпадении продольных осей индуктора двигателя и его вторичного элемента, т.е. при симметричном их расположении достигается наибольшая эффективность использования тяговой машины.

Наибольший интерес при оценке эффективности работы ЛАД при симметричном расположении его индуктора и ВЭ представляет собой задача определения точки перегиба линий тока вторичного элемента, т.е. точки, следовательно, еще одной продольной оси, проходящей через эту точку перегиба. На этой оси X -составляющая плотности тока вторичного элемента изменяет свой знак.

В предыдущей главе диссертации определена Y -координата этой оси из системы уравнений (4.26)

$$\beta_1 = \frac{1}{\alpha} \operatorname{arth} \left[\operatorname{cth} \alpha \beta_3 - \frac{\operatorname{ch} \alpha (b_3 - b_2)}{\operatorname{ch} \alpha b_1 \cdot \operatorname{sh} \alpha b_3} \right].$$

Выполняя последовательно математические преобразования, приведем общее выражение для Y -координаты точки перегиба к более удобному для исследования виду

$$\frac{\beta_1}{\tau} = \frac{1}{\pi} \operatorname{arth} \left[\frac{\operatorname{ch} \alpha b_3 \cdot \operatorname{ch} \alpha b_1 - \operatorname{ch} \alpha (b_3 - b_2)}{\operatorname{ch} \alpha b_1 \cdot \operatorname{sh} \alpha b_3} \right] =$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2\pi} \ln \frac{1 + \frac{ch\alpha b_3 \cdot ch\alpha b_1 - ch\alpha(b_3 - b_2)}{ch\alpha b_1 \cdot sh\alpha b_3}}{1 - \frac{ch\alpha b_3 \cdot ch\alpha b_1 - ch\alpha(b_3 - b_2)}{ch\alpha b_1 \cdot sh\alpha b_3}} = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \ln \frac{ch\alpha b_1(ch\alpha b_3 + sh\alpha b_3) - ch\alpha(b_3 - b_2)}{-ch\alpha b_1(ch\alpha b_3 - sh\alpha b_3) + ch\alpha(b_3 - b_2)}.
 \end{aligned}$$

Для дальнейших решений примем следующее выражение

$$\frac{\beta_1}{\tau} = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{\exp(\alpha b_3) - K_{201}}{K_{201} - \exp(-\alpha b_3)}, \tag{5.1}$$

где $K_{201} = \frac{ch\alpha b_4}{ch\alpha b_1}$, $b_4 = b_3 - b_2$.

Выполним анализ изменений положения точки перегиба линий тока во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком на конкретных числовых примерах при различных соотношениях геометрических размеров и полюсного деления ЛАД.

Данные расчетов приведены в таблицах 5.1, 5.2, и 5.3.

Таблица 5.1

Относительное отклонение оси токов вторичного элемента с малым полюсным

делением $\frac{b_3}{\tau} = 3$ от оси индуктора

$\frac{b_4}{\tau} \backslash \frac{b_1}{\tau}$	1,0	0,7	0,5	0,1	0,0
1,0	0,0	0,987	0,162	0,255	0,26
0,7	0,099	0,0	0,063	0,156	0,161
0,5	0,163	0,063	0,0	0,093	0,097
0,1	0,254	0,156	0,093	0,0	0,053
0,0	0,250	0,161	0,097	0,053	0,0

Таблица 5.2

Относительное отклонение оси токов вторичного элемента со средним значением полюсного деления $\frac{b_3}{\tau} = 1$ от оси индуктора

$\frac{b_4}{\tau} \backslash \frac{b_1}{\tau}$	0,3	0,2	0,15	0,1	0,0
0,3	0,0	0,07	0,098	0,12	0,136
0,2	0,07	0,0	0,028	0,048	0,064
0,15	0,098	0,028	0,0	0,08	0,04
0,1	0,118	0,043	0,02	0,0	0,016
0,0	0,136	0,064	0,033	0,018	0,0

Таблица 5.3

Относительное отклонение оси токов вторичного элемента от продольной оси индуктора с большим значением полюсного деления $\frac{b_3}{\tau} = 0,1$

$\frac{b_4}{\tau} \backslash \frac{b_1}{\tau}$	0,03	0,025	0,02	0,01	0,0
0,3	0,0	0,026	0,05	0,03	0,09
0,025	0,023	0,0	0,022	0,054	0,062
0,02	0,04	0,022	0,0	0,03	0,04
0,01	0,032	0,052	0,03	0,0	0,01
0,0	0,09	0,62	0,04	0,01	0,0

На рис. 5.1 приведен рельеф следующей функции

$$\Delta\beta_1 = f_1\left(\frac{b}{b_2}, \frac{b_3}{\tau}\right). \quad (5.2)$$

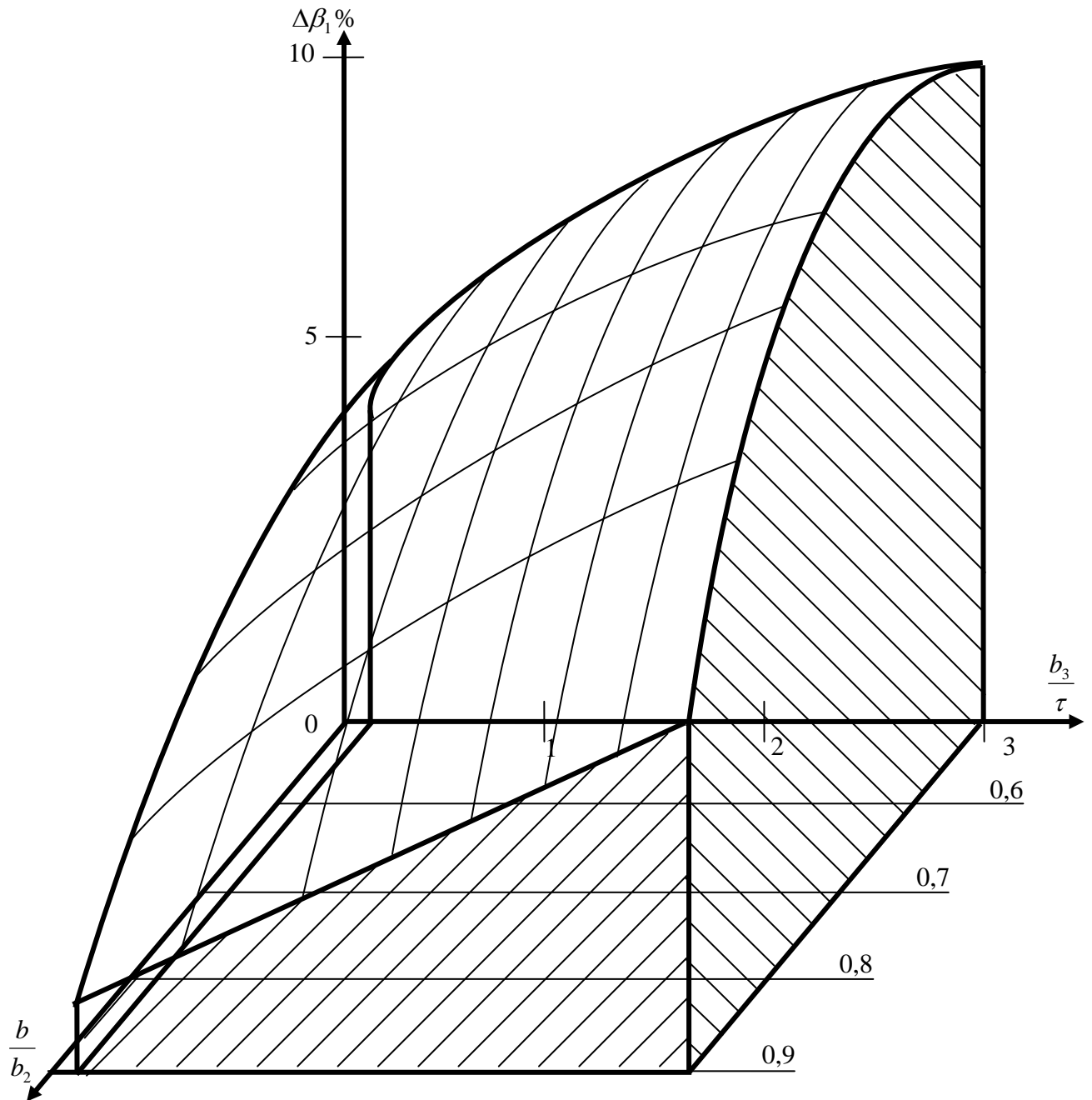


Рис. 5.1. Смещение оси токов во вторичном элементе ЛАДПП при смещении оси индуктора на 10 %

Как следует из таблиц 5.1-5.3 и рис. 5.1 с увеличением полюсного деления ЛАД относительное смещение токов вторичного элемента уменьшается, что облегчает выбор геометрических размеров индуктора ЛАД и вторичного элемента и их соотношения для повышения эффективности использования тяговых машин в высокоскоростных транспортных системах [215].

5.2 Оптимизация распределения токов во вторичном элементе

Максимизация плотности тока во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя может быть исследована методом вариационного исчисления. Вместе с тем, определение экстремумов для мгновенных значений плотностей токов во вторичном элементе становится невозможным с математической стороны: получаемые при анализе алгебраические уравнения не имеют корней.

Решающее значение в электромагнитном взаимодействии индуктора и вторичного элемента линейного двигателя имеет Y -составляющая плотности тока ВЭ, определяется в соответствии с (4.31) для области 2 вторичного элемента (рис. 4.1). Поэтому ниже более подробно рассмотрим именно эту составляющую плотности тока во вторичном элементе.

Будем варьировать величины b_1 и b_2 при неизменяемых значениях b и b_3 . При этих условиях становится возможным не анализировать выражения для Y -составляющей плотности тока во вторичном элементе ЛАД по (4.31) полностью. Для анализа используем составляющую δ_{2y} , заключенную в квадратные скобки. Обозначив произведения остальных величин символом K , получим общее выражение усредненного значения амплитуды плотности тока δ_{2y} во второй области вторичного элемента ЛАД.

$$\delta_{y2cp} = \frac{K}{2b} \int_{b_1}^{b_2} \left[\frac{ch \alpha b_1}{ch \alpha \beta_1} \cdot ch \alpha (\beta_1 - y) - 1 \right] dy. \quad (5.3)$$

В результате интегрирования получим

$$\delta_{y2cp} = \frac{K}{2b} \left\{ \frac{-1}{\alpha} \cdot \frac{ch\alpha b_1}{ch\alpha\beta_1} [sh\alpha(\beta_1 - b_2) - sh\alpha(\beta_1 - b_1)] - b_2 + b_1 \right\}. \quad (5.4)$$

Воспользовавшись ранее полученным соотношением (4.26) и выполнив ряд несложных математических действий, получим

$$\begin{aligned} \delta_{y2cp} &= K \left\{ \frac{ch\alpha b_1}{2ab_1 \cdot ch\alpha\beta_1} [sh\alpha(\beta_1 - b_1) - sh\alpha(\beta_1 - b_2)] - 1 \right\} = \\ &= K \left[\frac{ch\alpha b_1}{2ab \cdot ch\alpha\beta_1} \cdot 2sh\alpha \frac{b_2 - b_1}{2} \cdot ch\alpha \left(\beta_1 - \frac{b_1 + b_2}{2} \right) - 1 \right] = \\ &= K \left[\frac{sh\alpha b \cdot ch\alpha b_1}{ab} \cdot \frac{ch\alpha b_1 \cdot ch\alpha(b_1 + b) - sh\alpha\beta_1 \cdot sh\alpha(b_1 + b)}{ch\alpha\beta_1} - 1 \right] = \\ &= K \left(\frac{sh\alpha b \cdot ch\alpha b_1}{ab} \left\{ ch\alpha(b_1 + b) - \left[cth\alpha b_3 - \frac{ch\alpha(b_3 - b_2)}{ch\alpha b_1 \cdot sh\alpha b_3} \right] \cdot sh\alpha(b_1 + b) \right\} - 1 \right). \end{aligned} \quad (5.5)$$

Приведем выражение для δ_{y2cp} к более удобному для анализа виду

$$\delta_{y2cp} = K \left(\frac{sh\alpha b \cdot ch\alpha b_1 \cdot sh\alpha(b_3 - b - b_1) + ch\alpha(b_3 - b_2) \cdot sh\alpha(b_1 + b)}{ab \cdot sh\alpha b_3} - 1 \right). \quad (5.6)$$

Дальнейшие исследования на экстремум достаточно выполнить для следующего соотношения

$$z_1 = ch\alpha b_1 \cdot sh\alpha(b_3 - b - b_1) + ch\alpha(b_3 - b_2) \cdot sh\alpha(b_1 + b). \quad (5.7)$$

Найдем экстремум величины z_1 , приравняв первую её производную по b_1 к нулю

$$\begin{aligned} \frac{\partial z_1}{\partial b_1} &= \alpha sh\alpha b_1 \cdot sh\alpha(b_3 - b - b_1) - ch\alpha b_1 \cdot \alpha \cdot ch\alpha(b_3 - b - b_1) - \alpha sh\alpha(b_3 - 2b - b_1) - \\ &- \alpha sh\alpha(b_3 - 2b - b_1) \cdot sh\alpha(b_1 + b) + \alpha ch\alpha(b_3 - 2b - b_1) \cdot sh\alpha(b_1 + b) = 0. \end{aligned}$$

Произведя элементарные математические действия, приходим к следующему уравнению

$$\operatorname{ch}\alpha(b_3 - b - 2b_1) = \operatorname{ch}\alpha(b_3 - 3b - 2b_1). \quad (5.8)$$

Корни этого уравнения определяются двойко.

Во-первых,

$$b_3 - b - 2b_1 = b_3 - 3b - 2b_1 \quad \text{и} \quad b = 0. \quad (5.9)$$

Во-вторых,

$$b_3 - b - 2b_1 = -(b_3 - 3b - 2b_1) \quad \text{и} \quad b_1 = \frac{b_3}{2} - b. \quad (5.10)$$

Первое решение (5.9) уравнения (5.8) Определяет минимальное значение плотности тока во вторичном элементе ЛАД (область 2). Физические соображения также свидетельствуют о том, что $\delta_{y2cp.min} = 0$. Это решение (5.9) не представляет интереса для проектирования линейных асинхронных двигателей для высокоскоростных транспортных систем.

Второе решение (5.10) уравнения (5.8) определяет максимальное значение плотности тока в области 2 вторичного элемента. Подставив (5.10) в соотношение для средней плотности тока во вторичном элементе, находим его максимальное значение

$$\delta_{y2cp.max} = K \left[\frac{\operatorname{sh}\alpha b \cdot \operatorname{ch}\left(\frac{b_3}{2} - b\right)}{\alpha b \cdot \operatorname{ch}\alpha \frac{b_3}{2}} - 1 \right]. \quad (5.11)$$

Значение $\delta_{y2cp.max}$ можно представить в виде

$$\delta_{y2cp.max} = K \left[\frac{\operatorname{sh}\alpha b}{\alpha b} \left(\operatorname{cp}\alpha b - \operatorname{sh}\alpha b \cdot \operatorname{th}\alpha \frac{b_3}{2} \right) - 1 \right]. \quad (5.12)$$

5.3 Исследование окрестности экстремума среднего значения плотности тока вторичного элемента линейного асинхронного двигателя в зоне активной части индуктора

Предположим, что при отклонении от оптимального варианта размер b_1 линейного асинхронного двигателя получает приращение $\pm \Delta b$.

Тогда (5.12) следует представить

$$b_1 = \frac{b_3}{2} - b \pm \Delta b.$$

Максимальная средняя плотность тока во вторичном элементе при этом получит приращение $\pm \Delta \delta_{y2cp_макс}$.

Проведя соответствующие преобразования, получим

$$\begin{aligned} \delta_{y2cp_макс} \pm \Delta \delta_{y2cp_макс} &= K \left\{ \frac{sh\alpha b}{\alpha b} \left[\frac{ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \pm \Delta b \right) \cdot sh\alpha \left(b_3 - b - \frac{b_3}{2} + b \pm \Delta b \right)}{sh\alpha b_3} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \frac{ch\alpha \left(b_3 - 2b - \frac{b_3}{2} + b \pm \Delta b \right) \cdot sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b + b \pm \Delta b \right)}{sh\alpha b_3} \right] - 1 \right\} = \\ &= K \left\{ \frac{sh\alpha b}{\alpha b} \left[\frac{ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \pm \Delta b \right) \cdot sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} \mp \Delta b \right)}{sh\alpha b_3} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \frac{ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \pm \Delta b \right) \cdot sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} \pm \Delta b \right)}{sh\alpha b_3} \right] - 1 \right\} = \end{aligned}$$

$$= K \left\{ \frac{sh\alpha b \cdot ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \pm \Delta b \right)}{\alpha b \cdot sh\alpha b_3} \left[sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} \mp \Delta b \right) + sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} \pm \Delta b \right) \right] - 1 \right\} =$$

$$= K \left[\frac{sh\alpha b}{\alpha b} \cdot 2 \frac{ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \pm \Delta b \right) \cdot sh\alpha \frac{b_3}{2} \cdot \cos\alpha\Delta b}{sh\alpha b_3} - 1 \right].$$

Для определения значения приращения средней плотности тока во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя для высокоскоростного транспорта преобразуем следующее соотношение

$$ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \pm \Delta b \right) \cdot ch\alpha b - ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \right) =$$

$$\left[ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \right) \cdot ch\alpha\Delta b \pm sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \right) \cdot sh\alpha(\pm\Delta b) \right] ch\alpha\Delta b - ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \right) =$$

$$= ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \right) (ch^2\alpha\Delta b - 1) + sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \right) \cdot ch\alpha\Delta b \cdot sh\alpha\Delta b =$$

$$\left[ch\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \right) \cdot sh\alpha\Delta b + sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b \right) ch\alpha\Delta b \right] \cdot sh\alpha\Delta b = sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b + \Delta b \right) \cdot sh\alpha\Delta b.$$

Абсолютное приращение плотности тока представляется в виде

$$\pm \Delta\delta_{y_{2cp_max}} = \frac{sh\alpha b}{\alpha b} \cdot 2 \frac{sh\alpha \frac{b_3}{2} \cdot sh\alpha \left(\frac{b_3}{2} - b + \Delta b \right) sh\alpha\Delta b}{sh\alpha b_3} \cdot K. \quad (5.13)$$

С точки зрения проектирования и эксплуатации, перспективных высокоскоростных транспортных систем наибольший интерес представляет относительное приращение средней амплитуды тока в активной взаимодействующей с индуктором ЛАД зоне области 2 вторичного элемента.

$$\frac{\Delta \delta_{y2cp_макс}}{\delta_{y2cp_макс}} = \frac{K \cdot \frac{shab}{ab} \cdot \frac{sh\alpha\left(\frac{b_3}{2} - b + \Delta b\right)}{ch\alpha\frac{b_3}{2}}}{K \left[\frac{shab}{ab} \cdot \frac{ch\alpha\left(\frac{b_3}{2} - b\right)}{ch\alpha\frac{b_3}{2}} - 1 \right]} = \frac{shab \cdot sh\alpha\left(\frac{b_3}{2} - b + \Delta b\right) \cdot sh\alpha\Delta b}{shab \cdot ch\alpha\left(\frac{b_3}{2} - b\right) - ab \cdot ch\alpha\frac{b_3}{2}}.$$

После ряда математических преобразований получим выражение для определения относительного приращения амплитуды средней плотности тока вторичного элемента ЛАД

$$\frac{\Delta \delta_{y2cp_макс}}{\delta_{y2cp_макс}} = \frac{shab \cdot sh\alpha\left(\frac{b_3}{2} - b + \Delta b\right) \cdot sh\alpha\Delta b}{shab \cdot ch\alpha\left(\frac{b_3}{2} - b\right) - ab \cdot ch\alpha\frac{b_3}{2}}. \quad (5.14)$$

Из соотношения (5.14) видно, что относительное приращение плотности тока вторичного элемента не зависит от знака приращения поперечного размера Δb . Расчеты показывают, что приращение среднего значения амплитуды плотности тока вторичного элемента (относительное и абсолютное значения) всегда будет отрицательным (табл. 5.4).

Это полностью согласуется с физическими представлениями о работе линейного асинхронного двигателя: при отклонении оси индуктора от оси вторичного элемента ухудшается электромагнитное взаимодействие между ними, уменьшается плотность тока вторичного элемента и снижается значение тягового усилия ЛАД.

Оценка окрестностей экстремума непосредственно в цифрах приведена в таблице 5.4. В этой таблице приведены отклонения средней плотности тока вторичного элемента ЛАД в (процентах) от ее оптимального (максимального) значения при изменении величины b_1 , приращения которой рассматриваются в отношении к ширине вторичного элемента в различных полюсных делениях.

Таблица 5.4

Величина отклонения плотности тока вторичного элемента от оптимальной (%)
при варьировании геометрических размеров ЛАДПП

$\frac{\Delta b}{b_3}$ $\frac{b_3}{\tau}$	0,01	0,02	0,05	0,07	0,10
3,0	-1,8	-6,8	-14,0	-24,7	-49,8
1,0	-2,2	-4,5	-7,2	-13,3	-34,0
0,1	-2,1	-4,4	-12,7	-19,2	-30,7

Изменения плотности тока при варьировании геометрических размеров проиллюстрированы на рис. 5.2.

Следует учесть, что эти отклонения всегда отрицательны.

Исследование окрестностей экстремума средней плотности вторичного элемента ЛАД показывает, что он значительно «обострен», т.е. имеет явно выраженный пик. Это говорит о том, что отклонения от оптимального состояния приведут к значительному уменьшению плотности тока во вторичном элементе, снижению тягового усилия и существенному ухудшению энергетических показателей линейного асинхронного двигателя. Видно, что особенно сильно ухудшается электромагнитное взаимодействие индуктора и вторичного элемента ЛАД при малых значениях полюсного делений. Это приводит к существенному снижению тяговых усилий и энергетических характеристик тяговых двигателей. Поэтому при проектировании ЛАД для перспективного высокоскоростного транспорта следует сразу отказываться от вариантов конструкций, имеющих относительно малые значения полюсного деления.

Вместе с тем, автор полагает, что оптимизация распределения токов во вторичном элементе является только локальным способом повышения их эффективности. Следует продолжить поиск более глобальных решений в области увеличения (максимизации) усилий взаимодействия индуктора и вторичного элемента.

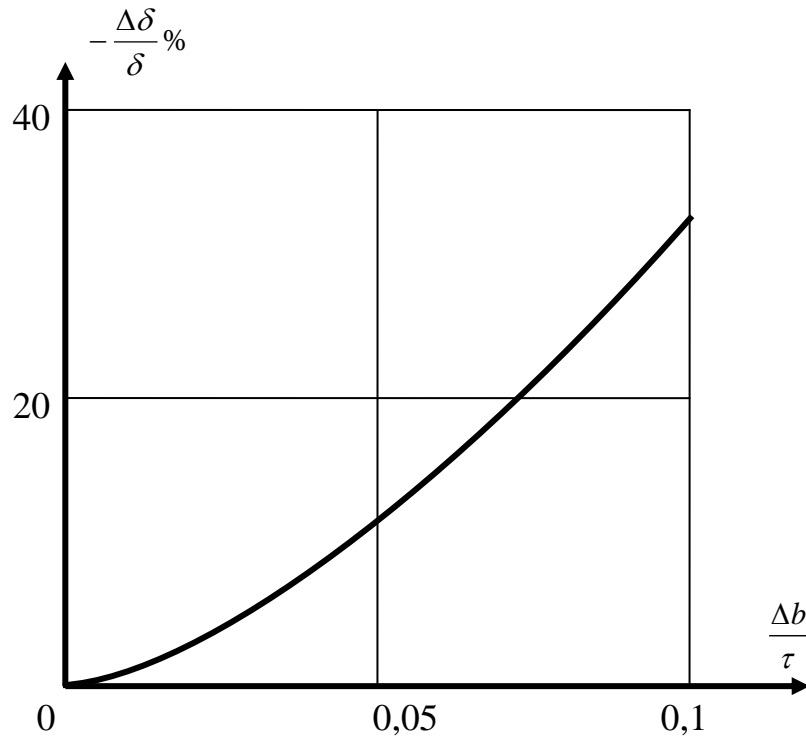


Рис. 5.2. Окрестности максимума усредненной амплитуды поперечной плотности тока активной зоны вторичного элемента ЛАДПП при смещении индуктора в поперечном направлении для $\frac{b_3}{\tau} = 1$

5.4 Вопрос оптимизации силового электромагнитного взаимодействия индуктора и вторичного элемента линейного асинхронного двигателя

Значительное влияние этой проблеме уделяет ряд авторов [23, 25, 33]. Некоторые из них, например, Вилнитис А. Я. [33] считает, что вопрос об оптимизации силового взаимодействия между индуктором и вторичным элементом линейного двигателя следует решать методами вариационного исчисления.

При вариационной формулировке задачи оптимизации силового электромагнитного взаимодействия между индуктором ЛАД и его вторичным элементом необходимо доставить экстремум (максимум) функционалу, в качестве которого выступает электромагнитная сила

$$F_{эм} = \operatorname{Re} \int_0^{\Delta_1} \int_0^{2p\tau} \int_0^b \frac{\dot{B}_{1M}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\dot{\delta}_{y1}}{\sqrt{2}} dx dy dz$$

Причем для конкретного аналитического решения вариационной задачи максимум функционалу $F_{эм}$ следует доставить при соблюдении соответствующих краевых, начальных и граничных условий.

Однако решение этой задачи можно существенно упростить, если воспользоваться результатами, полученными ранее в третьей и четвертой главах диссертации.

Определим коэффициент силового взаимодействия индуктора и вторичного элемента в следующем виде

$$K_{св} = \varepsilon K_{ос}, \quad (5.15)$$

где $K_{ос}$ – коэффициент ослабления электромагнитной индукции ЛАД, определяемый по (3.70).

Коэффициент силового взаимодействия, с некоторыми оговорками, фактически равен плотности электромагнитной силы в активной части индуктора. Отличие состоит в том, что он нелинейно зависит от полюсного деления и оценивается при постоянстве намагничивающей силы индуктора. Последнее особенно важно в случае питания индуктора, как это обычно имеет место, от источника с постоянным напряжением.

Используя (3.70), (5.15) и таблицу 3.8, определим значение коэффициента силового электромагнитного взаимодействия двигателя с продольным полем для тех же условий, что и в главе 3. Результаты расчета приведены в таблице 5.5.

Графически величина коэффициента силового взаимодействия для ЛАД с продольным магнитным потоком представлена на рис. 5.3.

На основании графических представлений можно сделать вывод о том, что зависимость силового электромагнитного взаимодействия ЛАД с продольным магнитным потоком от геометрических размеров двигателя содержит экстремумы разного порядка.

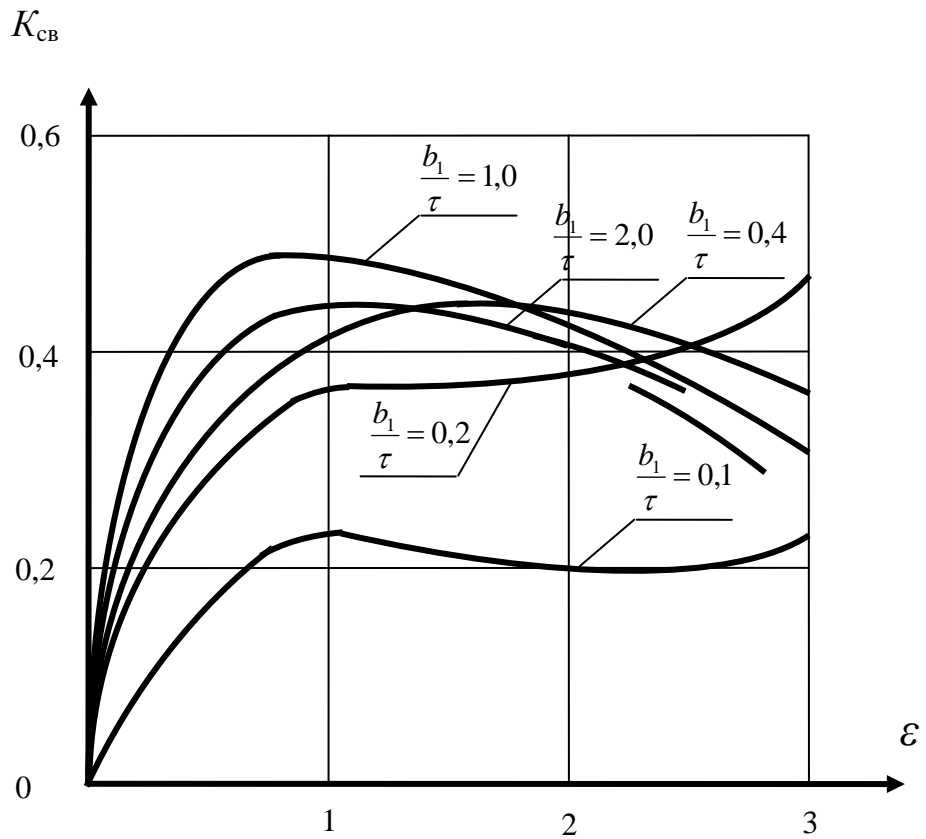


Рис. 5.3. Коэффициент силового электромагнитного взаимодействия ЛАД с продольным магнитным потоком при $\frac{b_2}{b_1} = 1,6$

Таблица 5.5

Коэффициент силового электромагнитного взаимодействия ЛАД с продольным электромагнитным потоком при $\frac{b_2}{b_1} = 1,6$

$\frac{b_1}{\tau}$ \ ϵ	0,1	0,2	0,4	1,0	2,0
1,0	0,230	0,375	0,413	0,484	0,442
2,0	0,194	0,392	0,446	0,408	0,404
3,0	0,219	0,447	0,378	0,330	0,312

Поиск оптимальных силовых взаимодействий между индуктором и вторичным элементом ЛАДПП приводит к вариационной задаче максимизации следующего функционала

$$F_{эм} = \frac{\mu_0 \varepsilon \delta_{1M}^2}{2\alpha} \operatorname{Re} \int_0^{\Delta_1} \int_0^{2p\tau} \int_{b_1}^{b_2} \frac{\alpha^2}{\lambda^2} \cdot \frac{shb\lambda_3 - ch\lambda b_1 \cdot sh\lambda(b_3 - y) - ch\lambda(b_3 - b_2) \cdot sh\lambda y}{sh\lambda b_3} dx dy dz, \quad (5.16)$$

полученного в четвертой главе.

Однако эта задача получается более сложной, чем применительно к двигателю с продольным магнитным потоком.

Она значительно упрощается, если использовать результаты исследований, приведенных в четвертой главе.

Используя данные таблиц 3.8 и 4.1 и учитывая соотношение (5.15), получаем значения коэффициента силового взаимодействия индуктора и вторичного элемента ЛАДПП, которые приведены в таблице 5.6.

Таблица 5.6

Коэффициент силового электромагнитного взаимодействия ЛАД с продольным

электромагнитным потоком при $\frac{b_2}{b_1} = 1,6$

$\frac{b_1}{\tau}$ \ ε	0,2	0,4	1,0	2,0
1,0	0,394	0,443	0,505	0,452
2,0	0,422	0,474	0,414	0,406
3,0	0,480	0,396	0,342	0,318

Графически эти результаты представлены на рис. 5.4 и 5.5.

На рис. 5.6 показаны зоны наивыгоднейшего использования ЛАДПП, рассчитанные по принятой ранее методике.

Выделены области с различным значением коэффициента силового электромагнитного взаимодействия. На рисунке показаны один глобальный и два локальных экстремума. Причем величина $K_{св}$ в локальных экстремумах незначительно отличается от таковой в зоне глобального экстремума.

Особый интерес представляет собой локальный экстремум при $\varepsilon = 3$, который дает основания доказывать преимущества ЛАДПП применительно к высокоскоростному наземному транспорту с магнитной подвеской экипажа (рис. 5.6).

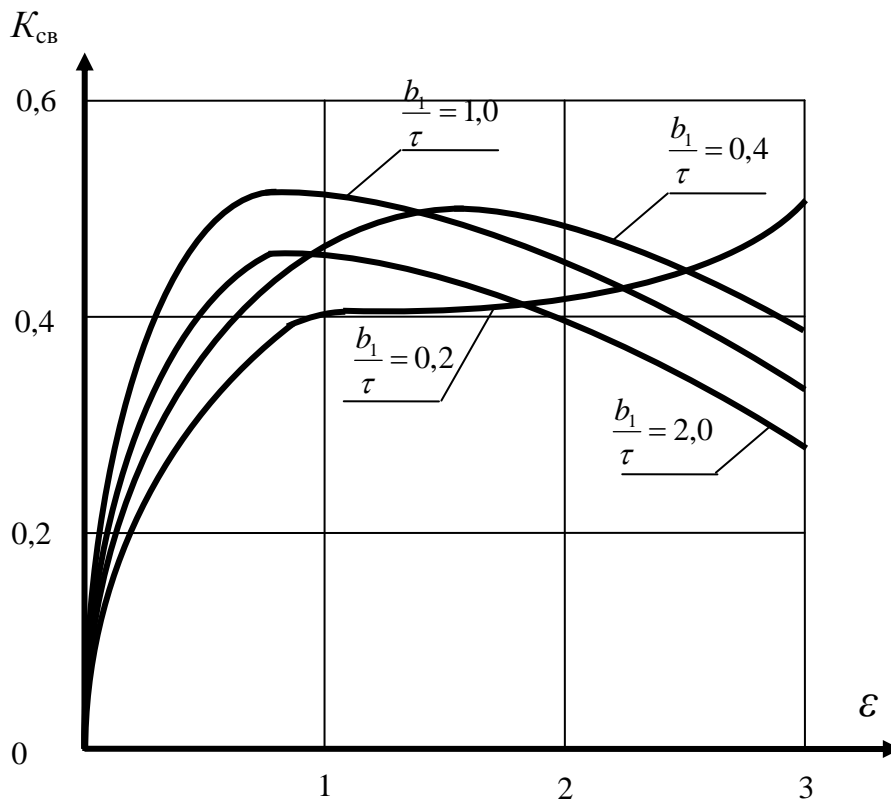


Рис. 5.4. Коэффициент силового электромагнитного взаимодействия

$$\text{ЛАДПП при } \frac{b_2}{b_1} = 1,6$$

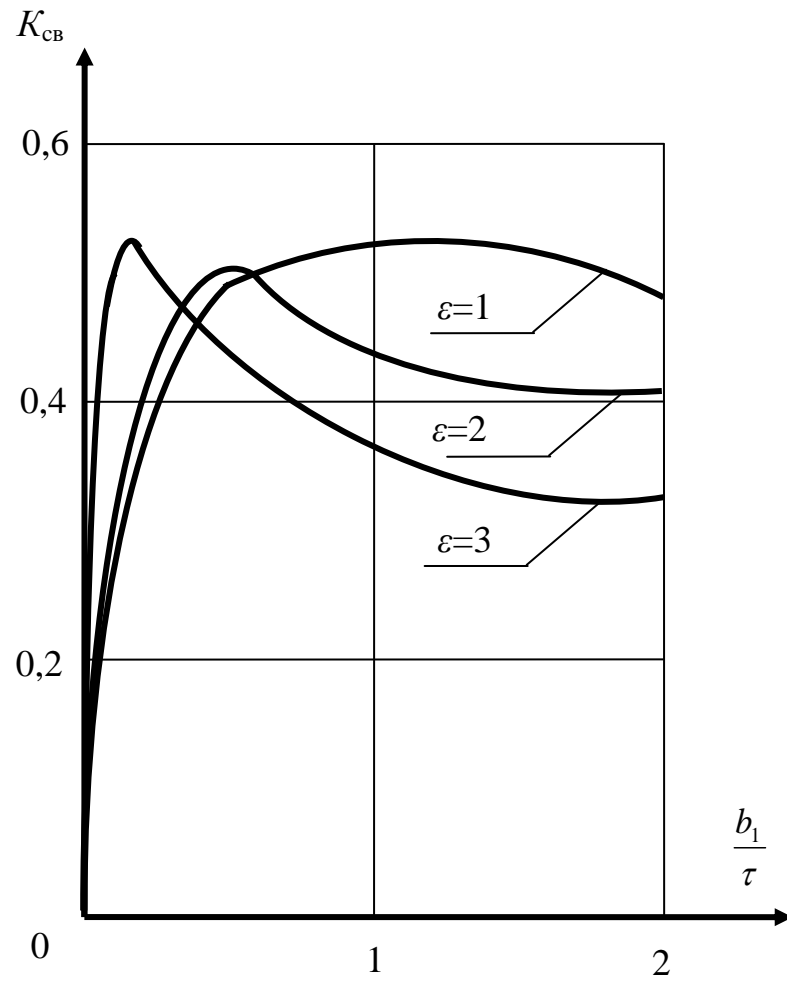


Рис. 5.5. Коэффициент силового электромагнитного взаимодействия

ЛАДПП при $\frac{b_2}{b_1} = 1,6$

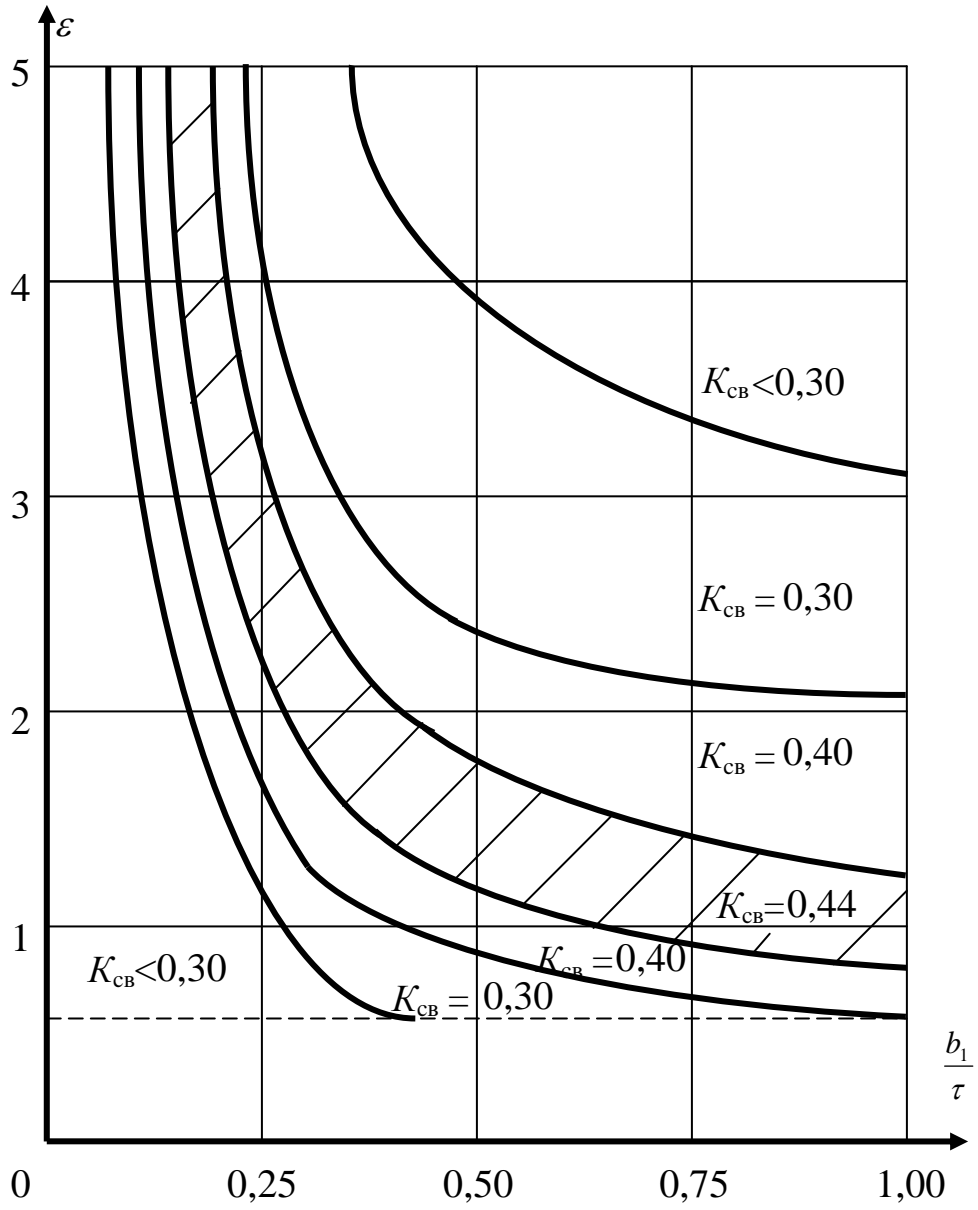


Рис. 5.6. Зоны наивыгоднейшего использования ЛАДПП при различных соотношениях его размеров

Результаты этих исследований могут быть применены при проектировании тяговых линейных асинхронных двигателей для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта.

Выводы

1. Исследованиями установлено, что с увеличением полюсного деления линейного асинхронного двигателя относительное смещение оси токов вторичного элемента уменьшается.

2. Аналитическим путем установлено, что приращение плотности тока во вторичном элементе ЛАД при смещении оси симметрии в любую сторону в поперечном направлении всегда будет отрицательным.

3. Исследование экстремума средней плотности тока вторичного элемента тягового ЛАД показывает, что он имеет явно выраженный максимум. Это приводит к тому, что даже незначительное отклонение от оптимума приведут к значительному снижению плотности тока. Наиболее резко это проявляется при малых полюсных делениях, что не характерно для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта.

4. Определены значения коэффициентов силового взаимодействия индукторов и вторичных элементов ЛАД с продольным и поперечным магнитными потоками, которые имеют явно выраженные экстремумы (максимумы).

5. На основании решения оптимизационной задачи определены зоны наиболее выгодного использования тягового ЛАД с поперечным магнитным потоком при различных соотношениях его геометрических размеров, что позволит избежать ошибок уже на ранних стадиях проектирования высокоскоростных магнитолевитационных систем.

6 РЕГУЛИРУЕМЫЕ ТЯГОВЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ ДЛЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ПОЕЗДОВ

6.1 Особенности и конструкции регулируемых тяговых линейных асинхронных двигателей

В первой главе диссертации отмечено, что для повышения пусковых усилий (тяговых усилий при трогании поезда с места), для регулирования скорости движения транспортного экипажа в широком диапазоне могут использоваться линейные асинхронные двигатели с изменяемым сопротивлением короткозамкнутой обмотки вторичного элемента [5-15]. Вторичный элемент ЛАД с короткозамкнутой обмоткой может располагаться в путевой структуре высокоскоростного МЛТ, а может быть установлен и на экипаже МЛТ. С точки зрения регулирования тягового усилия и скорости движения МЛТ оба варианта практически равноценны.

Использование короткозамкнутой обмотки ВЭ линейного асинхронного двигателя обеспечивает повышение тягового усилия, расширения диапазона регулирования скорости движения и повышения энергетических характеристик ЛАД. Повышению эффективности ЛАД с короткозамкнутыми обмотками вторичных элементов посвящены научные исследования [34-37], выполненные в Уральском федеральном университете. Линейные асинхронные двигатели, разработанные учеными Екатеринбурга под руководством профессора Ф.Н. Сарапулова обладают улучшенными энергетическими характеристиками. Недостатком этих ЛАД является сложность регулирования скорости. Исследованием линейных асинхронных двигателей с расширенным диапазоном регулирования тягового усилия и скорости движения занимались ученые Российский университет транспорта (МИИТ) под руководством профессора В.А. Винокурова [2, 4, 38]. Исследования проводились для двигателя с фазной обмоткой вторичного элемента. Обладая многими достоинствами линейные асинхронные машины, разработанные в РУТ МИИТ, имеют высокую стоимость.

В Ростовском государственном университете путей сообщения при участии автора данной работы предложены регулируемые ЛАД с короткозамкнутой обмоткой, расположенной на вторичном элементе [5-15]. Особенность новых линейных асинхронных двигателей заключается в возможности регулирования сопротивления короткозамкнутой обмотки вторичного элемента. Возможность такого регулирования обеспечивается «линейным» выполнением индуктора ЛАД и его вторичного элемента. Описание ряда конструктивных схем регулируемых линейных асинхронных двигателей выполнено в [5-15]. В пазах сердечника ВЭ линейного асинхронного двигателя уложены изолированные проводники 1 (рис. 6.1), составляющие стержни обмотки вторичного элемента, объединенные с одной стороны общей электропроводящей шиной 2, закорачивающей стержни. Вторая сторона проводников, образующих стержни обмотки ВЭ закорачивается элементом 3, установленным с возможностью перемещения. Перемещение замыкающего элемента 3 может обеспечиваться при помощи различных приводных устройств как электрических, так и механических. Заметим, что в мощных асинхронных двигателях с фазными роторами при помощи контактных колец и щеток могут коммутироваться токи порядка нескольких сотен, в ряде случаев, и тысяч ампер. Токи такого же порядка могут коммутироваться и в короткозамкнутых обмотках вторичных элементов регулируемых линейных асинхронных двигателей.

Индукторы тяговых линейных асинхронных двигателей данного типа могут иметь любую конструкцию и различные способы замыкания магнитного потока, который может замыкаться в продольном, в поперечном или в продольно-поперечном направлениях. В результате перемещения замыкающего элемента ЛАД изменяется число закороченных проводников обмотки ВЭ и регулируется её сопротивление. Число проводников, образующих стержни обмотки ВЭ может быть большим, что позволяет расширить величину диапазона регулирования тягового усилия и скорости движения тягового ЛАД. Ряд конструкций ЛАД с регулируемым сопротивлением обмотки ВЭ, был описан в монографиях автора данной работы [30, 208].

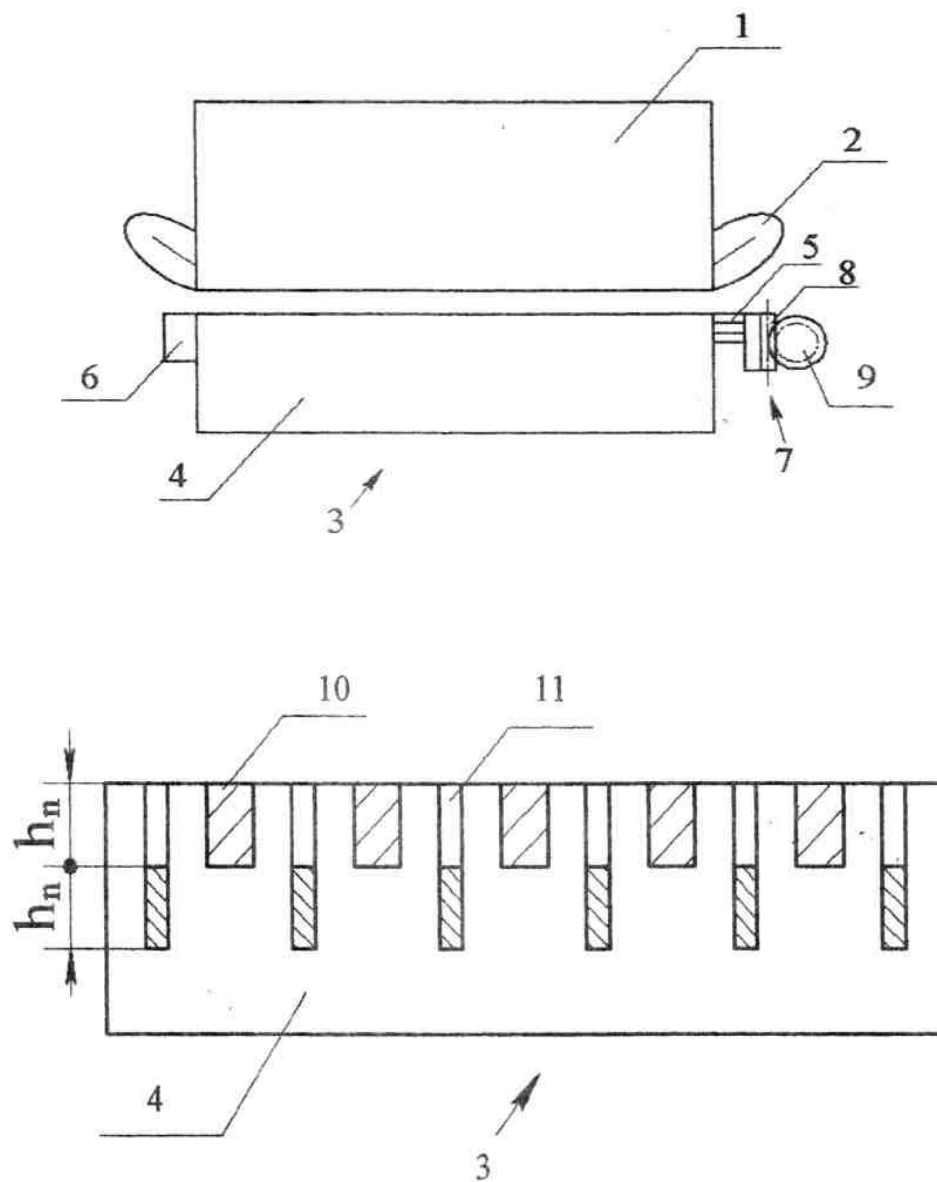


Рис. 6.1. Регулируемый ЛАД и его вторичный элемент:

- 1 – индуктор; 2 – обмотка индуктора; 3 – вторичный элемент; 4 – сердечник ВЭ;
5 – проводники короткозамкнутой обмотки ВЭ; 6 – шина; 7 – замыкающий элемент; 8 – зубчатая рейка; 9 – зубчатое колесо; 10 – пазы для основных стержней обмотки ВЭ; 11 – пазы для стержней пусковой обмотки

Рассмотрим некоторые новые конструкции линейных асинхронных двигателей с регулируемым сопротивлением обмотки вторичного элемента.

Регулируемый линейный асинхронный двигатель с увеличенным пусковым усилием [213] схематически показан на рис. 6.1. Индуктор содержит трехфазную обмотку, а в сердечнике вторичного элемента кроме основных пазов 10, в которых расположены стержни основной обмотки ВЭ, выполнены дополнительные пазы 11 для размещения пусковой обмотки ЛАД. Стержни пусковой короткозамкнутой обмотки размещены в нижних частях дополнительных пазов для увеличения эффекта вытеснения тока при пуске двигателя. Принцип работы представленного регулируемого ЛАД: при подключении трехфазной обмотки индуктора к источнику напряжения возбуждается бегущее магнитное поле, пересекающее стержни обмотки вторичного элемента и наводящее в них электродвижущие силы. Для увеличения пускового тягового усилия подвижный элемент при помощи зубчатого механизма замыкает только стержни пусковой обмотки, размещенные в нижних частях дополнительных пазов. Под действием ЭДС по стержням пусковой обмотки потечет ток, который при взаимодействии с бегущим магнитным полем создаст пусковое усилие. При глубоком расположении в пазах узких стержней эффект вытеснения тока будет резко проявляться, сопротивление короткозамкнутой пусковой обмотки увеличится, что позволяет повысить пусковое усилие двигателя. Двигатель начинает разгоняться, по мере разгона ЛАД подвижный элемент перемещается и замыкает частично одновременно стержни основной и пусковой обмоток ВЭ, а затем в номинальном режиме пусковая обмотка размыкается, а основная полностью закорачивается. В номинальном режиме регулируемый линейный асинхронный двигатель работает с минимальными электрическими потерями при высоком КПД.

Расширенный диапазон регулирования имеет новый ЛАД [191].

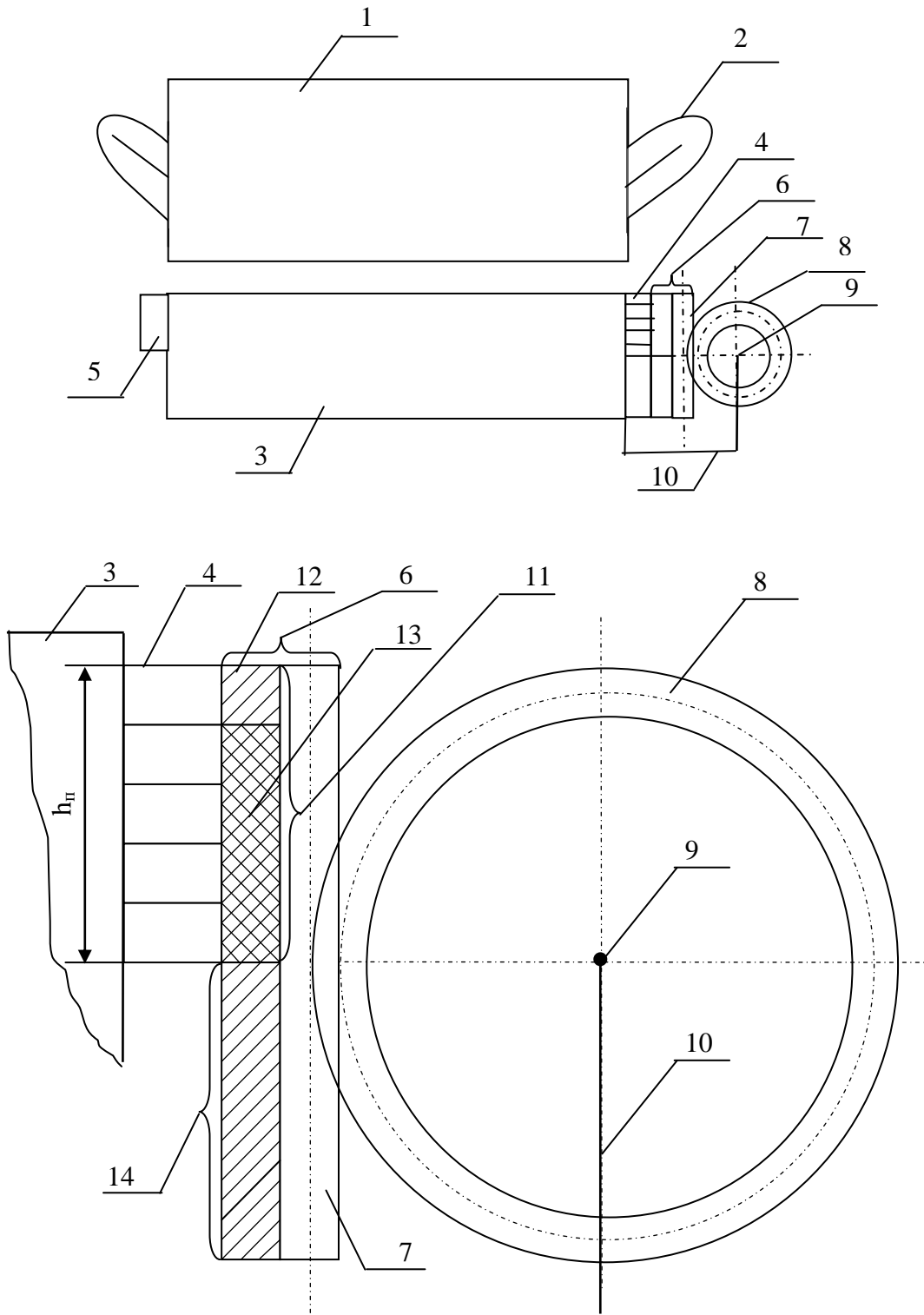


Рис. 6.2. Регулируемый ЛАД:

- 1 – сердечник индуктора; 2 – обмотка; 3 – сердечник ВЭ; 4 – обмотка ВЭ;
5 – шина; 6 – подвижный элемент (ПЭ); 7 – рейка; 8 – зубчатое колесо; 9 – ось;
10 – основание; 11 – 1-й фрагмент ПЭ; 12, 13 – проводящая и изоляционная
части 1-го фрагмента ПЭ; 14 – 2-й фрагмент ПЭ

Конструкция этого регулируемого линейного асинхронного двигателя (схематично) показана на рис. 6.2. В данном случае при пуске двигателя в ход электропроводящая часть 12 1-го фрагмента подвижного элемента 6 может замыкать любой из n проводников, расположенных по высоте паза ВЭ. При этом изменяется степень вытеснения тока в проводнике и величина пускового усилия. При работе в номинальном режиме или близком к нему проводники стержней обмотки ВЭ замыкаются 2-м проводящим фрагментом подвижного элемента полностью или частично. При использовании обоих фрагментов подвижного элемента расширяется диапазон регулирования скорости и тягового усилия ЛАД.

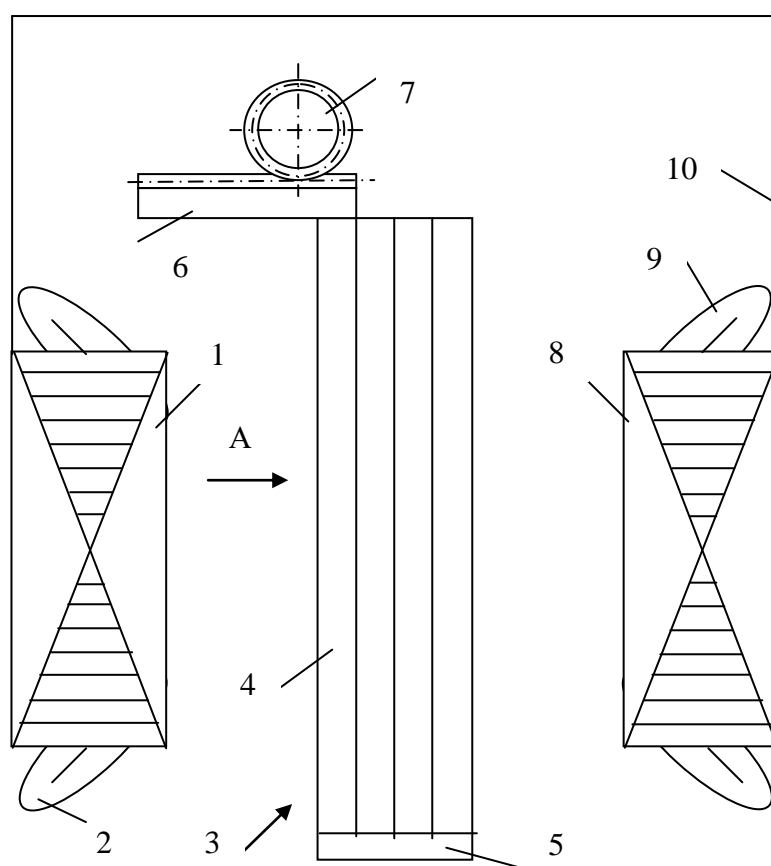


Рис. 6.3. Регулируемый ЛАД с увеличенным тяговым усилием:

- 1,8 – сердечник индуктора; 2,9 – обмотка индуктора; 3 – ВЭ; 4 – стержни;
5 – шина; 6 – подвижный элемент; 7 – зубчатое колесо; 10 – рама

Увеличенное тяговое усилие способен реализовать регулируемый линейный асинхронный двигатель с двумя индукторами [231] (рис. 6.3), включающими сердечники 1 и 8 с трехфазными обмотками 2 и 9, между которыми размещен вторичный элемент 3. Стержни 4 обмотки ВЭ замкнуты с одной стороны общей электропроводящей шиной 5, а с другой – подвижным элементом 6, для перемещения которого используется зубчатое колесо 7, находящееся в зацеплении с зубьями, выполненными на наружной стороне подвижного элемента. Оба индуктора регулируемого ЛАД закреплены на раме 10. Рама 10 может быть установлена транспортном экипаже, на станине различных станков с прямолинейным или возвратно-поступательным движением рабочих органов. Вращая колесо 7, меняют положение подвижного элемента 6 и величину сопротивления короткозамкнутой обмотки. В период пуска ЛАД подвижным элементом закорочены по одному проводнику в каждом пазу вторичного элемента и его сопротивление будет максимально большим и тяговое усилие будет максимальным. По мере разгона ЛАД подвижный элемент замыкает все большее проводников обмотки ВЭ, сопротивление обмотки снижается и в номинальном режиме работы все стержни обмотки вторичного элемента закорачиваются. Тяговое усилие регулируемого ЛАД при использовании двух индукторов возрастает. Величину тягового усилия и скорость движения можно регулировать путем изменения сопротивления обмотки ВЭ.

Линейный асинхронный двигатель с регулируемым сопротивлением короткозамкнутой обмотки вторичного элемента, развивающий усилия поперечной автоматической самостабилизации вторичного элемента относительно индуктора при боковом смещении представлен на рис. 6.4 [223]. Основная особенность данного регулируемого ЛАД заключается в том, что стержни обмотки ВЭ состоят из прямых участков 9, перпендикулярных направлению движения, и примыкающих к ним с двух сторон под углом боковых участков 10. Длина прямых участков значительно больше длины боковых участков.

Принцип действия этого ЛАД (рис. 6.4) не отличается от принципа работы представленных выше регулируемых линейных машин.

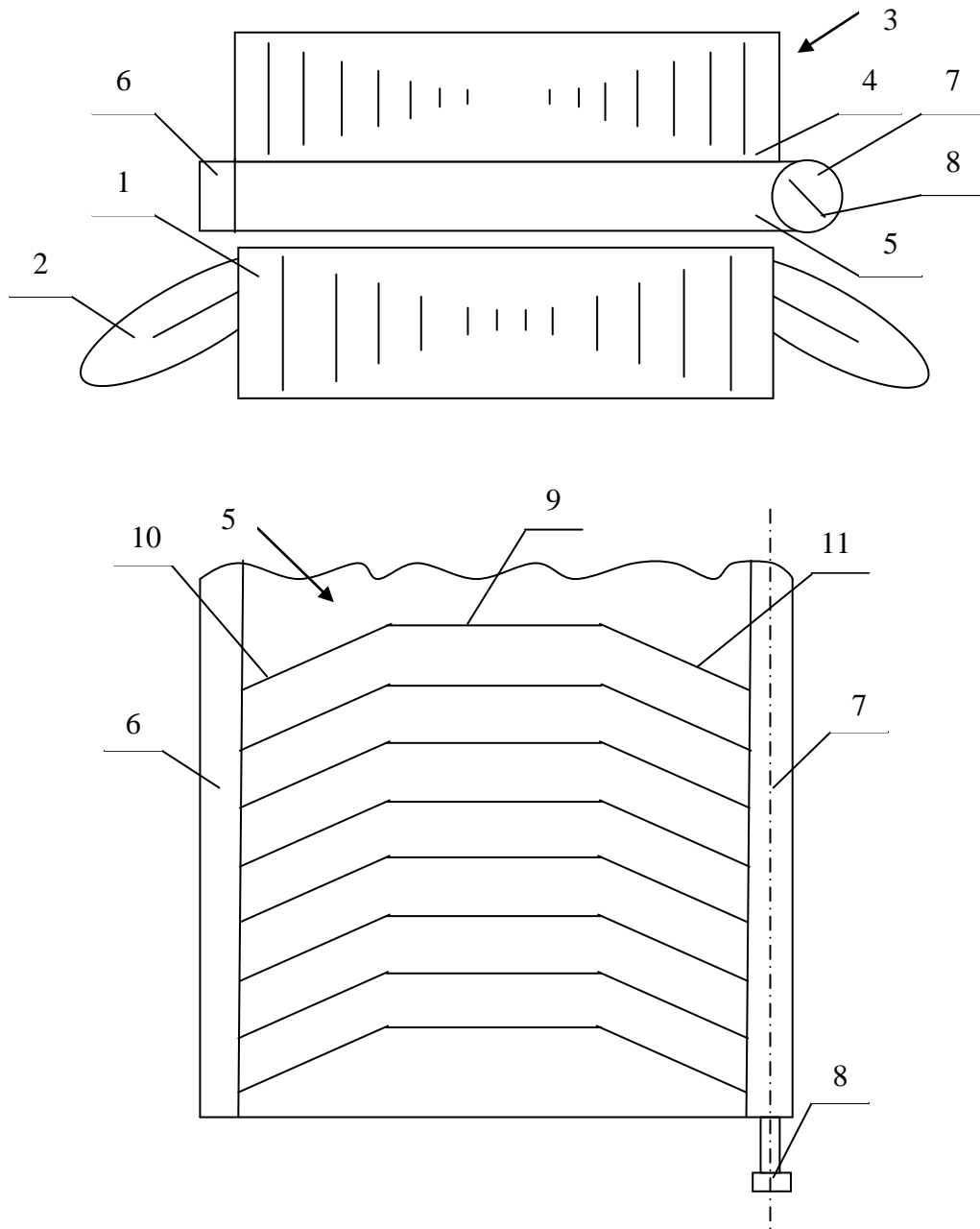


Рис. 6.4. Регулируемый линейный асинхронный двигатель:

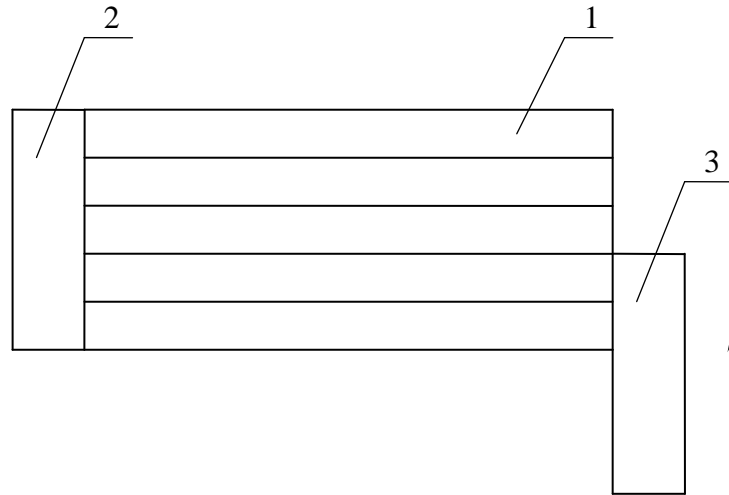
- 1 – сердечник индуктора; 2 – обмотка индуктора; 3 – вторичный элемент;
4 – обмотка ВЭ; 5 – стержень; 6 – шина; 7 – замыкающий элемент;
8 – привод поворота

Регулируемый ЛАД (рис. 6.4) способен развивать механические усилия поперечной самостабилизации, возвращающие высокоскоростной магнитолеви- тационный экипаж в симметричное относительно путевой структуры положение при его боковом смещении (например, от сильного ветра). Усилие, автоматиче-

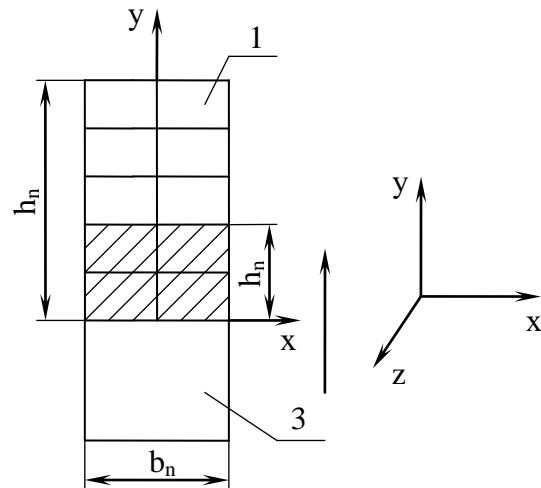
ски возвращающее подвешенный в магнитном поле высокоскоростной экипаж, образует за счет разности поперечных усилий, возникающих в боковых участках стержней короткозамкнутой обмотки. При взаимодействии токов в боковых участках стержней обмотки ВЭ с бегущим магнитным полем создаются механические силы, перпендикулярные боковым участкам, которые разлагаются на дополнительные тяговые (продольные) и поперечные (боковые, направленные навстречу друг другу) усилия. Дополнительные тяговые усилия складываются с основным (в прямолинейных частях стержней), а поперечные усилия при симметричном расположении высокоскоростного экипажа относительно путевой структуры МЛТ уравниваются друг друга и не влияют на движение магнитолевитационного экипажа. Если экипаж смещается вправо или влево, то равновесие поперечных усилий нарушается и под действием их разности экипаж МЛТ возвращается в симметричное положение. Усилие поперечной самостабилизации пропорционально величине бокового смещения экипажа. Сопротивление короткозамкнутой обмотки вторичного элемента данного ЛАД может регулироваться так же, как и линейных двигателях, описанных выше.

При участии автора разработаны и другие конструкции линейных асинхронных двигателей с расширенным диапазоном регулирования скорости движения и величин пускового и тягового усилий, предназначенные как для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта, так и для приводов с прямолинейным и возвратно-поступательным движением и промышленных роботов и манипуляторов [212, 237].

Плавное изменение сопротивления короткозамкнутой обмотки вторичного элемента ЛАД обеспечивает широкий диапазон его механических характеристик таких же как и у асинхронных машин с фазными обмотками роторов. Проводники обмотки вторичного элемента ЛАД могут закорачиваться при перемещении замыкающего элемента снизу вверх (рис. 6.5) или при его движении сверху вниз (6.8). В зависимости от этого, по-разному будут изменяться активное и индуктивное сопротивления короткозамкнутой обмотки ВЭ. Параметры короткозамкнутой обмотки ВЭ регулируемого ЛАД зависят от вытеснения тока



а)



б)

Рис. 6.5. Закорачивание проводников в пазу при движении замыкающего элемента снизу вверх:

а – фрагмент обмотки; б – паз;

1 – проводники стержня; 2 – шина; 3 – замыкающий элемент

в пазу вторичного элемента (от поверхностного эффекта). Исследование процесса вытеснения тока в пазу обмотки ВЭ представляет научный интерес.

Для оценки влияния процесса вытеснения тока в пазу на активное и индуктивное сопротивления короткозамкнутой обмотки ВЭ регулируемого ЛАД нужно исследовать магнитное поле в пазу его вторичного элемента. Ряд поле-

вых задач при различных положениях замыкающего элемента короткозамкнутой обмотки тягового регулируемого ЛАД и их решения представлены ниже.

Ранее методы расчета магнитного поля и учета вытеснения тока в пазах электрических машин были изучены достаточно глубоко [41-48]. Особенности вытеснения тока в проводнике, расположенном пазу с параллельными стенками первым из ученых исследовал Ф. Эмде [41]. Из-за вытеснения тока (поверхностного эффекта) увеличивается активное и уменьшается индуктивное сопротивление короткозамкнутой обмотки (стержней) ротора.

При расчете магнитного поля в пазу и учете вытеснения тока рассматривают электропроводящий стержень, имеющий в сечении прямоугольную форму и размещенный в глубоком пазу. При анализе физических процессов в пазу принимают допущения: магнитная проводимость стали сердечника ротора равна бесконечности; длина паза бесконечно велика; силовые линии магнитного поля параллельны дну паза и перпендикулярны стенкам паза; толщина изоляции стержня бесконечно мала, т.е. электропроводящий стержень занимает всю площадь паза. Допущения и принимаемая декартова система координат позволяют утверждать, что напряжённость магнитного поля изменяется только по оси ординат. Это приводит к одномерной полевой задаче, имеющей аналитическое решение.

Фундаментальное исследование [44] Я.Б. Данилевича, В.В. Домбровского и Е.Я. Казовского содержит основы метода учёта влияния насыщения магнитной системы на вытеснение тока в пазу.

Одна из задач по расчету параметров пусковых и тормозных устройств высокоскоростной магнитолевитационной системы решена в [228]. Влияние вытеснения тока в пазу асинхронного двигателя нужно учитывать при больших скольжениях, начиная от критического.

Метод расчета параметров обмотки ротора при учете вытеснения тока разработан ученым МЭИ Б.К. Клоковым [45]. Этот метод можно считать общим. Основу метода [45] расчёта магнитного поля в пазу ротора составляет решение системы алгебраических уравнений. Система алгебраических уравнений будет неизменна для любой формы поперечного сечения стержня обмотки

ротора. Это и делает этот метод общим. При решении используется схема замещения ротора, параметры которой из-за вытеснения тока в пазу являются переменными. Эта схема замещения представляется в виде многозвенной цепи с постоянными значениями параметров, независимых от вытеснения тока. С этой целью стержень короткозамкнутой обмотки ротора разбивается на слои, изолированные бесконечно тонкими слоями изоляции. Границы между слоями проходят по силовым магнитным линиям поля пазового рассеяния. В этом случае можно представить магнитное поле в каждом слое плоскопараллельным, а плотность тока и напряжённость поля вдоль силовой линии – неизменными. При малой высоте элементарных проводящих слоёв в стержне обмотки эти допущения не вносят значительной погрешности. Метод, предложенный Б.К. Клоковым, получил дальнейшее развитие в работах [46-48].

Метод расчёта [45] магнитного поля в пазу может использоваться для регулируемых ЛАД с короткозамкнутыми обмотками ВЭ. Регулируемые линейные асинхронные двигатели [5-15] содержат стержни обмотки ВЭ, образованные расположенными один над другим изолированными проводниками и число проводников в стержне может быть большим. В нашем случае задача расчета магнитного поля в пазу и учета влияния вытеснения тока на параметры схемы замещения практически не нуждается в идеализации, а это повышает точность расчетов.

Выполнение стержней короткозамкнутой обмотки вторичного элемента ЛАД из отдельных, изолированных проводников, замкнутых с одной стороны общей шиной, а с другой – замыкающим элементом, содержащим проводящие и изоляционные участки, позволяет закорачивать проводники стержней при его перемещении. Становится возможным замыкание отдельных проводников в каждом пазу вторичного элемента, расположенных на любом уровне по высоте паза [220]. Появилась возможность получения как бы частично заполненного паза ВЭ ЛАД. Появляются и новые задачи по расчёту магнитного поля в пазу ВЭ и учёту влияния вытеснения тока на параметры обмотки вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя. Ниже приводятся решения некоторых подобных задач.

6.2 Расчет магнитного поля и вытеснение тока в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя при перемещении замыкающего элемента снизу вверх

Расчетная модель паза ВЭ регулируемого линейного асинхронного двигателя [5-15], для данного случая показана на рис. 6.5. Видно, что замыкающим элементом 3 в пазах ВЭ замкнуто по два нижних изолированных проводника 1. Направление перемещения замыкающего элемента 3 показано стрелкой (рис. 6.5). Закороченные подвижным элементом 3 проводники 1 заштрихованы.

В процессе регулирования скорости в сторону её уменьшения путем увеличения сопротивления короткозамкнутой обмотки ВЭ скольжение увеличивается и возникает вытеснение тока в пазу, аналогичное пусковому режиму.

При анализе приняты оговоренные выше допущения:

- 1) магнитная проводимость стали сердечника ВЭ регулируемого ЛАД бесконечно велика;
- 2) длина паза равна бесконечности;
- 3) магнитные силовые линии перпендикулярны стенкам паза ВЭ;
- 4) проводники, образующие стержень обмотки ВЭ, имеют бесконечно тонкую изоляцию.

Ортогональная система координат (рис. 6.5-б) содержит ось z , направленную вдоль паза, ось x , ориентированную в поперечном направлении и ось y , направленную вверх. С учетом допущений можно утверждать, что напряженность магнитного поля будет изменяться только по одной координате y . Уравнение для напряжённости магнитного поля будет одномерным

$$\frac{\partial^2 \dot{H}}{\partial y^2} = j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \dot{H}. \quad (6.1)$$

Общее решение уравнения (6.1) известно из математики

$$\dot{H} = C_1 \cdot e^{-py} + C_2 \cdot e^{py}, \quad (6.2)$$

где

$$p = \sqrt{j \cdot \omega \cdot \gamma \cdot \mu_0}.$$

Постоянные интегрирования C_1 и C_2 определяются на основании закона полного тока

$$\oint \dot{H} d\bar{l} = \dot{I},$$

где \dot{I} - ток, протекающий по стержню обмотки ВЭ;

$d\bar{l}$ - элемент длины стержня.

В общем случае при замыкании подвижным элементом части проводников в пазах ВЭ регулируемого ЛАД (рис. 6.5) уровень закорачивания будет определяться коэффициентом α , лежащим в пределах $0 \leq \alpha \leq 1$.

Тогда граничные условия будут представлены в виде: $\dot{H}b_n = 0$ при $y = 0$ и $\dot{H}b_n = \dot{I}$ при $y = \alpha h_n$.

При этих граничных условиях постоянные интегрирования C_1 и C_2 :

$$C_1 + C_2 = 0;$$

$$\frac{\dot{I}}{b_n} = C_1 (e^{-p\alpha h_n} - e^{p\alpha h_n});$$

$$C_1 = \frac{\dot{I}}{b_n} \cdot \frac{1}{e^{-p\alpha h_n} - e^{p\alpha h_n}}; \quad (6.3)$$

$$C_2 = -\frac{\dot{I}}{b_n} \cdot \frac{1}{e^{-p\alpha h_n} - e^{p\alpha h_n}}.$$

Напряжённость магнитного поля в пазу ВЭ ЛАД составит

$$\dot{H} = \frac{\dot{I}}{b_n} \cdot \frac{e^{-py} - e^{py}}{e^{-p\alpha h_n} - e^{p\alpha h_n}} = \frac{\dot{I}}{b_n} \cdot \frac{shpy}{shp\alpha h_n}. \quad (6.4)$$

Плотность тока в пазу ВЭ определяется уравнением

$$\dot{\delta} = rot \dot{H}. \quad (6.5)$$

Учитывая, что $\delta_x = 0$; $\delta_y = 0$; $\delta_z = \dot{\delta}$, а так же $\frac{\partial \dot{H}}{\partial x} = 0$, получим

$$\dot{\delta} = -\frac{\partial \dot{H}}{\partial y} = -\frac{\dot{I}}{b_n} \cdot \frac{pchpy}{shp\alpha h_n} = -\dot{\delta}_{cp} \frac{pchpy}{shp\alpha h_n}. \quad (6.6)$$

Напряженность электрического поля в пазу ВЭ ЛАД

$$\dot{E} = -\frac{\dot{\delta}}{\gamma} = -\frac{\dot{I}}{b_n} \cdot \frac{p}{\gamma} \cdot \frac{chpy}{shpah_n}. \quad (6.7)$$

Электромагнитная мощность, поступающая в область паза, по которой протекает ток и передаваемая через воздушный зазор от индуктора ЛАД

$$\dot{S} = \frac{l}{2} \cdot \left[\dot{E}(0) \cdot \dot{H}^*(0) - \dot{E}(\alpha h_n) \cdot \dot{H}^*(\alpha h_n) \right], \quad (6.8)$$

где l - длина активной части стержня, лежащей в пазу.

Потери мощности при частично замкнутом стержне обмотки ВЭ равны реальной части электромагнитной мощности

$$P = -\frac{l}{2} \operatorname{Re} \left[\dot{E}(\alpha h_n) \cdot \dot{E}^*(\alpha h_n) \right] = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_m^2}{\gamma \cdot b_n \cdot \alpha h_n} \cdot \operatorname{Re} \frac{pah_n \cdot chpah_n}{shpah_n}, \quad (6.9)$$

где $I_m^2 = \dot{I}_m \cdot \dot{I}_m^*$ - квадрат модуля вектора тока.

Сопротивление проводников в замкнутой части стержня короткозамкнутой обмотки ВЭ постоянному току

$$R_a = \frac{l}{\gamma \cdot b_n \cdot \alpha h_n}.$$

Если $pah_n = (1+j)k\alpha h_n$, то вводя обозначение $kh_n = \zeta$ - относительной глубины проникновения тока в паз ВЭ, и подставляя $pah_n = (1+j)\alpha\zeta$ в (6.9), получим

$$\begin{aligned} P &= \frac{I_m^2}{2} R_a \cdot \operatorname{Re} \left[(1+j)\alpha\zeta \cdot \frac{ch(1+j)\alpha\zeta}{sh(1+j)\alpha\zeta} \right] = \\ &= \frac{I_m^2}{2} R_a \cdot \operatorname{Re} \left[(1+j)\alpha\zeta \cdot \frac{ch\alpha\zeta \cdot \cos\alpha\zeta + jsh\alpha\zeta \cdot \sin\alpha\zeta}{sh\epsilon\zeta \cdot \cos\alpha\zeta + jch\alpha\zeta \cdot \sin\alpha\zeta} \right] = \\ &= \frac{I_m^2}{2} \alpha\zeta R_a \cdot \frac{sh2\alpha\zeta + \sin2\alpha\zeta}{ch2\alpha\zeta - \cos2\alpha\zeta} = R_a \frac{I_m^2}{2}, \end{aligned} \quad (6.10)$$

где $R_a = \alpha\zeta \cdot R_a \cdot \frac{sh2\alpha\zeta + \sin2\alpha\zeta}{ch2\alpha\zeta - \cos2\alpha\zeta}$ - сопротивление замкнутой части стержня обмотки ВЭ переменному току.

Коэффициент, учитывающий увеличение активного сопротивления замкнутых проводников стержня ВЭ регулируемого ЛАД

$$\varphi(\xi) = \frac{R_a}{R_\alpha} = \alpha\xi \cdot \frac{sh2\alpha\xi + \sin 2\alpha\xi}{ch2\alpha\xi - \cos 2\alpha\xi}. \quad (6.11)$$

Мнимая часть электромагнитной мощности, поступающей в паз обмотки вторичного элемента ЛАД, является реактивной мощностью $Q = I_m^2 \cdot X$, где X – индуктивное сопротивление замкнутой части стержня обмотки ВЭ регулируемого ЛАД.

Реактивная мощность, поступающая в замкнутую часть стержня

$$\begin{aligned} Q &= -Jm \left[\frac{l}{2} \dot{E}(\alpha h_n) \cdot \dot{H}^*(\alpha h_n) \right] = \\ &= \frac{l}{2} \cdot \frac{I_m^2}{\gamma \cdot b_n} \cdot Jm \left[(1+j)k \frac{ch(1+j)k\alpha h_n}{sh(1+j)k\alpha h_n} \right] = \\ &= \frac{l}{2} \cdot \frac{I_m^2}{\gamma \cdot b_n} \cdot k \frac{sh2k\alpha h_n - \sin 2k\alpha h_n}{ch2k\alpha h_n - \cos 2k\alpha h_n}. \end{aligned} \quad (6.12)$$

Индуктивное сопротивление замкнутой части стержня обмотки ВЭ без учета вытеснения тока в пазу

$$X_a = \mu_0 \omega l \frac{\alpha h_n}{3b_n}.$$

Учитывая, что $k^2 = \mu \cdot \gamma \frac{\omega}{2}$ и $\xi = kh_n$, получим

$$Q = X_a \frac{I_m^2}{2} \cdot \frac{3}{2\alpha\xi} \cdot \frac{sh2\alpha\xi - \sin 2\alpha\xi}{ch2\alpha\xi - \cos 2\alpha\xi} = X_a \frac{I_m^2}{2}, \quad (6.13)$$

где $X_a = X_\alpha \cdot \frac{3}{2\alpha\xi} \cdot \frac{sh2\alpha\xi - \sin 2\alpha\xi}{ch2\alpha\xi - \cos 2\alpha\xi}$ – индуктивное сопротивление замкнутой части стержня обмотки ВЭ с учетом вытеснения тока в пазу.

Коэффициент, учитывающий уменьшение индуктивного сопротивления замкнутой части паза ВЭ при вытеснении тока в пазу

$$\lambda(\xi) = \frac{X_a}{X_\alpha} = \frac{3}{2\alpha\xi} \cdot \frac{sh2\alpha\xi - \sin 2\alpha\xi}{ch2\alpha\xi - \cos 2\alpha\xi}. \quad (6.14)$$

Для учета влияния процесса вытеснения тока на параметры короткозамкнутой обмотки вторичного элемента регулируемого ЛАД при различном положении замыкающего элемента (рис.6.5) на основании полученным соотношениям (6.11) и (6.14) разработана программа расчета на ЭВМ (приложение 1) коэффициентов увеличения активного и уменьшения индуктивного сопротивлений обмотки ВЭ. Результаты расчета представлены на рис. 6.6 и 6.7.

Кривые (рис. 6.6 и 6.7) свидетельствуют о том, что при увеличении количества закороченных проводников в пазу ВЭ при перемещении замыкающего элемента снизу вверх растет коэффициент увеличения активного сопротивления и падает коэффициент уменьшения индуктивного сопротивления короткозамкнутой обмотки вторичного элемента регулируемого ЛАД.

Если $\alpha = 0,1$, то при учете вытеснения тока в пазу при изменении ξ от 0 до 5 коэффициент $\varphi(\xi)$ увеличился всего на 0,82 %, а коэффициент $\lambda(\xi)$ уменьшился на 0,29 %, при $\alpha = 0,1$ значения активного и индуктивного сопротивлений обмотки ВЭ практически остаются неизменными по величине и не зависят от вытеснения тока в пазу и при расчетах ЛАД это можно не учитывать.

Иная картина наблюдается при увеличении количества закороченных проводников в пазах ВЭ: при $\alpha = 0,9$ и изменении ξ от 0 до 5 коэффициент $\varphi(\xi)$ увеличился на 362 %, а коэффициент $\lambda(\xi)$ уменьшился на 67 %. Здесь эффект вытеснения тока в пазу ВЭ (поверхностный эффект) значительно влияет на активное и индуктивное сопротивления обмотки вторичного элемента регулируемого ЛАД. Из данных расчета видно (рис. 6.6), что особенно резко возрастает активное сопротивление короткозамкнутой обмотки ВЭ регулируемого линейного асинхронного двигателя и это необходимо учитывать при расчетах пускорегулировочных характеристик двигателя. Ранее эти результаты опубликованы автором [30, 56, 235].

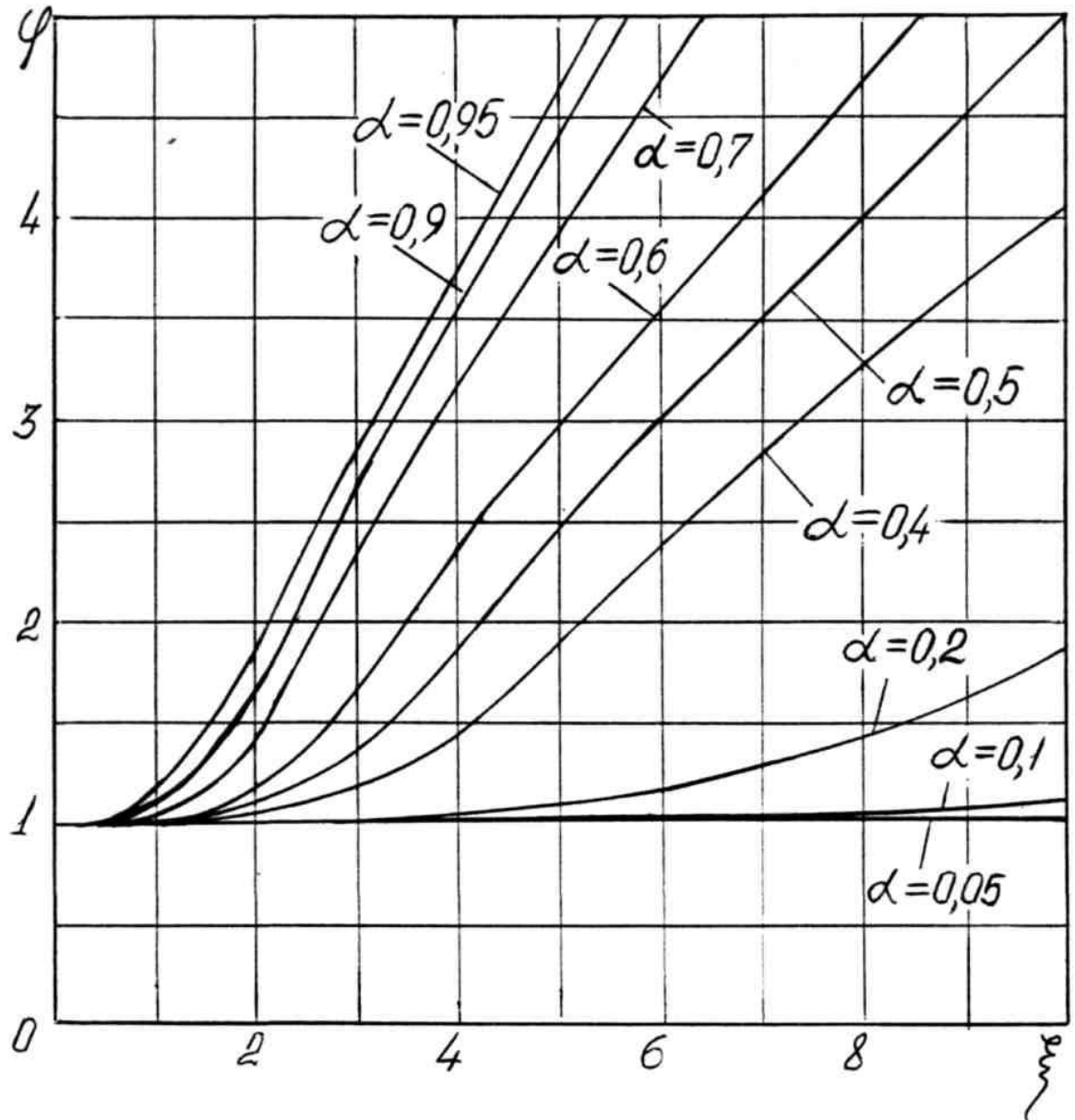


Рис. 6.6. Коэффициенты увеличения активного сопротивления при перемещении замыкающего элемента снизу вверх

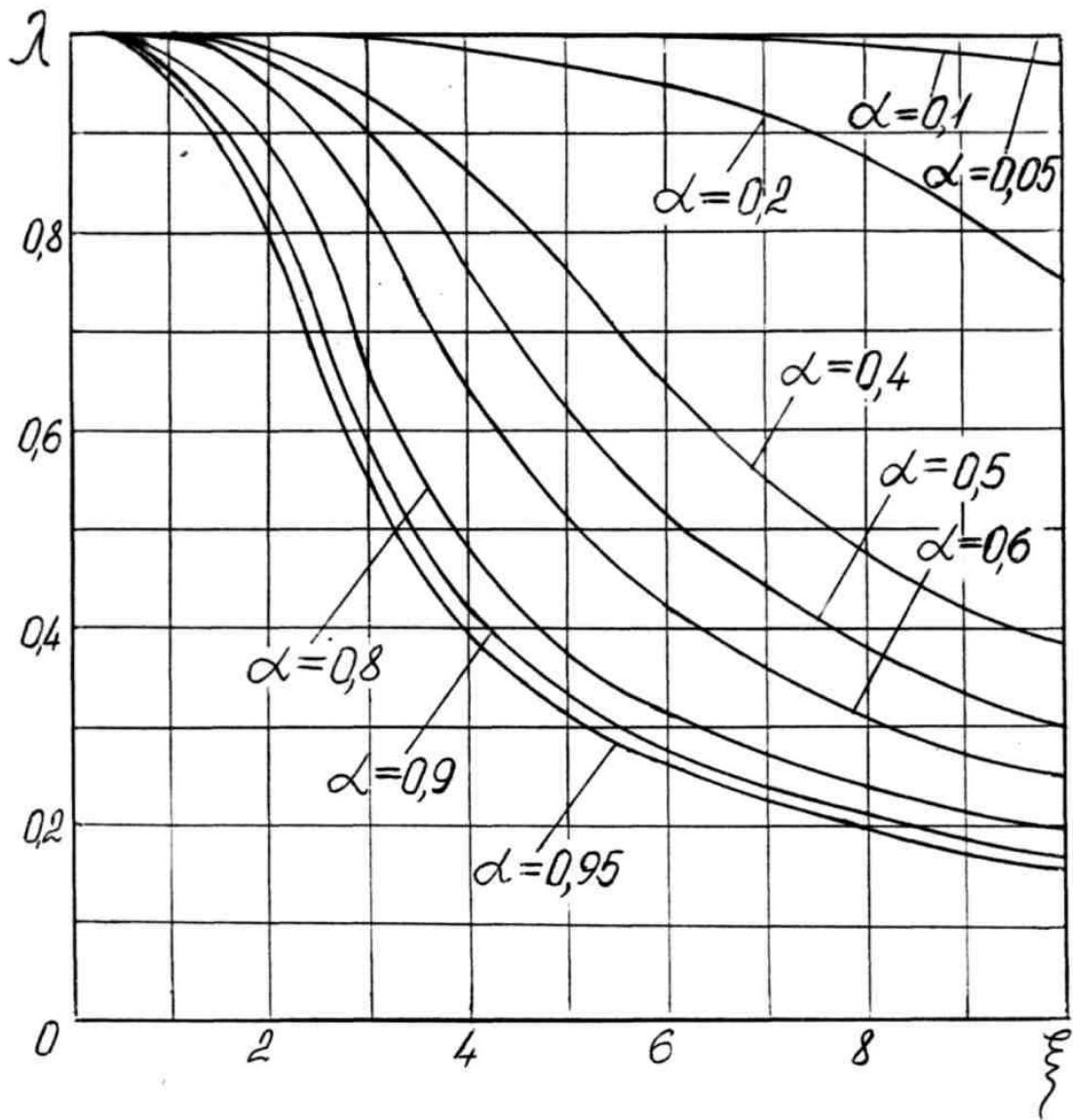


Рис. 6.7. Коэффициенты уменьшения индуктивного сопротивления при перемещении замыкающего элемента снизу вверх

6.3 Расчет магнитного поля и учет вытеснения тока в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя при перемещении замыкающего элемента сверху вниз

Элемент короткозамкнутой обмотки регулируемого ЛАД при замыкании проводников стержней при движении замыкающего элемента сверху вниз (рис. 6.8, а). На рис. 6.8-б изображены закороченные проводники (заштрихованы) в пазу ВЭ ЛАД. Для анализа допущения приняты те же, что и в параграфе 6.2 (см. рис. 6.5).

Напряженность магнитного поля в пазу (рис. 6.8) описывается таким же уравнением (6.1), имеющим общее решение (6.2).

Решение этой полевой задачи будет иным, т.к. иными будут постоянные интегрирования из за различия граничных условий.

В этом случае (рис. 6.8) граничными условиями для определения постоянных интегрирования C_1 и C_2 таковы: $\dot{H}b_n = 0$ при $y = h_n$ и $\dot{H}b_n = \dot{I}$ при $y = (1-\alpha)h_n$, поэтому,

$$C_1 \cdot e^{-ph_n} + C_2 \cdot e^{ph_n} = 0; C_1 = -C_2 \cdot e^{2ph_n};$$

$$\frac{\dot{I}}{b_n} = C_1 \cdot e^{-p(1-\alpha)h_n} + C_2 \cdot e^{p(1-\alpha)h_n}.$$

Отсюда находим постоянные интегрирования C_1 и C_2 :

$$C_1 = \frac{\dot{I}}{b_n} \cdot \frac{e^{2ph_n}}{e^{p(1-\alpha)h_n} - e^{2ph_n - p(1-\alpha)h_n}};$$

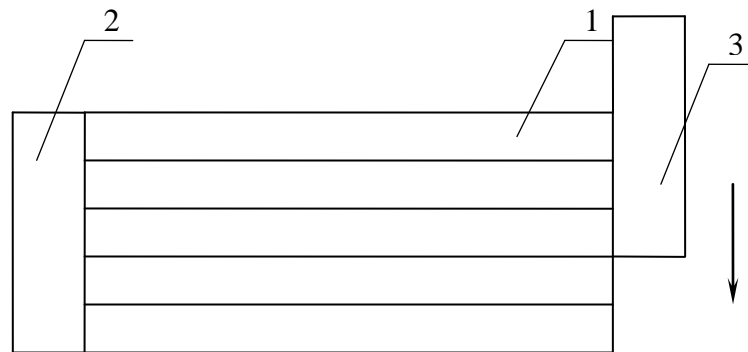
$$C_2 = \frac{\dot{I}}{b_n} \cdot \frac{1}{e^{p(1-\alpha)h_n} - e^{2ph_n - p(1-\alpha)h_n}}. \quad (6.15)$$

Выполнение математических преобразований (приложение 2) позволяет получить соотношение для расчета напряженности магнитного поля в пазу ВЭ ЛАД с частично закороченными проводниками при движении замыкающего элемента сверху вниз

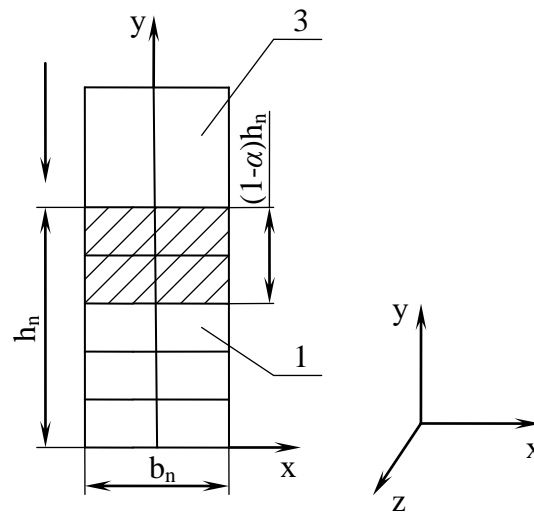
$$\dot{H} = \frac{\dot{I}}{b_n} \cdot \frac{2shpy + e^{-py}(1 - e^{2ph_n})}{2shp(1-\alpha)h_n + e^{-p(1-\alpha)h_n}(1 - e^{2ph_n})}. \quad (6.16)$$

Теперь можно определить напряженность магнитного поля в частично закороченном пазу ВЭ регулируемого ЛАД при любом количестве замкнутых проводников и рассчитать влияние вытеснения тока на пусковые и механические характеристики двигателя. Распределение плотности тока в пазу ВЭ

$$\dot{\delta} = \text{rot}\dot{H} . \quad (6.17)$$



а)



б)

Рис. 6.8. Замыкание проводников в пазу ВЭ при движении замыкающего элемента сверху вниз:

а – фрагмент обмотки; б – паз;

1 – проводники стержня; 2 – шина; 3 – замыкающий элемент

Следует учесть, что $\delta_x = 0$; $\delta_y = 0$; $\delta = \delta_z$; $\frac{\partial H}{\partial x} = 0$, тогда получим

$$\begin{aligned} \dot{\delta} &= -\frac{\partial \dot{H}}{\partial y} = -\frac{i}{b_n} \cdot \frac{2pchpy - pe^{-py}(1 - e^{2ph_n})}{2shp(1-\alpha)h_n + e^{-p(1-\alpha)h_n}(1 - e^{2ph_n})} = \\ &= -\dot{\delta}_{cp} \cdot \frac{2pchpy - pe^{-py}(1 - e^{2ph_n})}{2shp(1-\alpha)h_n + e^{-p(1-\alpha)h_n}(1 - e^{2ph_n})}, \end{aligned} \quad (6.18)$$

где $\dot{\delta}_{cp}$ - среднее значение тока в замкнутых проводниках паза.

Напряженность электрического поля для рассматриваемого случая

$$\dot{E} = -\frac{i}{b_n} \cdot \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{2pchpy - pe^{-py}(1 - e^{2ph_n})}{2shp(1-\alpha)h_n + e^{-p(1-\alpha)h_n}(1 - e^{p(1-\alpha)h_n})}. \quad (6.19)$$

Электромагнитная мощность, передаваемая бегущим магнитным полем в часть паза ВЭ, занятую током

$$\dot{S} = \frac{l}{2} \left[\dot{E}(h_n) \cdot \dot{H}^*(h_n) - \dot{E}((1-\alpha)h_n) \cdot \dot{H}^*((1-\alpha)h_n) \right], \quad (6.20)$$

где l – длина активной части стержня обмотки ВЭ ЛАД.

Активные потери мощности в стержне обмотки ВЭ определяются реальной частью соотношения (6.20).

Имея в виду, что при перемещении замыкающего элемента сверху вниз $\dot{E}(h_n) \cdot \dot{H}^*(h_n) = 0$, получим

$$\begin{aligned} P &= -\frac{l}{2} \cdot \text{Re} \left[\dot{E}((1-\alpha)h_n) \cdot \dot{H}^*((1-\alpha)h_n) \right] = \\ &= -\frac{l}{2} \cdot \text{Re} \left[-\frac{I_m^2}{b_n \cdot \gamma} \cdot \frac{2pchp(1-\alpha)h_n - pe^{-p(1-\alpha)h_n}(1 - e^{2ph_n})}{2shp(1-\alpha)h_n - e^{-p(1-\alpha)h_n}(1 - e^{-p(1-\alpha)h_n})} \right] = \\ &= \frac{l}{2} \cdot \frac{I_m^2}{b_n \gamma (1-\alpha)h_n} \cdot \text{Re} \left[\frac{(1-\alpha)h_n(2pchp(1-\alpha)h_n - pe^{-p(1-\alpha)h_n}(1 - e^{2ph_n}))}{2shp(1-\alpha)h_n - e^{-p(1-\alpha)h_n}(1 - e^{-p(1-\alpha)h_n})} \right], \end{aligned} \quad (6.21)$$

где $I_m^2 = \dot{I} \cdot \dot{I}^*$ - квадрат модуля вектора тока в пазу ВЭ.

Сопротивление замкнутых проводников стержня обмотки ВЭ регулируемого ЛАД постоянному току для нашего варианта составит

$$R_{\alpha} = \frac{l}{\gamma \cdot b_n (1 - \alpha) h_n}.$$

Полагая, что $p(1 - \alpha)h_n = (1 + j)k(1 - \alpha)h_n$, и, вводя обозначение $\zeta = kh_n$, будем иметь

$$P = \frac{I_m^2}{2} \cdot R_{\alpha} \cdot Re \left\{ \frac{(1 - \alpha)(1 + j)\zeta \left[2ch\zeta(1 - \alpha)(1 + j) - e^{-\zeta(1 - \alpha)(1 + j)} (1 - e^{2\zeta(1 + j)}) \right]}{2sh\zeta(1 - \alpha)(1 + j) - e^{-\zeta(1 - \alpha)(1 + j)} (1 - e^{2\zeta(1 + j)})} \right\}. \quad (6.22)$$

Выполним преобразования выражения (6.22). С этой целью используем соотношения

$$chz = \frac{1}{2}(e^z + e^{-z}); \quad shz = \frac{1}{2}(e^z - e^{-z}); \quad ch^2z - sh^2z = 1;$$

$$\sin jz = jshz; \quad \cos jz = chz; \quad j \sin z = shjz; \quad \cos z = chjz;$$

$$sh(z_1 \pm z_2) = shz_1 \cdot chz_2 \pm chz_1 \cdot shz_2; \quad ch(z_1 \pm z_2) = chz_1 \cdot chz_2 \pm shz_1 \cdot shz_2.$$

Выражение в фигурных скобках преобразуем по элементам:

$$1) \quad ch\zeta(1 - \alpha)(1 + j) = ch\zeta(1 - \alpha) \cdot ch\zeta(1 - \alpha)j + sh\zeta(1 - \alpha) \cdot sh\zeta(1 - \alpha)j = \\ = ch\zeta(1 - \alpha) \cdot \cos \zeta(1 - \alpha) + jsh\zeta(1 - \alpha) \cdot \sin \zeta(1 - \alpha) = a_1 + jb_1,$$

$$\text{где } a_1 = ch\zeta(1 - \alpha) \cdot \cos \zeta(1 - \alpha); \quad b_1 = sh\zeta(1 - \alpha) \cdot \sin \zeta(1 - \alpha);$$

$$2) \quad e^{-\zeta(1 - \alpha)(1 + j)} = e^{\zeta(1 - \alpha)} \cdot \cos \zeta(1 - \alpha) - je^{-\zeta(1 - \alpha)} \cdot \sin \zeta(1 - \alpha);$$

$$3) \quad e^{-\zeta(1 - \alpha)(1 + j)} (1 - e^{2\zeta(1 + j)}) = e^{-\zeta(1 - \alpha)(1 + j)} - e^{2\zeta(1 + j) - \zeta(1 - \alpha)(1 + j)} = \\ = e^{-\zeta(1 - \alpha)(1 + j)} - e^{\zeta(1 + \alpha)(1 + j)} = e^{-\zeta(1 - \alpha)} \cdot \cos \zeta(1 - \alpha) - \\ - je^{-\zeta(1 - \alpha)} \cdot \sin \zeta(1 - \alpha) - e^{\zeta(1 + \alpha)} \cdot \cos \zeta(1 + \alpha) - je^{\zeta(1 + \alpha)} \cdot \sin \zeta(1 + \alpha) = \\ = \left[e^{-\zeta(1 - \alpha)} \cdot \cos \zeta(1 - \alpha) - e^{\zeta(1 + \alpha)} \cdot \cos \zeta(1 + \alpha) \right] +$$

$$+ j \left[-e^{-\zeta(1 - \alpha)} \cdot \sin \zeta(1 - \alpha) - e^{\zeta(1 + \alpha)} \cdot \sin \zeta(1 + \alpha) \right] = a_2 + jb_2,$$

$$\text{где } a_2 = e^{-\zeta(1 - \alpha)} \cdot \cos \zeta(1 - \alpha) - e^{\zeta(1 + \alpha)} \cdot \cos \zeta(1 + \alpha);$$

$$b_2 = -e^{-\zeta(1-\alpha)} \cdot \sin \zeta(1-\alpha) - e^{\zeta(1+\alpha)} \cdot \sin \zeta(1+\alpha);$$

$$\begin{aligned} 4) \quad sh\zeta(1-\alpha)(1+j) &= sh\zeta(1-\alpha) \cdot ch\zeta(1-\alpha)j + ch\zeta(1-\alpha) \cdot sh\zeta(1-\alpha)j = \\ &= sh\zeta(1-\alpha) \cdot \cos \zeta(1-\alpha) + jch\zeta(1-\alpha) \cdot \sin \zeta(1-\alpha) = a_3 + jb_3, \end{aligned}$$

где $a_3 = sh\zeta(1-\alpha) \cdot \cos \zeta(1-\alpha)$; $b_3 = ch\zeta(1-\alpha) \cdot \sin(1-\alpha)$.

После преобразований выражение в фигурных скобках (6.22) имеет вид

$$W = \frac{(1-\alpha)(1+j)\zeta[2(a_1 + jb_1) - (a_2 + jb_2)]}{2(a_3 + jb_3) - (a_2 + jb_2)}. \quad (6.23)$$

Рассмотрим вначале соотношение W'

$$W' = \frac{(1+j)[2(a_1 + jb_1) - (a_2 + jb_2)]}{2(a_3 + jb_3) - (a_2 + jb_2)}. \quad (6.24)$$

Выполнив несколько громоздких преобразований (приложение 3), получим значение W' , представленное следующим образом

$$W' = \frac{A(2a_3 - a_2) + B(2b_3 - b_2) + j[B(2a_3 - a_2) - A(2b_3 - b_2)]}{C}, \quad (6.25)$$

где $A = (2a_1 - a_2) + (b_2 - 2b_1)$;

$$B = (2a_1 - a_2) + (2b_1 - b_2);$$

$$C = (2a_3 - a_2)^2 + (2b_3 - b_2)^2.$$

Определим реальную и мнимую части W'

$$\operatorname{Re}W' = \frac{A(2a_3 - a_2) + B(2b_3 - b_2)}{C}; \quad (6.26)$$

$$\operatorname{Im}W' = \frac{B(2a_3 - a_2) - A(2b_3 - b_2)}{C}. \quad (6.27)$$

Далее определим реальную и мнимую части выражения W

$$\operatorname{Re}W = \zeta(1-\alpha) \cdot \frac{A(2a_3 - a_2) + B(2b_3 - b_2)}{C}; \quad (6.28)$$

$$\operatorname{Im}W = \zeta(1-\alpha) \cdot \frac{B(2a_3 - a_2) + A(2b_3 - b_2)}{C}. \quad (6.29)$$

На основании (6.28) мощность активных потерь в стержне обмотки вторичного элемента при замыкании проводников замыкающим элементом при его движении сверху вниз

$$P = \frac{I_m^2}{2} \cdot R_\alpha \cdot \xi(1-\alpha) \cdot \frac{A(2a_3 - a_2) + B(2b_3 - b_2)}{C} = R_a \cdot \frac{I_m^2}{2}, \quad (6.30)$$

где $R_a = R_\alpha \cdot \xi(1-\alpha) \cdot \frac{A(2a_3 - a_2) + B(2b_3 - b_2)}{C}$ - сопротивление закороченных проводников стержней обмотки ВЭ регулируемого ЛАД переменному току.

Коэффициент, учитывающий увеличение активного сопротивления проводников стержней обмотки ВЭ регулируемого ЛАД, закороченных замыкающим элементом

$$\varphi(\xi) = \frac{R_a}{R_\alpha} = \xi(1-\alpha) \cdot \frac{A(2a_3 - a_2) + B(2b_3 - b_2)}{C}. \quad (6.31)$$

Выражение (6.31) при подстановке в него значений $a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3, A, B, C$ - оказывается весьма громоздким. Оно приведено полностью в приложениях к диссертации (приложение 4).

Коэффициент, учитывающий увеличение активного сопротивления стержней обмотки вторичного элемента рассчитан на ЭВМ (программа расчета и построения кривых приведена в приложении 6) для значений $\alpha = 0,05 \div 0,95$ при изменении величины ξ от 0 до 5. Результаты расчета представлены графически на рис. 6.9. Кривые свидетельствуют о том, что при закорачивании проводников стержней сверху вниз коэффициент, учитывающий увеличение активного сопротивления стержней обмотки вторичного элемента, растет при уменьшении коэффициента α (рис. 6.9 и 6.10), т.е. при увеличении числа закороченных проводников в пазу. При $\alpha = 0,9$ коэффициент $\varphi(\xi)$ при изменении ξ от 0 до 5 возрастает в 7,4 раза или на 640 %, а при $\alpha = 0,1$ значение $\varphi(\xi)$ возрастает в 9,66 раза или на 866 %, т.е. эффект вытеснения тока проявляется более резко с возрастанием числа закороченных проводников стержня обмотки вторичного элемента.

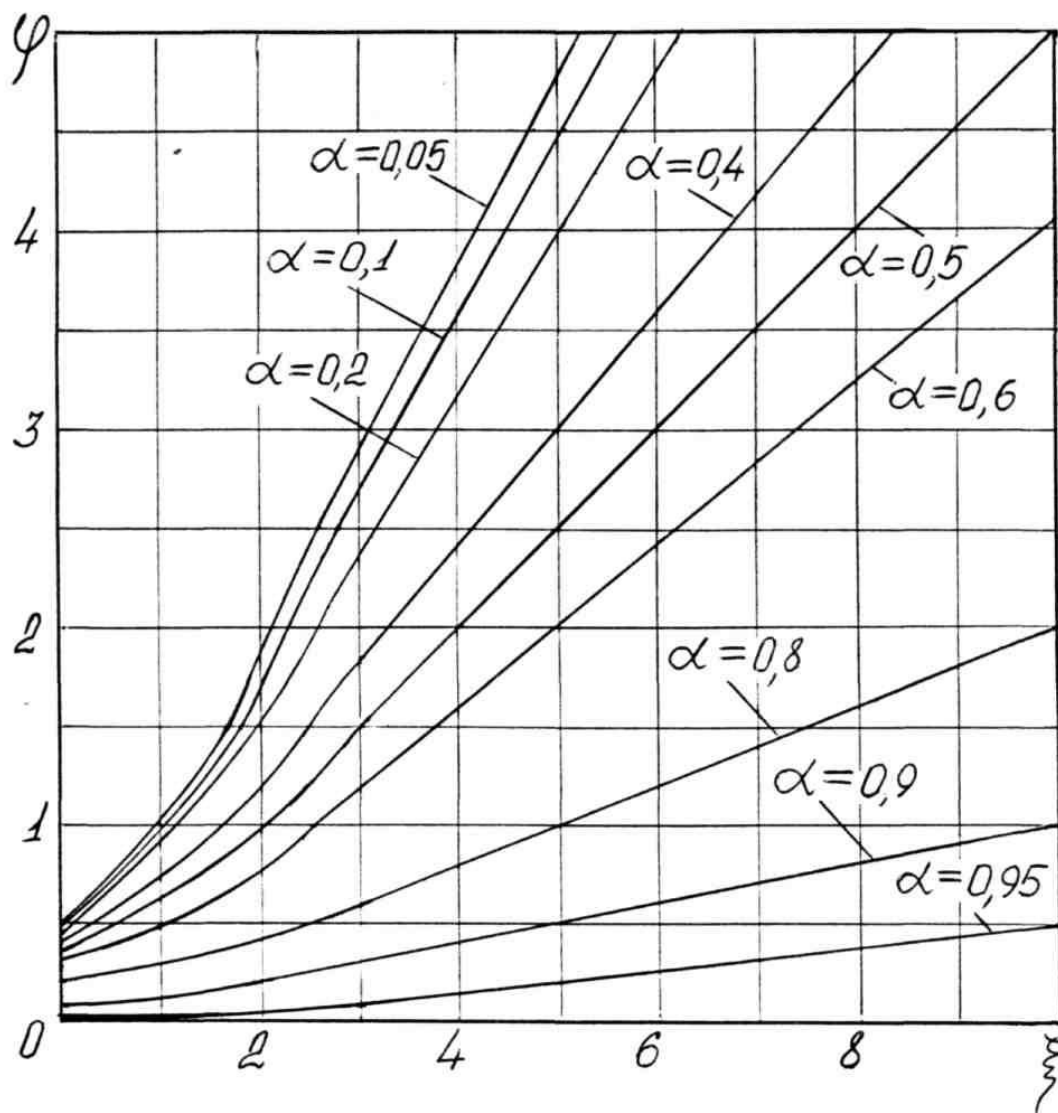


Рис. 6.9. Коэффициенты увеличения активного сопротивления при перемещении замыкающего элемента сверху вниз

Реактивная мощность замкнутых проводников стержня в пазу вторичного элемента ЛАД в нашем случае

$$Q = -\text{Im} \left[\frac{l}{2} \dot{E}(h_n(1-\alpha)) \cdot \dot{H}^*(h_n(1-\alpha)) \right] = \frac{l}{2} \cdot \frac{I_m^2}{\gamma b_n} \cdot k \cdot \text{Im} W' . \quad (6.32)$$

Обозначив X_0 индуктивное сопротивление закороченной части стержня обмотки ВЭ регулируемого ЛАД без учета вытеснения тока

$$X_0 = \mu_0 \omega l \cdot \frac{h_n(1-\alpha)}{3b_n}$$

и, полагая, что $k^2 = \frac{\mu_0 \omega \gamma}{2}$ и $kh_n = \xi$, установим соотношение

$$Q = \frac{I_m^2}{2} \cdot \frac{3\mu_0 \omega h_n (1-\alpha)}{3b_n \mu_0 \omega h_n (1-\alpha)} \cdot k \cdot JmW' =$$

$$= \frac{I_m^2}{2} \cdot X_0 \cdot \frac{3k}{\frac{\mu_0 \gamma \omega}{2} 2h_n (1-\alpha)} \cdot \text{Re}W' = \frac{I_m^2}{2} \cdot X_0 \cdot \frac{3}{2\xi(1-\alpha)} \cdot \text{Re}W' \quad (6.33)$$

После преобразований соотношение для расчета реактивной мощности в замкнутой части стержня в пазу обмотки ВЭ регулируемого ЛАД

$$Q = \frac{I_m^2}{2} \cdot X_0 \cdot \frac{3}{2\xi(1-\alpha)} \cdot \frac{B(2a_3 - a_2) - A(2b_3 - b_2)}{C} = \frac{I_m^2}{2} \cdot X_a, \quad (6.34)$$

где $X_a = \frac{3X_0}{2\xi(1-\alpha)} \cdot \frac{B(2a_3 - a_2) - A(2b_3 - b_2)}{C}$ - индуктивное сопротивление замкнутой части стержня в пазу ВЭ ЛАД при движении замыкающего элемента сверху вниз при учете вытеснения тока.

Коэффициент, учитывающий уменьшение индуктивного сопротивления замкнутой части стержня обмотки ВЭ ЛАД

$$\lambda(\xi) = \frac{X_a}{X_0} = \frac{3}{2\xi(1-\alpha)} \cdot \frac{B(2a_3 - a_2) - A(2b_3 - b_2)}{C}. \quad (6.35)$$

Выражение для расчета $\lambda(\xi)$ (6.35) при подстановке в него значений соответствующих коэффициентов и формул оказывается громоздким. Соотношение (6.35) приведено полностью в приложениях к диссертации (приложение 5).

Коэффициент, учитывающий уменьшение индуктивного сопротивления замкнутой части стержня обмотки ВЭ ЛАД рассчитан на ЭВМ (программа расчета значений $\lambda(\xi)$ и построения зависимостей $\lambda(\xi)$ приведена в приложении 6).

Результаты расчета выражения (3.35) для значений $\alpha = 0,05 \div 0,95$ при изменении величины ξ от 0 до 10 представлены графически в виде семейства на рис. 6.10.

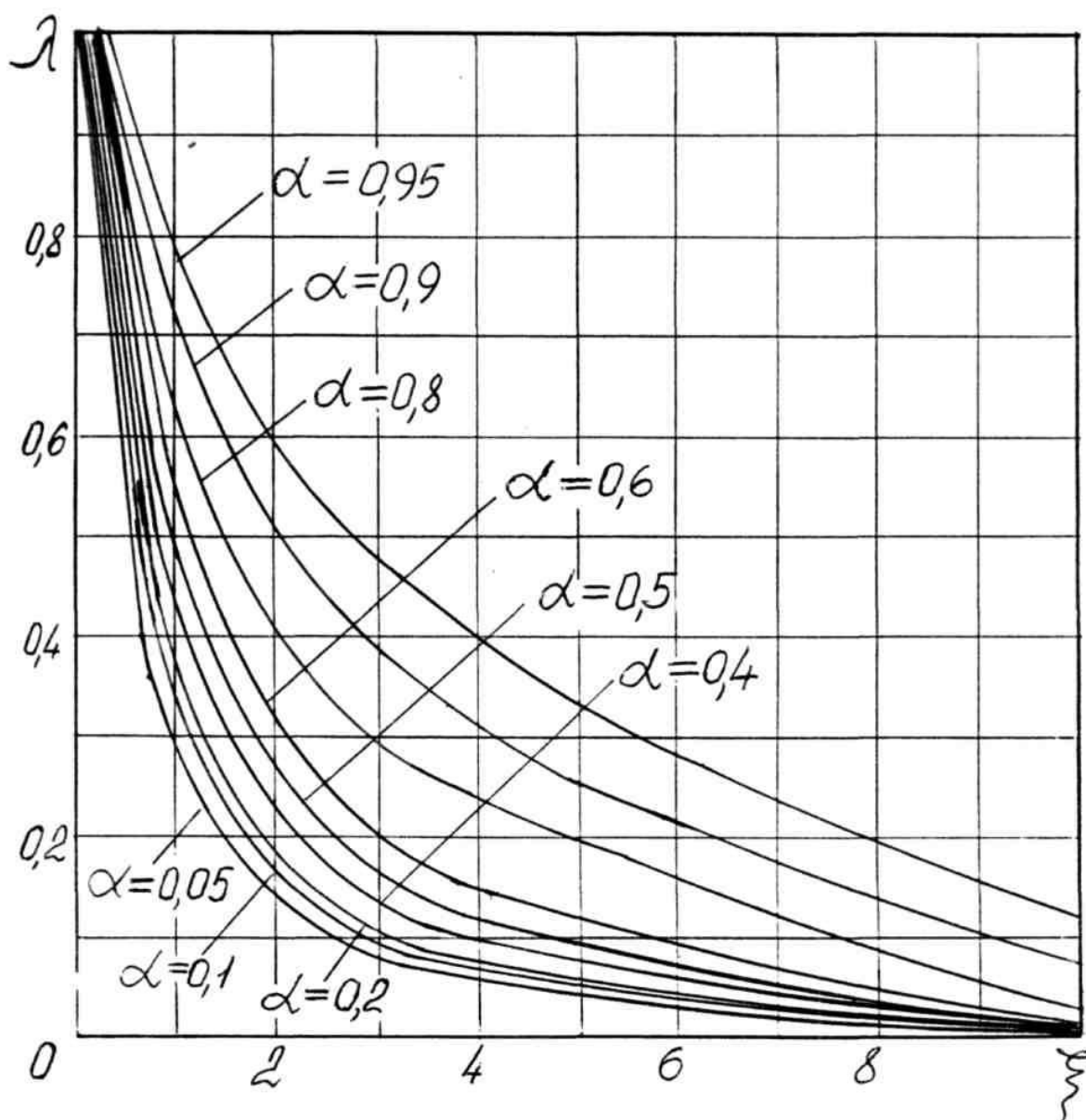


Рис. 6.10. Коэффициенты уменьшения индуктивного сопротивления при перемещении замыкающего элемента сверху вниз

Анализ кривых $\lambda(\xi)$, представленных на рис. 6.10 показывает, что при увеличении числа закороченных проводников стержня, паз становится глубже и резче сказывается эффект вытеснения тока, коэффициент $\lambda(\xi)$ уменьшается.

Результаты этих исследований были опубликованы автором и при его участии в монографии и журналах [30, 56, 235, 261].

6.4 Расчет магнитного поля и учет вытеснения тока в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя при двухкоординатном перемещении замыкающего элемента снизу вверх и слева направо

Более общие задачи расчета магнитного поля в пазу обмотки ВЭ регулируемого тягового ЛАД для высокоскоростного транспорта возникают при двухкоординатном перемещении замыкающего элемента. Ряд таких задач был поставлен и решен ранее, в том числе и при участии автора в работах [30, 221, 222].

Задач, позволяющие определить параметры магнитного поля в пазу ВЭ регулируемого ЛАД и учитывать влияние вытеснения тока на величины активного и индуктивного сопротивлений стержней короткозамкнутой обмотки, ранее решены в [1-3]. С целью расширения диапазона регулирования тягового усилия и скорости движения ЛАД предлагается перемещать замыкающий проводники обмотки ВЭ подвижный элемент по двум координатам: снизу вверх и слева направо, как это показано на рис. 6.11. Замкнутые проводники на рис. 6.11 заштрихованы. Для анализа принимаем допущения обычные при исследовании электромагнитных процессов, происходящих в пазах электрических машин с параллельными стенками, как и в параграфах 6.2 и 6.3.

Система координат (рис. 6.11) содержит ось « x », направленную поперёк паза, ось « y », направленную вверх и ось « z », ориентированную вдоль паза. Центр системы координат находится на дне паза посередине. Принятые допущения и система координат позволяют утверждать, что изменения вектора напряженности магнитного поля по осям « x » и « z » отсутствуют. В этом случае уравнение напряженности магнитного поля является одномерным и имеет такой же вид как и (6.1) и общее решение (6.2).

На основании закона полного тока для определения постоянных интегрирования для данного случая можно записать (рис. 6.11):

$$\dot{H}(1-\beta) \cdot b_n = 0 \quad \text{при} \quad y = 0 (\alpha = 0);$$

$$\dot{H}(1-\beta) \cdot b_n = I \quad \text{при} \quad y = \alpha \cdot h_n.$$

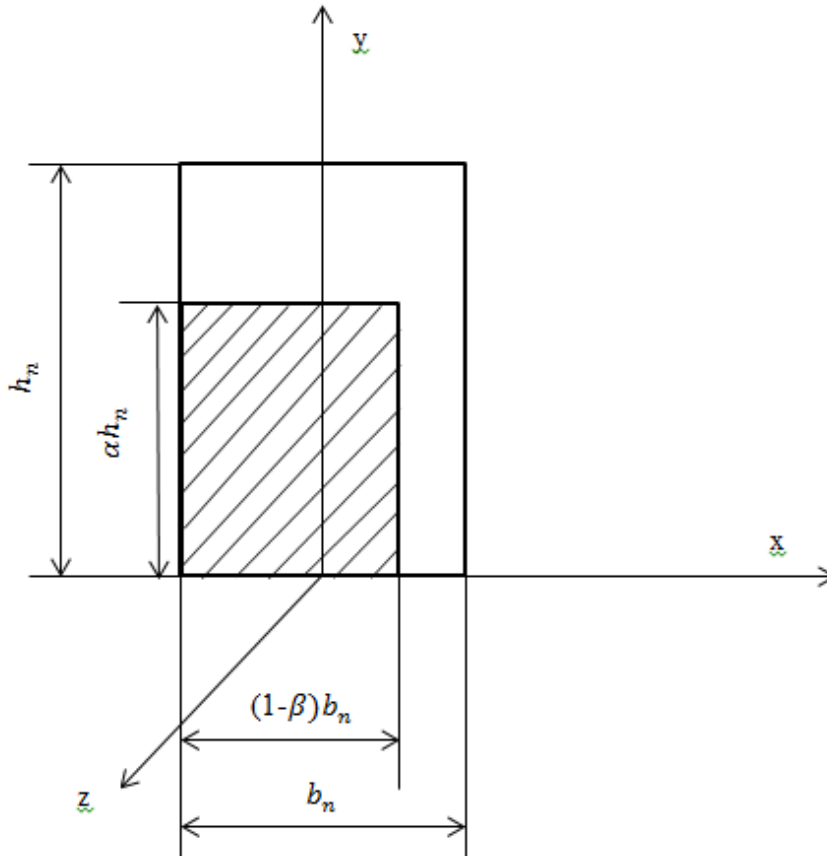


Рис. 6.11. Паз вторичного элемента при перемещении замыкающего элемента снизу вверх и слева направо:

h_n - высота паза; b_n - ширина паза

Тогда $C_1 + C_2 = 0$; $C_1 = -C_2$.

После ряда преобразований получим

$$C_1 = \frac{\dot{I}}{(1-\beta) \cdot b_n} \cdot \frac{1}{e^{-p\alpha h_n} - e^{p\alpha h_n}} ; \quad (6.36)$$

$$C_2 = -\frac{\dot{I}}{(1-\beta) \cdot b_n} \cdot \frac{1}{e^{-p\alpha h_n} - e^{p\alpha h_n}} . \quad (6.37)$$

Напряжённость магнитного поля в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя для рассматриваемого случая

$$\dot{H} = \frac{\dot{I}}{(1-\beta) \cdot b_n} \cdot \frac{e^{-py} - e^{py}}{e^{-p\alpha h_n} - e^{p\alpha h_n}} = \frac{\dot{I}}{(1-\beta) \cdot b_n} \cdot \frac{\text{sh}py}{\text{sh}p\alpha h_n} \quad (6.38)$$

Плотность тока в стержне обмотки ВЭ регулируемого ЛАД определяется соотношением

$$\bar{\delta} = \text{rot}\bar{H} \quad (6.39)$$

Учитывая, что с учётом принятых при решении допущений $\delta_x = 0$; $\delta_y = 0$; $\delta_z = \delta$ и $\frac{\partial \dot{H}}{\partial x} = 0$, для нашего случая (рис. 6.11) получим

$$\dot{\delta} = -\frac{\partial \dot{H}}{\partial y} = -\frac{1}{(1-\beta) \cdot b_n} \cdot \frac{p \text{ch} p y}{\text{sh} p \alpha h_n} = -\dot{\delta}_{\text{cp}} \cdot \frac{p \text{ch} p y}{\text{sh} p \alpha h_n}, \quad (6.40)$$

где $\dot{\delta}_{\text{cp}} = \frac{\dot{I}}{(1-\beta) \cdot b_n}$ – среднее значение плотности тока в замкнутой части стержня обмотки вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя.

Зная (6.40), можно определить напряжённость электрического поля в пазу вторичного элемента регулируемого ЛАД при частично замкнутом стержне

$$\dot{E} = \frac{\delta}{\gamma} = -\frac{\dot{I}}{(1-\beta) \cdot b_n} \cdot \frac{p \text{ch} p y}{\text{sh} p \alpha h_n}. \quad (6.41)$$

Полученные выше выражения позволяют рассчитывать параметры электромагнитного поля в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя при частичном замыкании стержня обмотки при перемещении замыкающего элемента снизу вверх и слева направо. Соотношения (6.38, 6.40 и 6.41) позволяют проводить анализ характеристик регулируемых тяговых ЛАД в режимах пуска в ход, регулирования скорости движения и торможения.

В область каждого паза обмотки вторичного элемента ЛАД, в который протекает ток (на рис. 6.11 эта область заштрихована), через воздушный зазор электромагнитным путём передаётся мощность

$$\dot{\delta} = \frac{l}{2} \left[(\dot{E}(0) \cdot \dot{H}^*(0) - \dot{E}(\alpha h_n) \cdot \dot{H}^*(\alpha h_n)) \right], \quad (6.42)$$

где l – длина активной части стержня обмотки вторичного элемента.

Мощность активных (электрических) потерь при частично замкнутом стержне обмотки вторичного элемента (рис. 6.11) определяется соотношением

$$P = -\frac{l}{2} \cdot R_e \left[\dot{E}(\alpha h_n) \cdot \dot{H}^*(\alpha h_n) \right] = \frac{l}{2} \frac{I_m^2}{\gamma \cdot (1-\beta) b_n \cdot \alpha h_n} \cdot R_e \frac{p \alpha h_n \cdot \operatorname{ch} p \alpha h_n}{\operatorname{sh} p \alpha h_n}, \quad (6.43)$$

где $I_m^2 = \dot{I}_m \cdot \dot{I}_m^*$ – квадрат модуля тока в стержне обмотки вторичного элемента.

Сопротивление замкнутой подвижным элементом части стержня обмотки вторичного элемента ЛАД постоянному току

$$R_{\text{акт}} = \frac{l}{\alpha(1-\beta) b_n \cdot \alpha \cdot h_n \cdot \gamma}. \quad (6.44)$$

Поскольку $p \alpha h_n = (1+j)k \cdot \alpha \cdot h_n$, то вводя обозначение $kh_n = \xi$ относительной глубины проникновения тока в паз вторичного элемента и, подставив $p \alpha h_n = (1+j)\alpha \xi$ в (6.44), определим

$$\begin{aligned} P &= \frac{I_m^2}{2} \cdot R_{\text{акт}} \cdot R_e \left[(1+j)\alpha \xi \cdot \frac{\operatorname{ch}(1+j)\alpha \xi}{\operatorname{sh}(1+j)\alpha \xi} \right] = \\ &= \frac{I_m^2}{2} \cdot R_{\text{акт}} \cdot R_e \left[(1+j)\alpha \xi \cdot \frac{\operatorname{ch} \alpha \xi \cdot \cos \alpha \xi + j \operatorname{sh} \alpha \xi \cdot \sin \alpha \xi}{\operatorname{sh} \alpha \xi \cdot \cos \alpha \xi + j \operatorname{ch} \alpha \xi \cdot \sin \alpha \xi} \right] = \\ &= \frac{I_m^2}{2} \cdot \alpha \xi \cdot R_{\text{акт}} \frac{\operatorname{sh} 2\alpha \xi + \sin 2\alpha \xi}{\operatorname{ch} 2\alpha \xi - \cos 2\alpha \xi} = R_a \cdot \frac{I_m^2}{2} \end{aligned} \quad (6.45)$$

где $R_a = \alpha \cdot \xi \cdot R_{\text{акт}} \frac{\operatorname{sh} 2\xi \alpha + \sin 2\xi \alpha}{\operatorname{ch} 2\xi \alpha - \cos 2\xi \alpha}$ – сопротивление замкнутой части стержня обмотки вторичного элемента переменному току.

Коэффициент увеличения замкнутых частей стержней обмотки вторичного элемента ЛАД за счёт действия поверхностного эффекта (явления вытеснения тока) при перемещении замыкающего элемента снизу вверх и слева направо

$$\varphi(\xi) = \frac{R_a}{R_{\text{акт}}} = \alpha \xi \frac{\operatorname{sh} 2\alpha \xi + \sin 2\alpha \xi}{\operatorname{ch} 2\alpha \xi - \cos 2\alpha \xi}; \quad (6.46)$$

Мнимая часть электромагнитной мощности, передаваемой через воздушный зазор от индуктора и поступающая в замкнутые проводники обмотки вторичного элемента, является реактивной мощностью:

$$Q = \frac{I_m^2}{2} \cdot X,$$

где X – индуктивное сопротивление закороченной части стержня обмотки вторичного элемента.

Представим данную реактивную мощность в виде

$$\begin{aligned} Q &= -\operatorname{Im} \left[\frac{1}{2} \cdot \dot{E}(\alpha h_n) \cdot \dot{H}^*(\alpha h_n) \right] = \frac{1}{2} \frac{I_m^2}{\alpha \cdot (1-\beta) b_n} \cdot \operatorname{Im} \left[(1+j)k \cdot \frac{\operatorname{ch}(1+j)k\alpha h_n}{\operatorname{sh}(1+j)k\alpha h_n} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \frac{I_m^2}{\alpha \cdot (1-\beta) b_n} \cdot k \cdot \frac{\operatorname{sh}2k\alpha h_n + \sin 2k\alpha h_n}{\operatorname{ch}2k\alpha h_n - \cos 2k\alpha h_n} \end{aligned} \quad (6.47)$$

Индуктивное сопротивление замкнутой части стержня обмотки вторичного элемента регулируемого ЛАД без учёта вытеснения тока в пазу

$$X_1 = \mu_0 \omega l \frac{\alpha h_n}{3(1-\beta) b_n}. \quad (6.48)$$

С учётом того, что $k^2 = \mu_0 \frac{\omega}{2}$ и $kh_n = \xi$, получим

$$Q = X_1 \cdot \frac{I_m^2}{2} \cdot \frac{3}{2\alpha\xi} \cdot \frac{\operatorname{sh}2\alpha\xi + \sin 2\alpha\xi}{\operatorname{ch}2\alpha\xi - \cos 2\alpha\xi} = X_a \cdot \frac{I_m^2}{2}, \quad (6.49)$$

где $X_a = X_1 \cdot \frac{3}{2\alpha\xi} \cdot \frac{\operatorname{sh}2\alpha\xi + \sin 2\alpha\xi}{\operatorname{ch}2\alpha\xi - \cos 2\alpha\xi}$ – индуктивное сопротивление закороченной части стержня обмотки вторичного элемента с учётом вытеснения тока в пазу.

Коэффициент уменьшения индуктивного сопротивления закороченной части стержня с учётом вытеснения тока в пазу при перемещении замыкающего элемента снизу вверх и слева направо

$$\lambda(\xi) = \frac{X_a}{X_1} = \frac{3}{2\alpha\xi} \cdot \frac{\operatorname{sh}2\alpha\xi + \sin 2\alpha\xi}{\operatorname{ch}2\alpha\xi - \cos 2\alpha\xi}. \quad (6.50)$$

Данные расчетов коэффициентов увеличения активного $\varphi(\xi)$ и уменьшения индуктивного $\lambda(\xi)$ сопротивлений стержней короткозамкнутой обмотки ВЭ ЛАД для рассматриваемого варианта перемещения замыкающего элемента представлены на рис. 6.12 и 6.13.

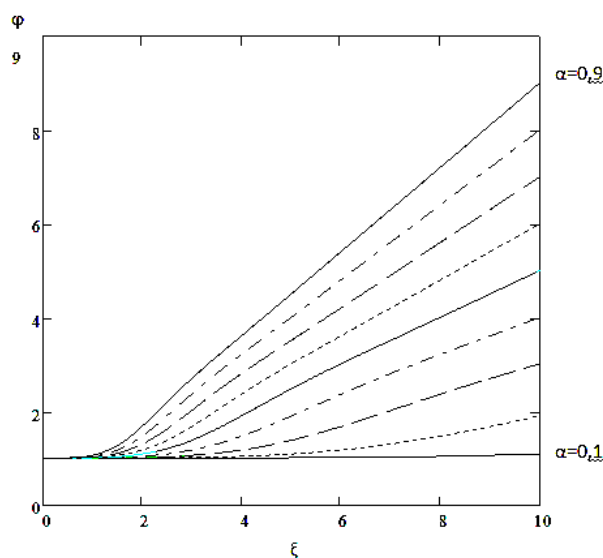


Рис. 6.12 Коэффициент увеличения активного сопротивления обмотки вторичного элемента ЛАД

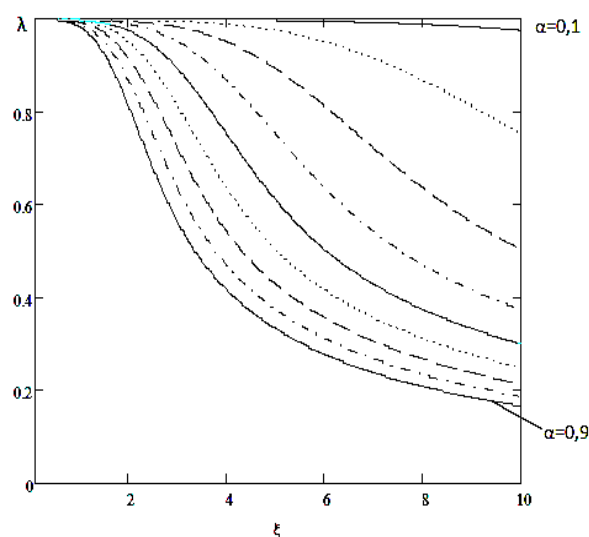


Рис. 6.13. Коэффициент уменьшения индуктивного сопротивления обмотки вторичного элемента ЛАД

Анализ результатов расчёта показывает, что при $\beta = 0,5$ при $\alpha = 0,9$ коэффициент увеличения активного сопротивления $\varphi(\xi) = 4,44$, а коэффициент уменьшения индуктивного сопротивления $\lambda(\xi) = 0,32$ при $\xi = 5$. Поэтому при больших значениях α ($\alpha > 0,5$) для получения точных результатов при расчёте регулируемого ЛАД необходимо учитывать влияние вытеснения тока в пазу вторичного элемента и при двухкоординатном перемещении замыкающего элемента снизу вверх и слева направо. Результаты решения данной полевой задачи были опубликованы в [236].

6.5 Расчет магнитного поля и вытеснение тока в проводнике при произвольном его расположении по высоте и ширине паза

Конструкция регулируемого линейного асинхронного двигателя [220] позволяет закорачивать по одному проводнику произвольно расположенному по ширине и высоте паза вторичного элемента. Это может быть необходимо для увеличения пускового усилия тягового линейного двигателя. При этом возникает новая полевая задача для оценки влияния вытеснения тока на параметры проводника с током при его произвольном расположении по высоте и ширине паза. Аналогичная задача была решена в [48]. Рассматривался простейший случай, когда в пазу электрической машины лежат проводники катушек, все витки которых соединены последовательно, не имеют подразделения на параллельные проводники и по которым протекает один и тот же ток. Определялись значения коэффициентов увеличения активного и уменьшения индуктивного сопротивлений одного из n -проводников, лежащих один над другим в пазу электрической машины. При этом под n -ным проводником лежат $(n-1)$ проводники, токи которых необходимо учитывать при расчетах. Полученные в [48] соотношения можно использовать при расчете регулируемых ЛАД, полагая, что токи во всех проводниках стержней вторичного элемента одинаковы по величине и по фазе. Но в обмотках, стержни которых состоят из параллельных проводников, закороченных в лобовых частях (по торцам) и не меняющих своего положения по высоте паза (т.е. выполненных без транспозиций), возникают циркуляционные токи, вызывающие дополнительные потери. В этом случае увеличение потерь может быть учтено при помощи коэффициента возрастания потерь [48] от циркуляционных токов.

В нашем конкретном случае замыкающим элементом закорочен только один из проводников стержня обмотки вторичного элемента ЛАД, который может занимать произвольное положение по высоте и ширине паза, высота его, равна a (рис. 6.14).

Полагаем, что в проводниках стержня, лежащих как ниже, так и выше n -го проводника ток отсутствует. Для анализа принимаем обычные при исследовании прямоугольных пазов допущения, как и в предыдущих параграфах данной главы диссертации.

Постоянные интегрирования C_1 и C_2 определяются на основании закона полного тока

$$\oint \dot{H} d\bar{l} = \dot{I},$$

где \dot{I} - ток, протекающий по стержню обмотки вторичного элемента;

$d\bar{l}$ - элемент длины стержня.

В [48] найдены постоянные интегрирования C_1 и C_2 для более общего случая, когда в нижних $(n-1)$ проводниках течет такой же ток, как и в исследуемом проводнике.

В нашем конкретном случае постоянные интегрирования определяются из условий, что при $y = y_{II} \rightarrow \dot{H}\beta b_{II} = \dot{I}$, а при $y = y - a \rightarrow \dot{H}\beta b_{II} = 0$.

Исходя из этого, найдем постоянные интегрирования C_1 и C_2 .

$$\begin{aligned} \dot{H} &= \frac{\dot{I}}{\beta b_n} = C_1 \cdot e^{-py_n} + C_2 \cdot e^{py_n}; \\ \dot{H} = 0 &= C_1 \cdot e^{-p(y_n-a)} + C_2 \cdot e^{p(y_n-a)}, \end{aligned} \quad (6.51)$$

получаем, что

$$C_1 = -C_2 \cdot \frac{e^{p(y_n-a)}}{e^{-p(y_n-a)}} = -C_2 \cdot e^{2p(y_n-a)},$$

где $p = \sqrt{j\omega\gamma\mu_0}$ или $p = (1+j)k, k = \sqrt{\frac{\omega\gamma\mu_0}{2}}$;

a - высота n -го проводника.

Произведя подстановку, получим

$$\frac{\dot{I}}{b_n} = -C_2 \cdot e^{2p(y_n-a)} \cdot e^{-py} + C_2 \cdot e^{py},$$

откуда

$$C_2 = \frac{1}{e^{py_n}(1 - e^{-2pa})}; C_1 = -\frac{e^{2p(y_n - a)}}{e^{py_n}(1 - e^{-2pa})}. \quad (6.52)$$

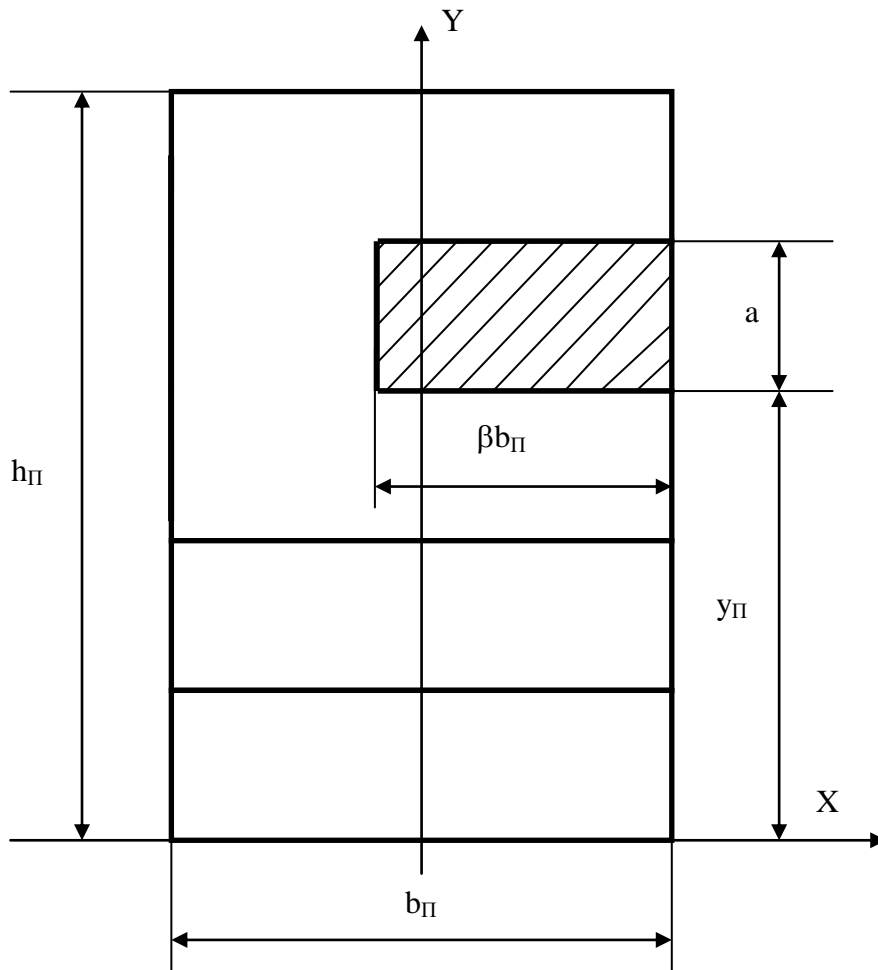


Рис. 6.14. Паз вторичного элемента линейного асинхронного двигателя с одним закороченным проводником, расположенном в произвольном месте по высоте и ширине паза: a - высота проводника; βb_{Π} - ширина проводника

Напряженность магнитного поля в n -ном проводнике с током по высоте паза вторичного элемента линейного асинхронного двигателя

$$\begin{aligned} \dot{H} &= -\frac{\dot{I}_m}{\beta b_n} \cdot \frac{e^{2p(y_n-a)}}{e^{py_n}(1-e^{-2pa})} \cdot e^{-py} + \frac{\dot{I}_m}{\beta b_n} \cdot \frac{1}{e^{py_n}(1-e^{-2pa})} \cdot e^{py} = \\ &= \frac{\dot{I}_m}{\beta b_n} \cdot \frac{1}{e^{py_n}(1-e^{-2pa})} \left[-\frac{e^{p(y_n-a)}}{e^{-p(y_n-a)}} \cdot e^{-py} + e^{py} \right]. \end{aligned}$$

После выполнения ряда преобразований получим

$$\dot{H} = \frac{\dot{I}_m}{\beta b_n} \cdot \frac{1}{e^{py_n}(1-e^{-2pa})} \cdot \frac{shp(y+a-y_n)}{2e^{-p(y_n-a)}} = \frac{\dot{I}_m}{\beta b_n} \cdot \frac{shp(y+a-y_n)}{shpa}. \quad (6.53)$$

По найденному значению напряженности магнитного поля определим плотность тока в n -ном проводнике стержня вторичного элемента, полагая, что

$\dot{\delta} = rot\dot{H}$ и учитывая, что $\dot{\delta}_x = 0; \dot{\delta}_y = 0; \dot{\delta}_z = \dot{\delta}$, а также $\frac{\partial \dot{H}}{\partial x} = 0$, получим

$$\dot{\delta} = -\frac{\partial \dot{H}}{\partial y} = -\frac{\dot{I}_m}{\beta b_n} \cdot \frac{pchp(y+a-y_n)}{shpa} = -\dot{\delta}_{cp} \cdot \frac{apchp(y+a-y_n)}{shpa}, \quad (6.54)$$

где $\dot{\delta}_{cp} = \frac{\dot{I}_m}{a\beta b_n}$ - среднее значение плотности тока в n -ном проводнике стержня обмотки вторичного элемента.

Напряженность электрического поля в n -ном проводнике

$$\dot{E} = \frac{\dot{\delta}}{\gamma} = -\frac{\dot{I}_m \cdot p}{\gamma \beta b_n} \cdot \frac{chp(y+a-y_n)}{shpa}. \quad (6.55)$$

Электромагнитная мощность, поступающая в n -ный проводник с током, произвольно расположенным по высоте и ширине паза вторичного элемента

$$\dot{S} = \frac{l}{2} \cdot [\dot{E}(y_{II}-a) \cdot \dot{H}^*(y_{II}-a) - \dot{E}(y_n) \cdot \dot{H}^*(y_{II})] \quad (6.56)$$

Мощность активных потерь в n -ном проводнике

$$\begin{aligned} P &= -\frac{l}{2} [\dot{E}(y_{II}) \cdot \dot{H}^*(y_{II})] = \frac{l}{2} \cdot \frac{I_m^2}{a\gamma\beta b_{II}} \cdot \operatorname{Re} \left[\frac{pach(y_{II} + a - y_{II})}{shpa} \right] = \\ &= \frac{l}{2} \cdot \frac{I_m^2}{a\gamma\beta b_{II}} \cdot \operatorname{Re} \left[\frac{pachpa}{shpa} \right] = R_0 \cdot \frac{I_m^2}{2} \cdot \operatorname{Re} \left[\frac{pachpa}{shpa} \right], \end{aligned} \quad (6.58)$$

где $R_{AKT} = \frac{l}{a\gamma\beta b_{II}}$ - сопротивление n -го проводника в пазу постоянному току.

Поскольку $p = (1 + j)k$, то $pa = (1 + j)ka$. Введем обозначение относительной высоты проводника $\xi = ka$, тогда

$$\begin{aligned} P &= R_{AKT} \cdot \frac{I_m^2}{2} \cdot \operatorname{Re} \left[(1 + j)^\xi \frac{ch(1 + j)\xi}{sh(1 + j)\xi} \right] = \\ &= R_{AKT} \cdot \frac{I_m^2}{2} \cdot \operatorname{Re} \left[(1 + j)^\xi \frac{ch\xi \cos\xi + Jsh\xi \sin\xi}{sh\xi \sin\xi + jch\xi \cos\xi} \right] = \\ &= R_{AKT} \cdot \frac{I_m^2}{2} \cdot \xi \frac{sh2\xi + \sin2\xi}{ch2\xi - \cos2\xi} = R_a \cdot \frac{I_m^2}{2}, \end{aligned} \quad (6.59)$$

где $R_a = R_{AKT} \cdot \xi \frac{sh2\xi + \sin2\xi}{ch2\xi - \cos2\xi}$ - сопротивление n -го проводника переменному току.

Коэффициент увеличения активного сопротивления n -го проводника при протекании по нему переменного тока

$$\varphi(\xi) = \frac{R_a}{R_{AKT}} = \xi \frac{sh2\xi + \sin2\xi}{ch2\xi - \cos2\xi}. \quad (6.60)$$

Реактивная мощность, поступающая в n -ный проводник стержня обмотки вторичного элемента линейного двигателя

$$\begin{aligned} Q &= -\frac{l}{2} Jm [\dot{E}(y_{II}) \cdot \dot{H}^*(y_{II})] = \frac{l}{2} \cdot \frac{I_m^2}{\gamma\beta b_{II}} \cdot Jm \left[(1 + j)k \frac{ch(1 + j)ka}{sh(1 + j)ka} \right] = \\ &= \frac{l}{2} \cdot \frac{I_m^2}{\gamma\beta b_{II}} \cdot k \frac{sh2\xi - \sin2\xi}{ch2\xi - \cos2\xi}. \end{aligned} \quad (6.61)$$

Индуктивное сопротивление n -го проводника стержня обмотки вторичного элемента без учета влияния вытеснения тока

$$X_1 = \mu_0 \omega l \cdot \frac{a}{3\beta b_{II}}. \quad (6.62)$$

С учетом этого

$$Q = X_1 \cdot \frac{I_m^2}{2} \cdot \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{sh2\xi - \sin 2\xi}{ch2\xi - \cos 2\xi} = X_a \cdot \frac{I_m^2}{2}, \quad (6.63)$$

где $X_a = X_1 \cdot \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{sh2\xi - \sin 2\xi}{ch2\xi - \cos 2\xi}$ - индуктивное сопротивление n -го проводника с учетом вытеснения тока.

Коэффициент уменьшения индуктивного сопротивления проводника с током, расположенного в произвольном месте по высоте и ширине паза вторичного элемента ЛАД

$$\lambda(\xi) = \frac{X_a}{X_1} = \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{sh2\xi - \sin 2\xi}{ch2\xi - \cos 2\xi}. \quad (6.64)$$

Выражения для определения коэффициентов $\varphi(\xi)$ и $\lambda(\xi)$ в результате математических преобразований получились такими же, как и у Ф. Эмде [41].

Можно сделать заключение о том, что учет вытеснения тока в отдельном проводнике, занимающем произвольное положение по высоте и ширине в пределах паза ферромагнитного сердечника (при отсутствии токов в нижележащих проводниках) может производиться по известным соотношениям, полученным Ф. Эмде [41].

Результаты теоретических исследований показали, что эффект вытеснения тока сказывается незначительно на изменении параметров короткозамкнутой обмотки вторичного элемента двигателя при замыкании проводников, занимающих не более 10 % от высоты паза [79].

Поставлена и решена полевая задача расчета магнитного поля в проводнике с током, размещенном в пазу ферромагнитного сердечника в произвольном месте по высоте и ширине паза. Результаты решения этой задачи опубликованы в [52, 53, 75] и могут найти практическое применение.

Выводы

1. Получены решения полевых задач и установлены взаимосвязи между параметрами паза и магнитного поля в пазу вторичного элемента регулируемого тягового линейного асинхронного двигателя при частичном замыкании проводников стержня обмотки ВЭ при движении замыкающего элемента снизу вверх и сверху вниз.

2. Исследованы закономерности изменения коэффициентов, учитывающих увеличение активного и уменьшение индуктивного сопротивлений короткозамкнутой обмотки ВЭ регулируемого тягового ЛАД в зависимости от количества замкнутых проводников в каждом пазу.

3. Установлено, что эффект вытеснения тока в пазу проявляется сильнее при больших значениях α ($\alpha > 0,5$) при перемещении замыкающего элемента снизу вверх и справа и при малых значениях α ($\alpha < 0,5$) при перемещении замыкающего элемента сверху вниз нужно учитывать коэффициенты $\varphi(\xi)$ и $\lambda(\xi)$ при расчете пусковых и тормозных режимов тягового линейного двигателя.

4. Доказано, что эффект вытеснения тока практически не влияет на параметры короткозамкнутой обмотки вторичного элемента регулируемого тягового ЛАД, если в каждом пазу ВЭ замкнуты не более 10 % проводников, образующих стержни. При перемещении подвижного элемента снизу вверх ($\alpha = 0,1$) при изменении ξ от 0 до 5 коэффициент $\varphi(\xi)$ возрос примерно на 1%, а коэффициент $\lambda(\xi)$ снизился всего на 0,5%. Поэтому в этом случае не нужно при расчете характеристик ЛАД учитывать эффект вытеснения тока в пазу.

5. Решена полевая задача, получены соотношения для расчета магнитного поля в пазу вторичного элемента регулируемого ЛАД с короткозамкнутой обмоткой вторичного элемента и установлены закономерности изменения коэффициентов, учитывающих, увеличения активного и снижения индуктивного сопротивлений обмотки ВЭ при частичном закорачивании проводников каждого стержня замыкающим элементом при его перемещении снизу вверх и слева направо.

6. Сформулирована и решена полевая задача расчета магнитного поля, создаваемого проводником с током, размещенном в пазу сердечника вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя и занимающем произвольное положение по высоте и ширине паза, Получены соотношения для учета влияния процесса вытеснения тока на параметры обмотки вторичного элемента тягового ЛАД.

7. Созданы компьютерные программы для расчета коэффициентов увеличения активного и уменьшения индуктивного сопротивлений короткозамкнутой обмотки ВЭ регулируемого тягового линейного асинхронного двигателя, работающего в диапазоне больших скольжений при любом положении замыкающего элемента, что облегчает расчет пусковых и механических характеристик двигателя.

8. Регулирование сопротивления комбинированной обмотки вторичного элемента тягового ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком [237] позволит увеличить усилия поперечной самостабилизации высокоскоростного магнитолевитационного транспорта и повысить безопасность движения.

7 ЛИНЕЙНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ПРОДОЛЬНО-ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ ТЯГОВЫХ И ТОРМОЗНЫХ УСТРОЙСТВ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА

7.1 Некоторые конструктивные схемы линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком для перспективного магнитолевитационного транспорта

Для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта предлагается использовать линейные асинхронные двигатели в качестве основных тяговых машин. Использование ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, которые помимо тяговых способны развивать усилия поперечной самостабилизации относительно путевой структуры, удерживающие транспортный экипаж в симметричном положении, повышает безопасность движения высокоскоростных магнитолевитационных экипажей.

Линейные асинхронные двигатели с продольно-поперечным замыканием магнитного потока впервые были разработаны в Ростовском государственном университете путей сообщения [16, 17, 20, 21, 76-88, 91-97, 100-102].

Для тяговых, тормозных и догружающих устройств подвижного состава также может быть использован двигатель [17], который содержит индуктор с магнитопроводом (рис. 7.1) и трехфазной обмоткой. Магнитопровод выполняется в виде ряда шихтованных в поперечном направлении сердечников 1. К торцам поперечно шихтованных сердечников примыкают сердечники 2, шихтованные в продольном направлении. Сердечники имеют пазы для размещения многофазной обмотки 3, которая охватывает сердечники 1 и 2. Индуктор перемещается над реактивным рельсом, состоящим из проводящей полосы 4, расположенной на стальном основании 5. К зубцам продольно шихтованных сердечников 2 одним торцом примыкают ряды поперечно шихтованных сердечников 1. Другие

торцы поперечно шихтованных сердечников 1 охватываются катушками совместно с зубцами продольно шихтованных магнитопроводов. Таким образом, катушки многофазной обмотки 3 образуют продольные и поперечные ряды.

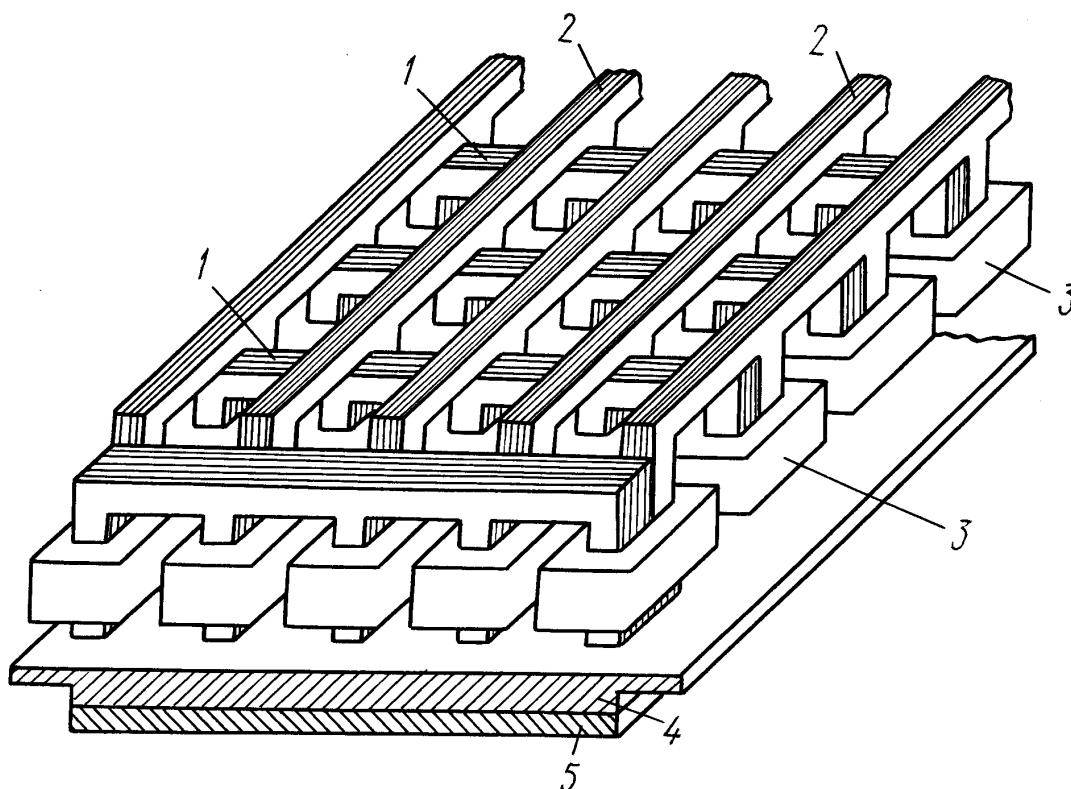


Рис. 7.1. Линейный асинхронный двигатель с продольно-поперечным магнитным потоком:

- 1 – поперечно шихтованный сердечник; 2 – продольно шихтованный сердечник;
3 – обмотка; 4 – электропроводящая полоса; 5 – ферромагнитное основание

Двигатель работает следующим образом. При подключении обмотки двигателя к источнику переменного тока создается бегущее в продольном направлении магнитное поле, составляющие которого замыкаются как в продольном,

так и в поперечном направлениях. Бегущее магнитное поле индуктора, пересекая реактивный рельс, наводит в нем ЭДС, под действием которой в проводящей полосе протекают вихревые токи. Взаимодействие токов проводящей полосы с магнитным потоком индуктора создает тяговое и подъемное усилия. Такое выполнение двигателя позволяет упростить его конструкцию и обеспечить подвеску индуктора, в ряде случаев, в собственном магнитном поле.

В РГУПСе создана еще одна конструкция ЛАД [16, 85-88]. Электродвигатель (рис. 7.2) содержит индуктор, который образован сочетанием шихтованных в поперечном направлении сердечников 1, соединенных между собой шихтованными в продольном направлении сердечниками 2, имеющими форму «гребенки». Многофазная обмотка выполняется в виде сосредоточенных катушек 3. Катушки 3 обмотки охватывают зубцы как поперечных, так и продольных магнитопроводов. Магнитное сопротивление в продольном направлении при этом значительно снижается. Вторичный элемент двигателя выполняется композиционным: электропроводящая часть 4 опирается на магнитопроводящее основание 5. Катушки многофазной обмотки каждого ряда в продольном направлении имеют одинаковое чередование фаз. Продольные составляющие бегущего магнитного поля замыкаются по пути с низким магнитным сопротивлением, поэтому для создания тягового усилия двигателя они используются более эффективно. Данный двигатель развивает большее тяговое усилие и обеспечивает левитацию индуктора в собственном магнитном поле в зоне скольжений $0,3 \dots 1,0$.

Еще одна модификация двигателя [89, 90] содержит индуктор (рис. 7.3), который образован сочетанием шихтованных в поперечном направлении сердечников 1, соединенных между собой шихтованными в продольном направлении сердечниками 3, несущими обмотки 4. Обмотка 2 располагается на сердечниках, шихтованных в поперечном направлении. Таким образом, многофазная обмотка разделена на две части, одна из которых расположена на поперечных магнитопроводах, а вторая - на продольных. Сердечники 1 входят в пазы сердечников 3, имеющих форму «гребенки», образуя при этом беззубцовые актив-

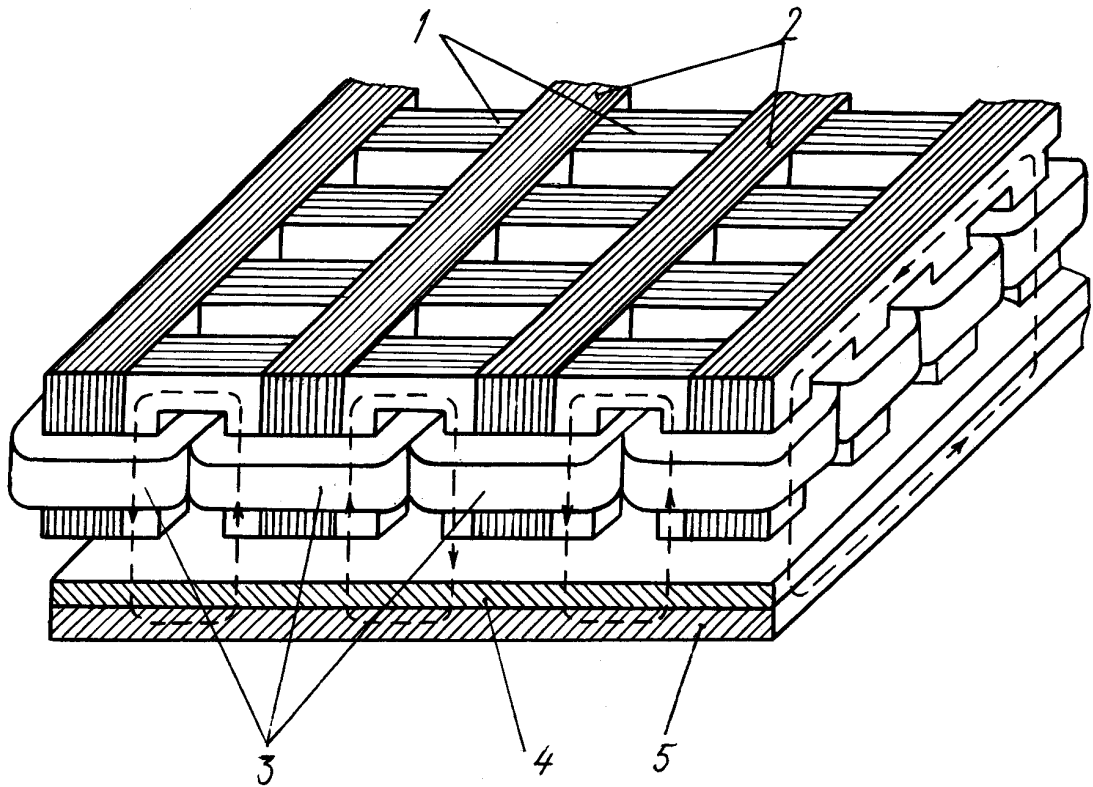


Рис. 7.2. Линейный асинхронный двигатель с продольно-поперечным магнитным потоком:

- 1 – поперечно шихтованный сердечник; 2 – продольно шихтованный сердечник;
3 – обмотка; 4 – электропроводящая полоса; 5 – ферромагнитное основание

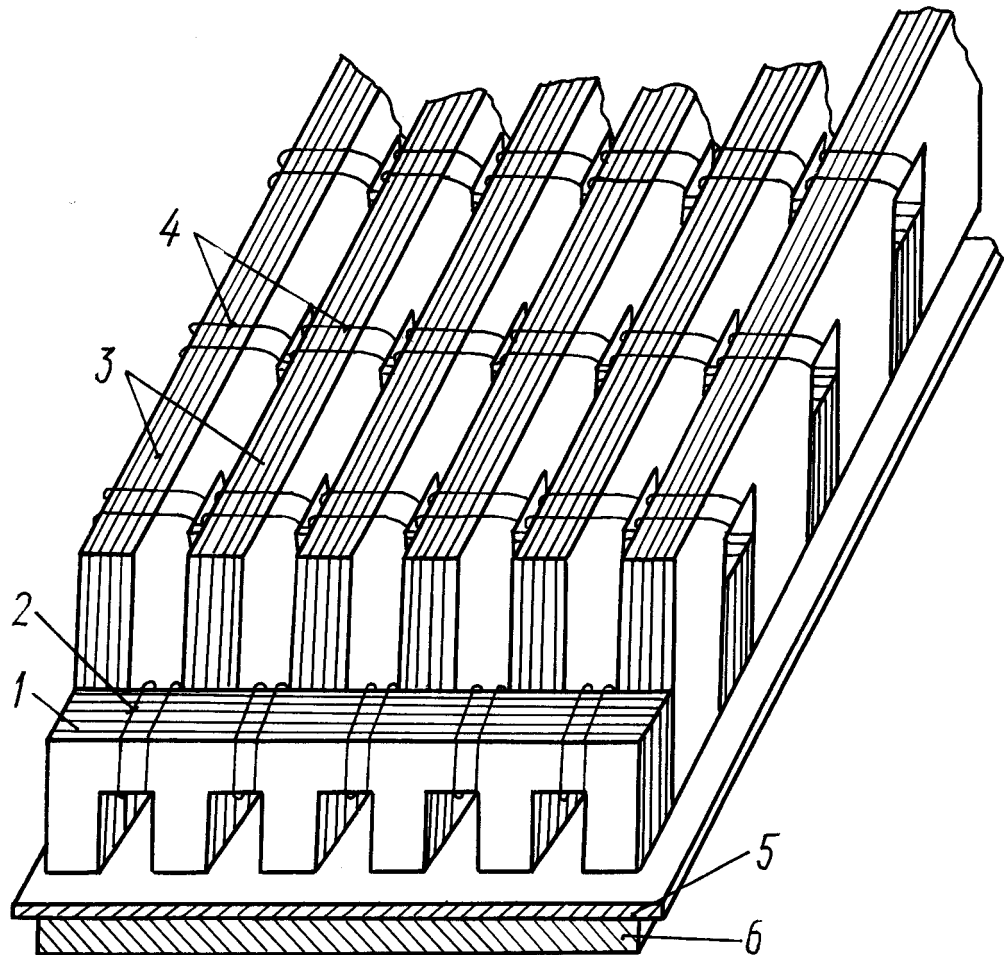


Рис. 7.3. Линейный асинхронный двигатель с продольно-поперечным магнитным потоком:

1 – поперечно шихтованный сердечник; 2 – обмотка; 3 – продольно шихтованный сердечник; 4 – обмотка; 5 – электропроводящая полоса; 6 – ферромагнитное основание

ные зоны. Обмотка 4 может выполняться сосредоточенной и распределенной. Якорь двигателя выполняется композиционным. Электропроводная часть 5 располагается поверх магнитопроводящей части 6.

Катушки обмотки 2 каждого ряда в продольном направлении имеют одинаковое чередование фаз. Использование продольных составляющих магнитного поля индуктора и создание беззубцовых активных зон машины позволяет повысить тяговое усилие двигателя. Данная конструкция обеспечивает левитацию индуктора в собственном магнитном поле при больших значениях скольжения.

Для перспективных высокоскоростных транспортных систем может быть использован линейный асинхронный двигатель [91-97], который содержит индуктор 1 (рис. 7.4), состоящий из магнитопровода, выполненного из ряда отдельных шихтованных в поперечном направлении сердечников 3, соединенных между собой сердечниками 2, шихтованными в продольном направлении. Поперечно и продольно шихтованные сердечники охватываются катушками 5 многофазной сосредоточенной обмотки 4. Катушки обмотки каждого ряда в продольном направлении имеют одинаковое чередование фаз, а в поперечном направлении до середины ряда одно, а после середины – противоположное чередование фаз. Вторичный элемент 6 состоит из электропроводящей шины 7 и ферромагнитного основания 8. Схема подключения катушек трехфазной обмотки индуктора к источнику напряжения показана на рис. 7.5. При подключении обмотки индуктора к источнику трехфазного напряжения по ней потечет ток, создающий магнитные потоки индуктора. Магнитный поток индуктора, бегущий в направлении движения, при взаимодействии с токами электропроводящей полосы вторичного элемента создает тяговое усилие F_T и вертикальное (нормальное) усилие машины. Магнитные потоки, созданные поперечными рядами катушек обмотки, бегут в поперечном направлении навстречу друг другу. Эти потоки при взаимодействии с токами вторичного элемента, ими индуктированными, создают одинаковые по величине, но противоположные по направлению усилия F_1 и F_2 , которые при отсутствии боковых возмущений уравновешивают друг друга и не оказывают влияния на работу тяговой линейной машины.

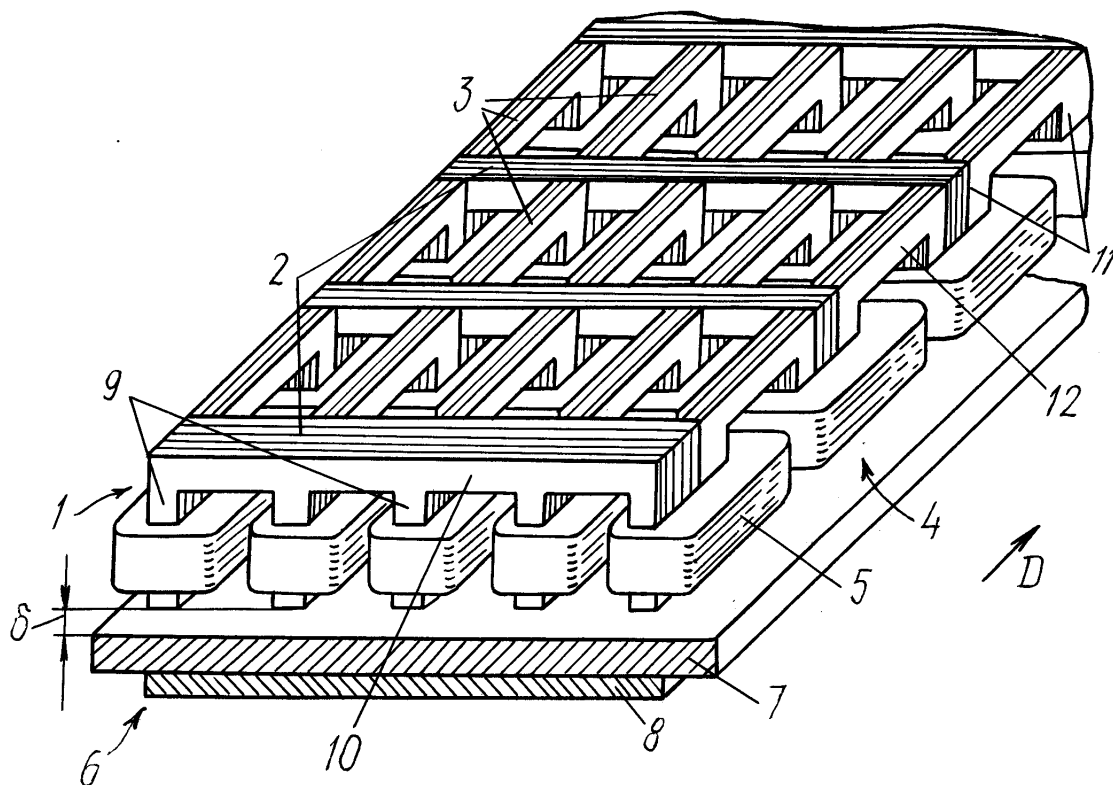


Рис. 7.4. Линейный асинхронный двигатель с продольно-поперечным магнитным потоком:

- 1 – индуктор; 2 – поперечно шихтованный сердечник; 3 – продольно шихтованный сердечник; 4 – обмотка; 5 – катушка; 6 – вторичный элемент; 7 – электропроводящая шина; 8 – ферромагнитное основание; 9 – стержень, 10 – ярмо; 11 – стержень; 12 – ярмо

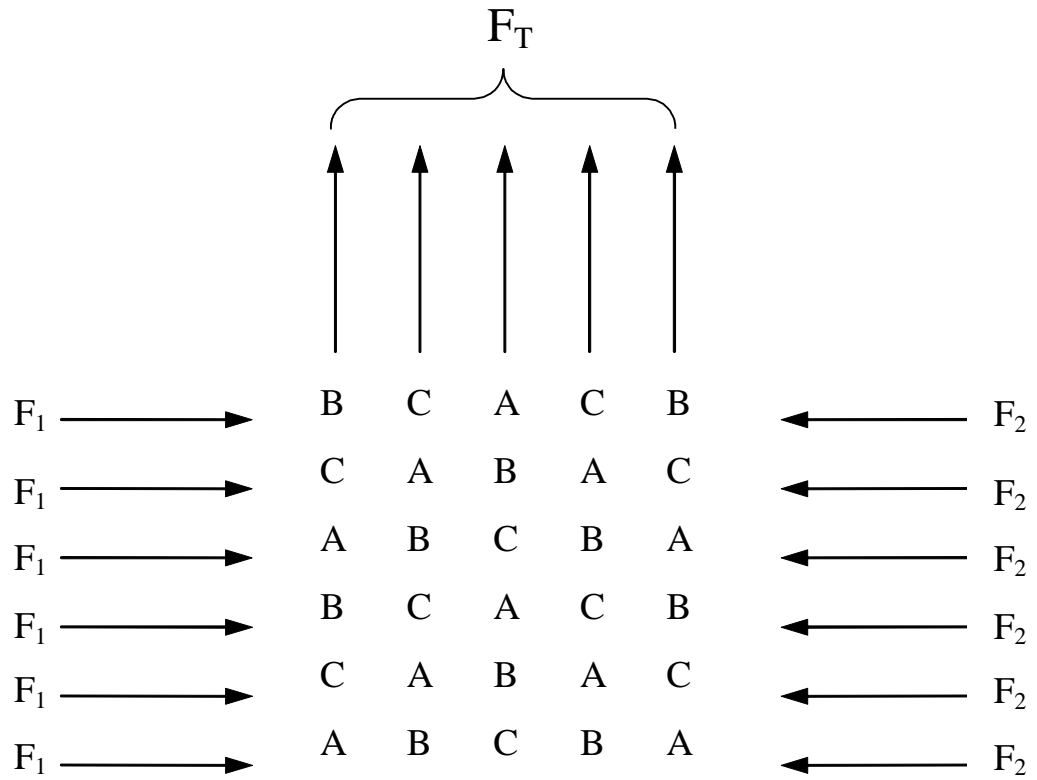


Рис. 7.5. Схема подключения катушек обмотки к источнику трехфазного напряжения

При боковых воздействиях на экипаж с линейной машиной индуктор оказывается смещенным в поперечном направлении и часть индуктора, сдвинутая за край электропроводящей полосы, развивает меньшее боковое усилие. Поэтому равновесие боковых усилий нарушается. Под действием разности боковых сил индуктор автоматически сам возвращается в прежнее положение, т.е. самостабилизируется в поперечном направлении. Помимо этого, данная конструкция двигателя позволяет обеспечить подвеску индуктора в собственном магнитном поле, в диапазоне скольжений $0,3 \dots 1$.

В основу работы ЛАД, описанного выше, положен оригинальный принцип одновременного создания тягового и стабилизирующего усилий, что открывает новые возможности для применения данных машин на перспективных видах магнитолевитационного транспорта [16, 17, 98, 99].

Для улучшения распределения магнитного поля в поперечном движению направлении разработан линейный асинхронный двигатель [100-102], содержащий индуктор (рис. 7.6) магнитная система которого образована поперечно расположенными сердечниками 1, несущими катушки обмотки 2. Поперечно шихтованные сердечники соединены продольно шихтованными сердечниками 3. Сердечники, шихтованные в продольном направлении, образованы двумя наклонными стержнями, концы которых входят в пазы поперечных сердечников. На продольных сердечниках расположены катушки обмотки 4. Многофазная обмотка разделена на две части, одна из которых расположена на поперечных, а другая – на продольных сердечниках. Вторичный элемент выполняется композиционным. Электропроводящая часть 5 уложена поверх магнитопроводящей части 6.

Двигатель работает следующим образом. При подключении обмоток индуктора к источнику трехфазного тока возбуждается бегущее магнитное поле машины. Магнитный поток, бегущий в направлении движения, при взаимодействии с токами электропроводящей полосы, ими индуктированными создает тяговое и подъемное усилия двигателя. Магнитные потоки, бегущие поперек

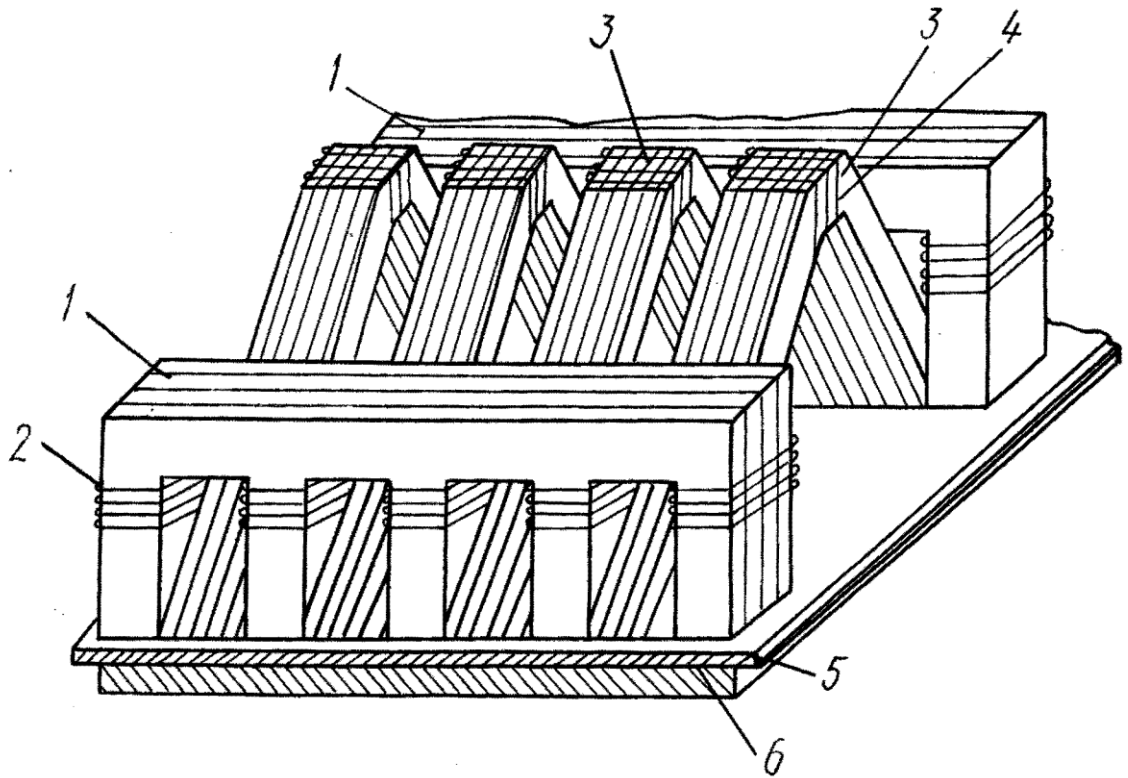


Рис. 7.6. Линейный асинхронный двигатель с продольно-поперечным магнитным потоком:

- 1 – поперечно шихтованный сердечник; 2 – обмотка; 3 – продольно шихтованный сердечник; 4 – обмотка; 5 – электропроводящая полоса; 6 – ферромагнитное основание

направления движения в противоположные стороны, создают стабилизирующие усилия линейного двигателя при взаимодействии с токами вторичного элемента. При смещении индуктора в поперечном направлении возникает стабилизирующее усилие, возвращающее индуктор в первоначальное положение. Вследствие наличия поперечных беззубцовых активных зон, усилия самостабилизации увеличиваются. При этом улучшается форма кривой распределения магнитной индукции в поперечном направлении, что позволяет значительно увеличить усилия стабилизации. Данная конструкция двигателя является простой, надежной и перспективной для высокоскоростного транспорта с магнитным подвешиванием.

Значительный интерес в области создания систем высокоскоростного движения транспортных экипажей на магнитном подвесе представляют работы [224-227].

Линейные асинхронные двигатели с продольно-поперечным магнитным потоком позволяют получить высокие линейные скорости при промышленной частоте электропитания. Поэтому одной из наиболее перспективных областей применения этих двигателей является высокоскоростной наземный транспорт, который перемещается со скоростью 350...500 км/ч на магнитном подвесе. Линейные асинхронные двигатели с продольно-поперечным магнитным потоком просты по конструкции, технологичны в изготовлении и обладают высокой надежностью. В этой связи разработка основ теории и методики расчета линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком представляются весьма актуальными проблемами и решаются в диссертации.

7.2 Математическое моделирование распределения магнитодвижущей силы линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком

Для электромагнитного расчета ЛАД и определения его интегральных характеристик необходимо разработать математические модели машины, учитывающие распределение магнитодвижущей силы (МДС) в воздушном зазоре и в электропроводящей части вторичного элемента. Линейные асинхронные двигатели с продольно-поперечным замыканием магнитного потока имеют разомкнутую магнитную систему и при их работе проявляются продольный и поперечный концевые эффекты, которые оказывают большое влияние на тяговые свойства ЛАД. Поэтому при расчете необходимо учитывать влияние концевых эффектов. С целью учета влияния продольного и поперечного концевых эффектов линейный асинхронный двигатель представляется в виде двух расчетных моделей, на которых изображается распределение магнитодвижущих сил в двух взаимно перпендикулярных направлениях. Такой подход к анализу свойств ЛАД позволил создать трехмерную теорию линейных электродвигателей с продольным замыканием магнитного потока [103, 104]. Теория, основанная на трехмерной модели машины, была успешно развита в Санкт-Петербургской школе [105-107]. Позже была предпринята попытка распространить данную теорию на линейные асинхронные двигатели с поперечным магнитным потоком, что позволило получить хорошие результаты, совпадающие с экспериментальными данными. Такой анализ МДС для линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком был выполнен в РГУПСе [111]. Используем такой подход для определения магнитодвижущей силы в ЛАД, конструкции которых предназначены для использования на современном и перспективном скоростном подвижном составе железных дорог.

Расчетная модель общая для нескольких типов ЛАД в продольном направлении представлена на рис 7.7 в виде чередующихся через определенные промежутки индукторов линейных электродвигателей. Промежутки между индукторами являются зонами продольного концевого эффекта [103], которая

может быть принята $L_{к\max} \cong 2\tau$. Из рис. 7.7 видно, что в продольном направлении МДС изменяется синусоидально с периодом « l ». Полагаем, что в зонах продольного концевого эффекта магнитодвижущая сила равна нулю.

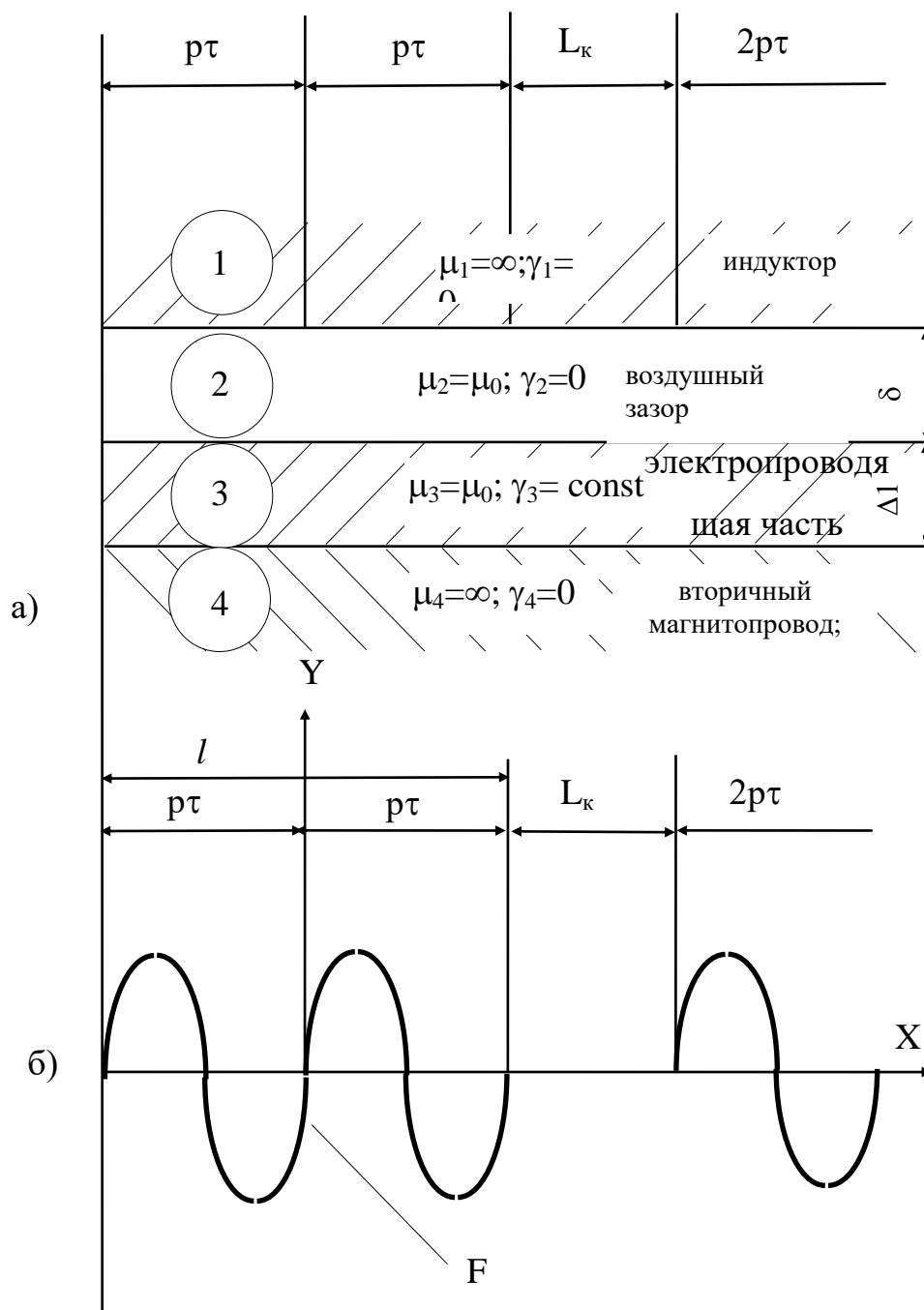


Рис. 7.7. Расчетная модель и распределение МДС линейного двигателя в продольном направлении:

- а) основные зоны машины: 1 – индуктор; 2 – воздушный зазор; 3 – электропроводящая часть вторичного элемента; 4 – вторичный магнитопровод;
- б) распределение МДС в направлении движения

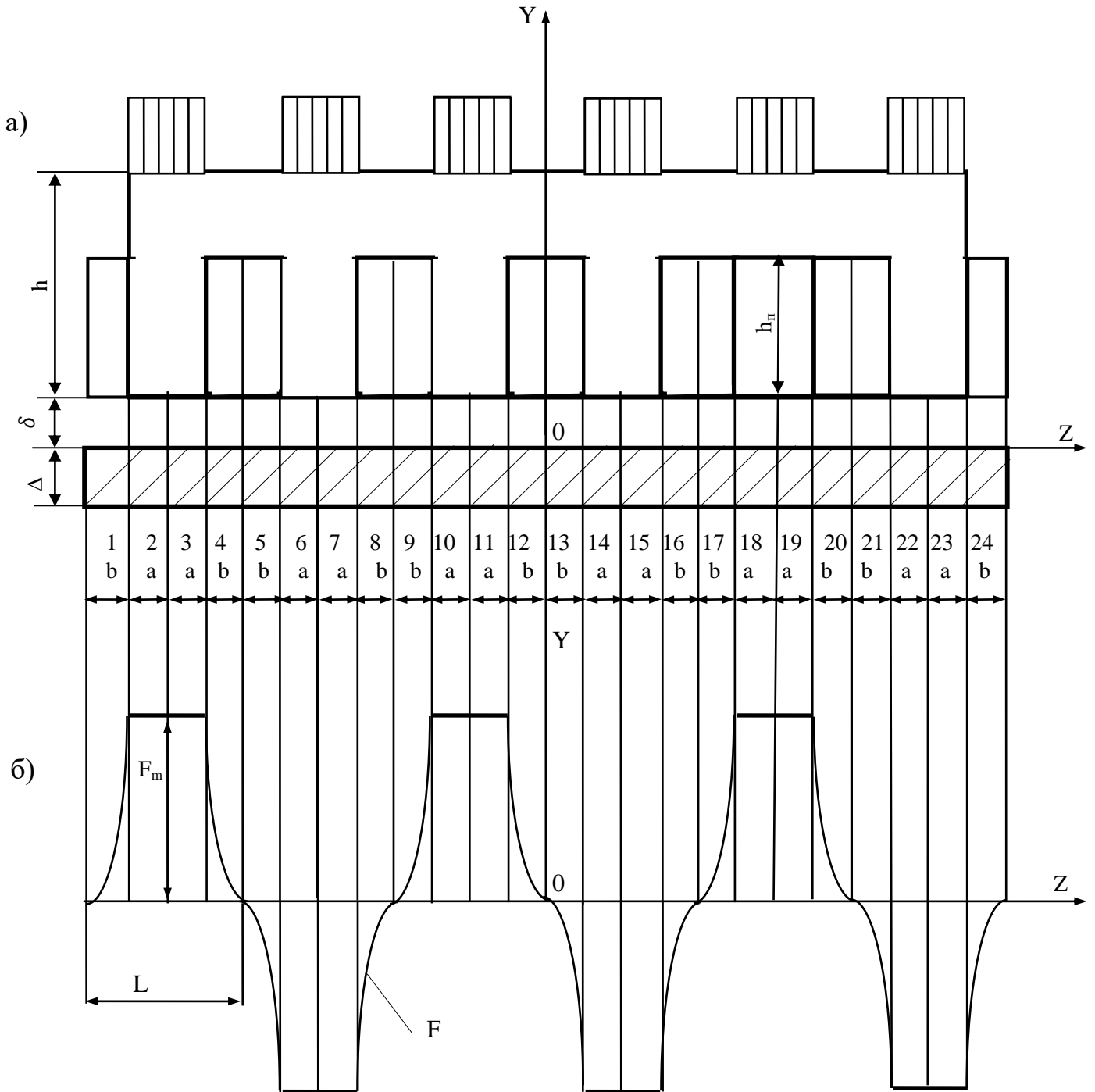


Рис. 7.8. Расчетная модель и распределение МДС линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным

потокном в поперечном направлении:

а) поперечное сечение ЛАД; б) распределение МДС

Рассмотрим расчетную модель линейного асинхронного двигателя в поперечном направлении (рис. 7.8). Картина распределения магнитодвижущей силы линейного асинхронного двигателя в поперечном направлении показывает, что машина образована пятью одинаковыми линейными двигателями, действующими согласно, поэтому достаточно рассчитать один линейный асинхронный двигатель, а результаты умножить на пять.

Рассмотрим срединный линейный асинхронный двигатель, образованный зонами 9-12. Воспользуемся для анализа рядом допущений, позволяющих получить аналитическое решение задачи. Полагаем, что:

- магнитная проницаемость магнитопровода равна бесконечности;
- электрическая проводимость магнитопровода равна нулю;
- ток индуктора сосредоточен в бесконечно тонком слое на поверхности зубцов, обращенных ко вторичному элементу (рельсу);
- ток индуктора создает в направлении оси «x» синусоидально бегущую волну МДС;
- составляющие плотности тока по оси «y» в индукторе и вторичном элементе равны нулю.

Для варианта ЛАД (рис. 7.7 и 7.8) в соответствии с расчетными моделями магнитодвижущие силы получены в следующем виде:

$$F_1 = F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 6a + 5b)}{2b} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.1)$$

$$F_2 = F_3 = F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.2)$$

$$F_4 = F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 4a - 4b)}{2b} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.3)$$

$$F_5 = -F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 4a + 3b)}{2b} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.4)$$

$$F_6 = F_7 = -F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.5)$$

$$F_8 = -F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 2a - 2b)}{2b} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.6)$$

$$F_9 = F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 2a + b)}{2b} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.7)$$

$$F_{10} = F_{11} = F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.8)$$

$$F_{12} = F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - b)}{2b} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.9)$$

$$F_{13} = -F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + b)}{2b} \right] e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.10)$$

$$F_{14} = F_{15} = -F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)};$$

$$F_{16} = -F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 2a - b)}{2b} \right] e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.11)$$

$$F_{17} = F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 2a + 2b)}{2b} \right] e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.12)$$

$$F_{18} = F_{19} = F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.13)$$

$$F_{20} = F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 4a - 3b)}{2b} \right] e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.14)$$

$$F_{21} = F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 4a + 4b)}{2b} \right] e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.15)$$

$$F_{22} = F_{23} = -F_m e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \quad (7.16)$$

$$F_{24} = F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z + 6a + 5b)}{2b} \right] e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}. \quad (7.17)$$

В соответствии с принятыми допущениями и расчетными моделями (рис. 7.7 и 7.8) ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком МДС срединного линейного двигателя представляет собой периодическую функцию с периодом $T_x = l$ по оси «x» и с периодом $T_z = 2L$ по оси «z», которая задана следующим образом:

$$(7.18)$$

$$F(x, z, t) = \begin{cases} F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau})}; \\ \text{при } -p\tau \leq x \leq p\tau; -(a+b) \leq z \leq (a+b); \\ F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z-a)}{2b} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi x}{\tau})}; \\ \text{при } -p\tau \leq x \leq p\tau; a \leq z \leq (a+b); \\ F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z+a)}{2b} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi x}{\tau})}; \\ \text{при } -p\tau \leq x \leq p\tau; -(a+b) \leq z \leq -a, \end{cases} \quad (7.19)$$

где $F_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} q \cdot m \cdot w_c \cdot I_{1\phi} \cdot k_{o\delta 1}$;

q – число пазов на полюс и фазу;

w_c – число витков в катушке обмотки;

m – число фаз;

I_{ϕ} – ток фазы индуктора;

$k_{o\delta 1}$ – обмоточный коэффициент для первой гармоники тока;

τ – полюсное деление индуктора;

a, b – поперечные размеры сердечника.

С учетом конструкции индуктора ЛАД с поперечным магнитным потоком его магнитодвижущую силу после ряда преобразований представим в виде двойного ряда Фурье [109].

$$F(x, z, t) = \frac{8\tau F_m}{\pi^2 l} \sum_n \sum_v n_l \cos(\pi n \frac{z}{L}) v_{\kappa} e^{j(\omega t + 2\pi v \frac{t}{l})}, \quad (7.20)$$

где n – целое, положительное, нечетное число – порядок гармонической составляющей МДС по оси « z », где период первой гармоники составляет $2L = 4(a+b)$;

ν – любое целое число – порядок гармоники в направлении оси «х»;

n_n – коэффициент, учитывающий распределение МДС в зоне лобовых частей обмотки.

Коэффициент, учитывающий распределение МДС в зоне лобовых частей тягового ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, определяется следующим соотношением

$$n_n = \frac{1}{n \left[1 - \left(2n \frac{b}{l} \right)^2 \right]} \left[\sin \frac{\pi n (a + b)}{L} - 2n \frac{b}{L} \cos \left(\pi n \frac{a}{L} \right) \right], \quad (7.21)$$

$$\nu_k = \frac{\sin pn \left(1 + \nu \frac{2\tau}{l} \right)}{1 + \nu \frac{2\tau}{l}},$$

где ν_k – коэффициент, учитывающий число полюсов ЛАД.

Представление магнитодвижущих сил ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком в виде двойных рядов Фурье справедливо для машин с любым числом полюсов.

Рассмотрим линейный асинхронный двигатель, перспективный для подвижного состава, магнитная система которого образована поперечно шихтованными П-образными сердечниками, между каждой парой которых размещен продольный магнитопровод. Расчетная модель данного линейного асинхронного двигателя показана на рис. 7.9. Принятая система координат содержит ось «х», ориентированную в направлении движения, ось «у», расположенную в центре сечения рельса (вторичного элемента), и ось «z», направленную поперечно перемещению индуктора. В поперечном направлении индуктор тягового

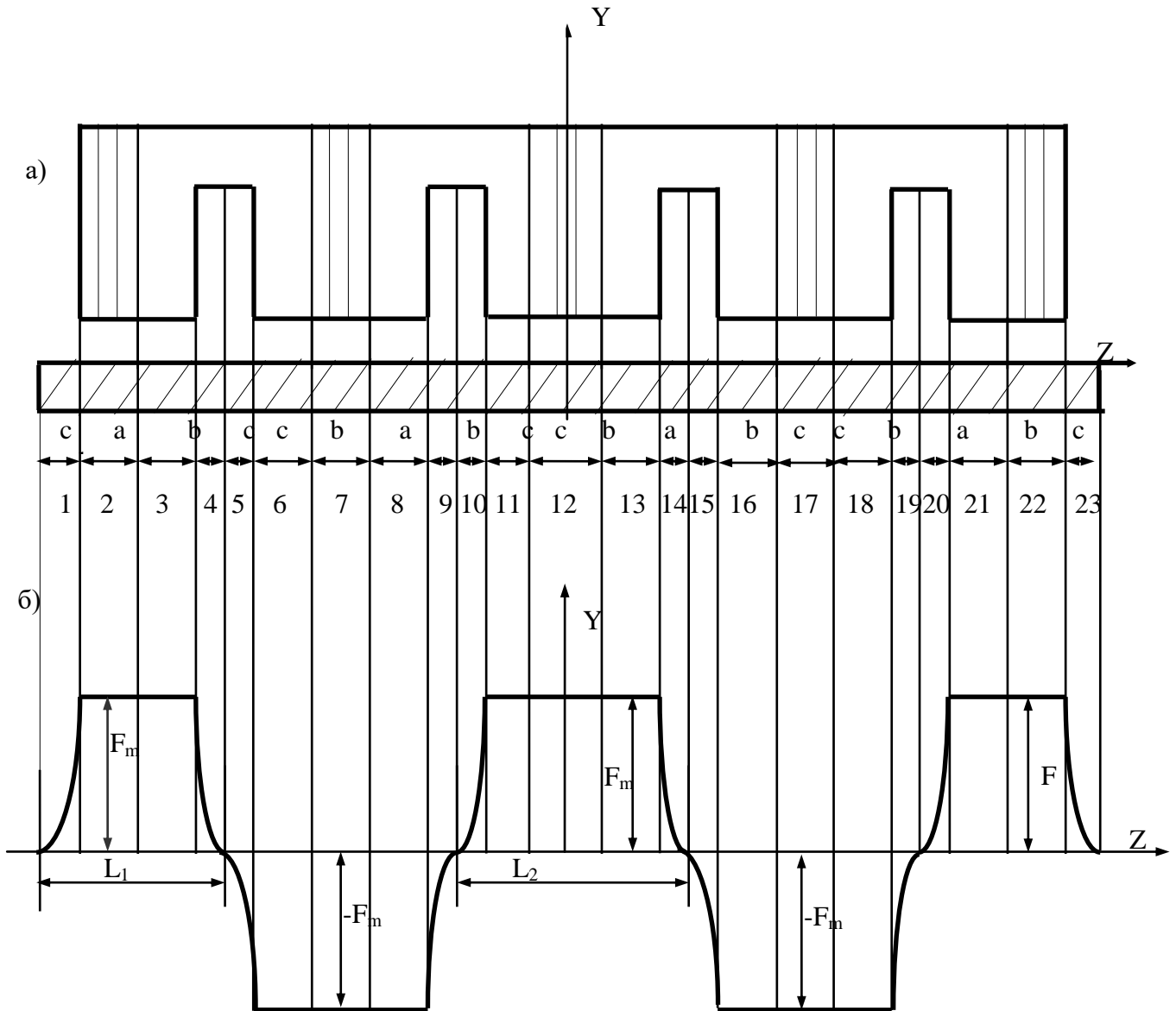


Рис. 7.9. Расчетная модель ЛАД в поперечном направлении:

а) поперечное сечение ЛАД;

б) распределение МДС в поперечном направлении

ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком разбит на 23 зоны, для которых показано распределение МДС (рис. 7.10). Подобное представление позволяет учесть влияние поперечного концевого эффекта. Магнитодвижущие силы для каждой из зон данного ЛАД в соответствии с расчетными моделями (рис. 7.7, 7.9, 7.10) представлены в виде:

$$F_1 = F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 2,5a + 4b + 4c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.22)$$

$$F_2 = F_3 = F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.23)$$

$$F_4 = F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 1,5a - 3b - 3c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.24)$$

$$F_5 = -F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 1,5a + 3b + 2c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.25)$$

$$F_6 = F_7 = F_8 = -F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.26)$$

$$F_9 = -F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 0,5a - b - c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.27)$$

$$F_{10} = F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 0,5a + b)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.28)$$

$$F_{11} = F_{12} = F_{13} = F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.29)$$

$$F_{14} = F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 0,5a - b)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.30)$$

$$F_{15} = -F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 0,5a + b + c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.31)$$

$$F_{16} = F_{17} = F_{18} = -F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.32)$$

$$F_{19} = -F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 1,5a - 3b - 2c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.33)$$

$$F_{20} = F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 1,5a + 3b + 3c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.34)$$

$$F_{21} = F_{22} = F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}; \quad (7.35)$$

$$F_{23} = F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 2,5a - 4b - 4c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau}x)}. \quad (7.36)$$

где $F_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} q m w_c I_K k_{o\delta 1}$;

ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, поперечное сечение которого показано на рис. 7.9, можно представить в виде суммы пяти линейных двигателей, работающих согласно: трех срединных, МДС которых изменяется в поперечном направлении с периодом $T_2 = 2L_2$, и двух крайних, магнитодвижущая сила которых имеет период $T_1 = 2L_1$ по оси «z».

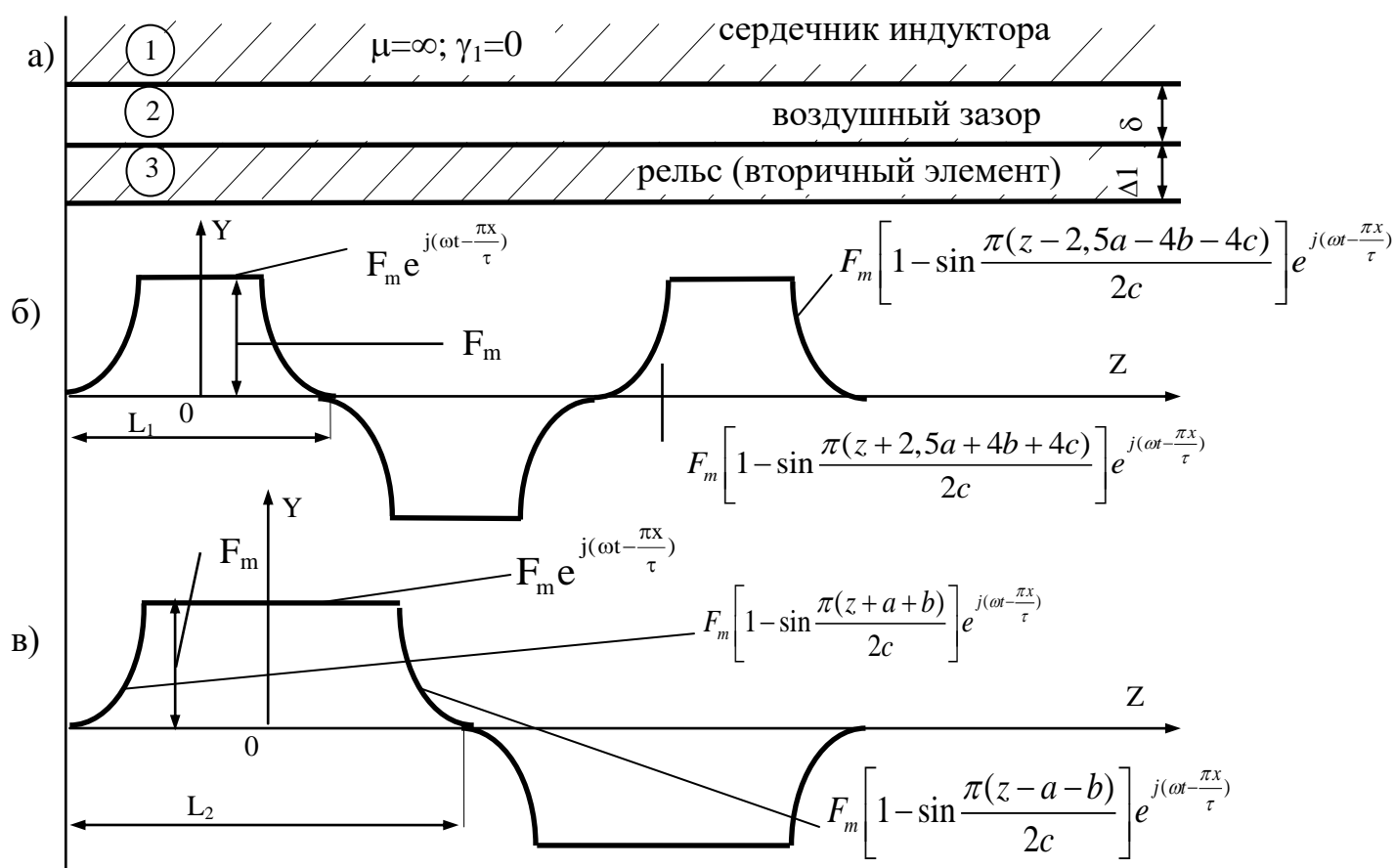


Рис. 7.10. Расчетная модель и МДС линейного асинхронного двигателя в поперечном направлении:

- а) расчетная модель; б) распределение МДС срединных ЛАД;
- в) распределение МДС крайних ЛАД

В этом случае расчет может быть выполнен отдельно для ЛАД 1, а результаты расчета удвоены, и для ЛАД 2 (результаты расчета утроены). Просуммировав результаты расчета ЛАД 1 и ЛАД 2, получаем интегральные значения параметров и характеристик ЛАД с продольно-поперечным магнитным током.

На расчетной модели ЛАД (рис. 7.10) обозначены три зоны: 1 – магнитная система индуктора; 2 – воздушный зазор; 3 – электропроводящий вторичный элемент (рельс).

При анализе расчетных моделей используем допущения, принятые ранее.

Расчетные модели и принятые ранее допущения (рис. 7.9, 7.10) позволяют представить МДС крайнего ЛАД 1 в виде периодической функции с периодом $T_x = l$ по оси «x» и с периодом $T_z = 2L_1$ по оси «z» в виде

$$F_1(x, z, t) = \begin{cases} F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)} ; \\ \text{при } -p\tau \leq x \leq p\tau; \quad -(2,5a + 4b + 4c) \leq z \leq -(1,5a + 3b + 3c); \\ F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - 2,5a - 4b - 4c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)} ; \\ \text{при } -p\tau \leq x \leq p\tau; \quad -(1,5a + 3b + 3c) \leq z \leq -(1,5a + 3b + 2c); \\ F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + 2,5a + 4b + 4c)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)} ; \\ \text{при } -p\tau \leq x \leq p\tau; \quad -(2,5a + 4b + 4c) \leq z \leq -(2,5a + 4b + 3c); \end{cases} \quad (7.37)$$

где $F_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} qm\omega_c I_c \kappa_{об1}$.

Магнитодвижущую силу срединного ЛАД2 можно представить, как периодические функции с периодом $T_x = l$ по оси «x» и с периодом $T_z = 2L_2$ по оси «z», заданные следующим образом

$$F_2(x, z, t) = \begin{cases} F_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \\ \text{при } -p\tau \leq x \leq p\tau; -(a+b+c) \leq z \leq (a+b+c); \\ F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z-a-b)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \\ \text{при } -p\tau \leq x \leq p\tau; -(a+b) \leq z \leq (a+b+c); \\ F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z+a+b)}{2c} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)}; \\ \text{при } -p\tau \leq x \leq p\tau; -(a+b+c) \leq z - (a+b); \end{cases} \quad (7.38)$$

Выполнив ряд преобразований, представим МДС «крайних» и срединных ЛАД в виде двойных рядов Фурье [109].

Для крайнего ЛАД магнитодвижущая сила получена в виде

$$F_1(x, z, t) = \frac{8\tau F_m}{\pi^2 l} \sum_n \sum_\nu n_\nu \left(\pi n \frac{z}{L_1} \right) \nu_k e^{j(\omega t + 2\pi \nu \frac{x}{l})}; \quad (7.39)$$

$$n_{\nu 1} = \frac{1}{n \left[1 - \left(2n \frac{c}{l} \right)^2 \right]} \left[\sin \frac{\pi n \left(0,5a + \frac{b}{2} + c \right)}{L_1} - 2n \frac{c}{L_1} \cos \left(\frac{\pi n \left(0,5a + \frac{b}{2} \right)}{L_1} \right) \right] \quad (7.40)$$

где n – целое, положительное; нечетное число – порядок гармонической составляющей МДС в направлении оси «z», причем период первой гармоники составляет $2L_1 = 2(a+b+c)$;

ν – порядок гармоники МДС по оси «x»;

$n_{\nu 1}$ – коэффициент, учитывающий распределение МДС в зоне лобовых частей обмотки ЛАД 1;

ν_k – коэффициент, учитывающий число полюсов.

Магнитодвижущая сила срединного ЛАД 2 определена следующим образом

$$F_2(x, z, t) = \frac{8\tau F_m}{\pi^2 l} \sum_n \sum_v n_{n2} \left(\pi n \frac{z}{L_2}\right) v_k e^{j(\omega t + 2\pi v \frac{x}{l})}, \quad (7.41)$$

$$n_{n2} = \frac{1}{n \left[1 - \left(2n \frac{c}{l} \right)^2 \right]} \left[\sin \frac{\pi n (0,5a + b + c)}{L_2} - 2n \frac{c}{L_2} \cos \left(\pi n \frac{0,5a + b}{L_2} \right) \right], \quad (7.42)$$

где $L_2 = 2(a + 2b + 2c)$.

Моделирование распределения магнитодвижущей силы ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком позволяет свести реальные модели линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком со сложным строением магнитных систем индукторов к расчетным математическим. Это положено в диссертации в основу анализа свойств и характеристик тяговых и тормозных ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, предназначенных для использования на подвижном составе железнодорожного транспорта [30, 31, 69, 110, 111, 255, 256].

7.3 Магнитное поле и интегральные характеристики тягового линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным потоком

Для расчета интегральных характеристик линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком необходимо определить векторный магнитный потенциал для воздушного зазора и электропроводящей части вторичного элемента. С этой целью снова представим линейный асинхронный двигатель в виде двух расчетных моделей (рис. 7.7, 7.9), на которых показано распределение магнитодвижущих сил в двух взаимно перпендикулярных направлениях. Для учета поперечного концевое эффекта используется расчетная модель (рис. 7.9). Система координат содержит ось «x», совпадающую с направлением движения, ось «y», расположенную в центре сечения электропроводящей части вторичного элемента. И ось «z», ориентированную поперек движения индуктора линейного двигателя.

На рис. 7.7 обозначены: воздушный зазор – δ , толщина электропроводящей части вторичного элемента – Δ_1 и обратного магнитопровода – Δ_2 . На рис. 7.7 показано, что в продольном направлении магнитодвижущая сила чередующихся ЛАД изменяется синусоидально с периодом « l », а между ними предусмотрены зоны продольного концевое эффекта « L_k », в которых МДС равна нулю. В поперечном направлении МДС линейного двигателя также изменяется периодически (рис. 7.10) с периодами $T_1=2L_1$ и $T_2=2L_2$. Аналогичный подход впервые использован в [107].

Для расчета тягового ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком достаточно определить векторный потенциал для областей (рис. 7.7), представляющих воздушный зазор (область 2) и электропроводящую часть вторичного элемента (область 3).

В соответствии с расчетными моделями (рис. 7.7, 7.9) для области воздушного зазора векторный магнитный потенциал определяется уравнениями

$$\begin{cases} \bar{\nabla}^2 \bar{A}_2 = 0; \\ \text{div} \bar{A}_2 = 0. \end{cases} \quad (7.43)$$

Полагая составляющие векторного магнитного потенциала в воздушном зазоре по оси « y » равным нулю, получим

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_{2z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{2z}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_{2z}}{\partial z^2} = 0; \\ \frac{\partial^2 A_{2x}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{2x}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_{2x}}{\partial z^2} = 0; \\ \frac{\partial^2 A_{2z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{2z}}{\partial z^2} = 0. \end{cases} \quad (7.44)$$

Для области, занятой электропроводящей частью вторичного элемента, векторный магнитный потенциал описывается уравнениями

$$\begin{cases} \nabla^2 \bar{A}_3 = \mu_3 \gamma_3 \frac{\partial \bar{A}_3}{\partial t}; \\ \operatorname{div} \bar{A}_3 = 0. \end{cases} \quad (7.45)$$

Систему уравнений (7.43), полагая, что составляющие векторного потенциала по оси «у» равны нулю, а магнитная проницаемость электропроводящей части вторичного элемента $\mu_3 = \mu_0$, представим в следующем виде:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_{3z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{3z}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_{3z}}{\partial z^2} = \mu_0 \gamma_3 \frac{\partial A_{3z}}{\partial t}; \\ \frac{\partial^2 A_{3x}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{3x}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_{3x}}{\partial z^2} = \mu_0 \gamma_3 \frac{\partial A_{3x}}{\partial t}; \\ \frac{\partial^2 A_{3z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{3z}}{\partial z^2} = 0. \end{cases} \quad (7.46)$$

Системы уравнений (7.44) и (7.46) решены методом разделения переменных, в результате применения которого получены соотношения для расчета составляющих векторного магнитного потенциала.

Для области воздушного зазора в соответствии с расчетными моделями составляющие векторного магнитного потенциала получены в виде двойных рядов Фурье

$$A_{2z}^1 = \sum_n \sum_v \dot{C}_1 n_{n1} \cos \frac{\pi n z}{L_1} (ch \lambda_1 y + \dot{C}_2 sh \lambda_1 y) e^{j(\omega t + 2\pi v \frac{x}{l})}; \quad (7.47)$$

$$A_{2z}^2 = \sum_n \sum_v \dot{C}_1 n_{n2} \cos \frac{\pi n z}{L_2} (ch \lambda_2 y + \dot{C}_2 sh \lambda_2 y) e^{j(\omega t + 2\pi v \frac{x}{l})}; \quad (7.48)$$

$$A_{2x}^1 = -j \frac{l}{2L_1} \sum_n \sum_v \dot{C}_1 n_{n1} \frac{n}{v} \cos \frac{\pi n z}{L_1} (ch \lambda_1 y + \dot{C}_2 sh \lambda_1 y) e^{j(\omega t + 2\pi v \frac{x}{l})}; \quad (7.49)$$

$$A_{2x}^2 = -j \frac{l}{2L_2} \sum_n \sum_v \dot{C}_1 n_{n2} \frac{n}{v} \cos \frac{\pi n z}{L_2} (ch \lambda_2 y + \dot{C}_2 sh \lambda_2 y) e^{j(\omega t + 2\pi v \frac{x}{l})}, \quad (7.50)$$

где C_1, C_2 – постоянные интегрирования;

n – целое, положительное, нечетное число – порядок гармонической составляющей в направлении оси «z»;

l – период первой гармоники по оси «x»;

$n_{л1}, n_{л2}$ – коэффициенты, учитывающие распределение векторного магнитного потенциала в зонах лобовых частей обмотки ЛАД;

λ_1, λ_2 – коэффициенты, зависящие от периодов изменения векторного магнитного потенциала по оси «x» и «z».

В области электропроводящей части вторичного элемента векторный магнитный потенциал определен в виде следующих соотношений

$$A_{3z}^1 = \sum_n \sum_v \dot{C}_3 n_{л1} \cos \frac{\pi n z}{L_1} (ch \xi y + \dot{C}_4 sh \xi y) e^{j(v_s \omega t + 2\pi v \frac{x}{l})}; \quad (7.51)$$

$$A_{3z}^2 = \sum_n \sum_v \dot{C}_3 n_{л2} \cos \frac{\pi n z}{L_2} (ch \xi y + \dot{C}_4 sh \xi y) e^{j(v_s \omega t + 2\pi v \frac{x}{l})}; \quad (7.52)$$

$$A_{3x}^1 = -j \frac{l}{2L_1} \sum_n \sum_v \dot{C}_3 n_{л1} \frac{n}{v} \cos \frac{\pi n z}{L_1} (ch \xi y + \dot{C}_4 sh \xi y) e^{j(v_s \omega t + 2\pi v \frac{x}{l})}; \quad (7.53)$$

$$A_{3x}^2 = -j \frac{l}{2L_2} \sum_n \sum_v \dot{C}_3 n_{л2} \frac{n}{v} \cos \frac{\pi n z}{L_2} (ch \xi y + \dot{C}_4 sh \xi y) e^{j(v_s \omega t + 2\pi v \frac{x}{l})}; \quad (7.54)$$

где C_3, C_4 – постоянные интегрирования;

ξ, v_s – коэффициенты, зависящие от величины полюсного деления ЛАД, материала вторичного элемента и частоты тока.

Значения постоянных интегрирования и коэффициентов получены, исходя из граничных условий для составляющих магнитной индукции и напряженности магнитного поля на границах раздела областей при $y = 0; y = \delta; y = -\Delta_1$

$$\dot{C}_1 = th \left(\frac{\Delta_1 \dot{\xi}}{2} \right); \quad (7.55)$$

$$\dot{C}_2 = \dot{C}_3 = \frac{\dot{\xi}}{\lambda} \dot{C}_1; \quad (7.56)$$

$$C_4 = \frac{16\mu_0 \cdot \tau \cdot F_m}{\pi \cdot l^2}; \quad (7.57)$$

$$\lambda_1 = \sqrt{\left(\frac{2\pi\nu}{l}\right)^2 - \left(\frac{\pi d}{L_1}\right)^2}; \quad (7.58)$$

$$\lambda_2 = \sqrt{\left(\frac{2\pi\nu}{l}\right)^2 - \left(\frac{\pi d}{L_2}\right)^2}; \quad (7.59)$$

$$\dot{\xi} = \sqrt{\lambda^2 + j\nu_s \omega \gamma_3 \mu_0}; \quad (7.60)$$

$$\nu_s = 1 + \frac{2\tau\nu(1-s)}{l}, \quad (7.61)$$

где τ – полюсное деление ЛАД;

F_m – амплитудное значение первой гармоники МДС;

$\omega = 2\pi f$ – угловая частота;

s – скольжение.

Полученные соотношения позволяют определить расчетным путем магнитное поле в воздушном зазоре и в электропроводящей части вторичного элемента ЛАД и является основой электромагнитного расчета двигателя. Результаты этого расчета позволяют установить соотношения, определяющие тяговое, тормозное и догружающее усилия линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком и были ранее опубликованы мною в работах [27, 30, 35, 60, 65, 106, 108, 112].

На основании соотношения 7.42 и теоремы Умова-Пойтинга [143] определим величину электромагнитной мощности, передаваемой магнитным полем из индуктора во вторичный элемент

$$S_{эм} = j \frac{\omega \cdot L_i \cdot l^3 \cdot C_4^2}{16\pi \cdot \mu_0} \sum_n \sum_v (n_{li})^2 \lambda(v_k)^2 \frac{ch\lambda\delta + \dot{C}_2 sh\lambda\delta}{sh\lambda\delta + \dot{C}_2 ch\lambda\delta} \quad (7.62)$$

где $2L_i$ – период первой гармоники МДС по оси «z»;

n_{li} – коэффициент, учитывающий распределение МДС в зоне лобовых частей.

Активная и реактивная составляющая электромагнитной мощности определяются

$$\begin{cases} P_{эм} = R_e \dot{S}_{эм}; \\ Q_{эм} = JmS_{эм}. \end{cases} \quad (7.63)$$

Расчетные модели линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком корректно приводятся к моделям ЛАД с продольным магнитным потоком, поэтому на основании [103] тяговое усилие ЛАД, действующее в направлении оси «x» получено в виде

$$F_{mx} = -\frac{L_i \cdot l^3 \cdot C_4^2}{8\pi \cdot \mu_0} \sum_n \sum_v (n_{li})^2 v \lambda(v_k)^2 \frac{Jm\dot{C}_2}{|sh\lambda\delta + \dot{C}_2 ch\lambda\delta|^2}. \quad (7.64)$$

Усилие магнитного подвеса ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, действующее в направлении оси «y»

$$F_{my} = \frac{L_i \cdot l^3 \cdot C_4^2}{32\pi \cdot \mu_0} \sum_n \sum_v (n_{li})^2 \lambda^2(v_k)^2 \frac{1 - |\dot{C}_2|^2}{|sh\lambda\delta + \dot{C}_2 ch\lambda\delta|^2}. \quad (7.65)$$

Для двигателя, конструктивная схема которого изображена на рис.7.3, величина тягового усилия, развиваемого ЛАД 1

$$F_{mx1} = -\frac{L_1 \cdot l^3 \cdot C_4^2}{8\pi \cdot \mu_0} \sum_n \sum_v (n_{l1})^2 v \cdot \lambda(v_k)^2 \frac{Jm\dot{C}_2}{|sh\lambda\delta + \dot{C}_2 ch \lambda\delta|^2}. \quad (7.66)$$

Тяговое усилие для ЛАД 2

$$F_{mx2} = -\frac{L_2 \cdot l^3 \cdot C_4^2}{8\pi \cdot \mu_0} \sum_n \sum_v (n_{\lambda 2})^2 v \cdot \lambda(v_\kappa)^2 \frac{Jm\dot{C}_2}{|sh\lambda\delta + \dot{C}_2 ch \lambda\delta|^2}. \quad (7.67)$$

Вертикальное усилие, развиваемое ЛАД 1

$$F_{my1} = \frac{L_1 \cdot l^3 \cdot C_4^2}{32\pi \cdot \mu_0} \sum_n \sum_v (n_{\lambda 1})^2 \lambda^2(v_\kappa)^2 \frac{1 - |\dot{C}_2|^2}{|sh\lambda\delta + \dot{C}_2 ch \lambda\delta|^2}. \quad (7.68)$$

Вертикальное усилие, развиваемое ЛАД 2

$$F_{my2} = \frac{L_2 \cdot l^3 \cdot C_4^2}{32\pi \cdot \mu_0} \sum_n \sum_v (n_{\lambda 2})^2 \lambda^2(v_\kappa)^2 \frac{1 - |\dot{C}_2|^2}{|sh\lambda\delta + \dot{C}_2 ch \lambda\delta|^2}. \quad (7.69)$$

Механическая мощность, развиваемая ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком

$$P_{mx} = (1 - S)2\tau \cdot f \cdot F_{x\Sigma}. \quad (7.70)$$

Электрические потери в электропроводящей части вторичного элемента ЛАД

$$P_{\varepsilon 3} = P_{\varepsilon m} - P_{mx}. \quad (7.71)$$

Коэффициент полезного действия тягового ЛАД

$$\eta_{\varepsilon m} = \frac{P_{mx}}{P_{\varepsilon m}}. \quad (7.72)$$

Коэффициент мощности линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком

$$\cos \varphi = \frac{\operatorname{Re} \dot{S}_{\varepsilon m}}{\sqrt{(\operatorname{Re} \dot{S}_{\varepsilon m})^2 + (\operatorname{Im} \dot{S}_{\varepsilon m})^2}} \quad (7.73)$$

Коэффициенты и постоянные интегрирования определены выше (7.55-7.61) на основании граничных условий.

Эти исследования представляют основы теории ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком. Эти результаты позволили разработать методику и программу расчета интегральных характеристик линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком. Для ЛАД, конструкция которого изображена на рис. 7.3, рассчитаны электромеханические характеристики на основе предложенной квазитрехмерной теории и представлены в таблице 7.1. и на рис. 7.11.

Выполнен еще вариант расчета этой линейной машины при разделении ее на ЛАД с продольным и ЛАД с поперечным магнитным потоком. В диссертации выполнены исследования (главы 2 – 5), позволившие создать уточненные методики расчета линейных асинхронных двигателей с продольным и поперечным магнитным потоком. Произведены расчеты ЛАД с продольным и поперечным магнитным потоком по уточненным методикам [31, 64, 110, 112, 252]. Их результаты представлены в таблицах 7.2 и 7.3. В этом случае тяговое усилие ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком определилось суммированием механических усилий, развиваемых обоими двигателями.

Таблица 7.1

Электромеханические характеристики ЛАД
с продольно-поперечным магнитным потоком

S	I_{ϕ} , А	P_2 , Вт	F_x , Н	$\cos\varphi$	η
0,05	89,4	15900	266,5	0,26	0,6
0,1	111,4	26322	487,4	0,37	0,56
0,2	132,1	27794	536,4	0,38	0,45
0,3	168,3	25748	659,4	0,37	0,39
0,5	258,3	18401	613,4	0,33	0,25

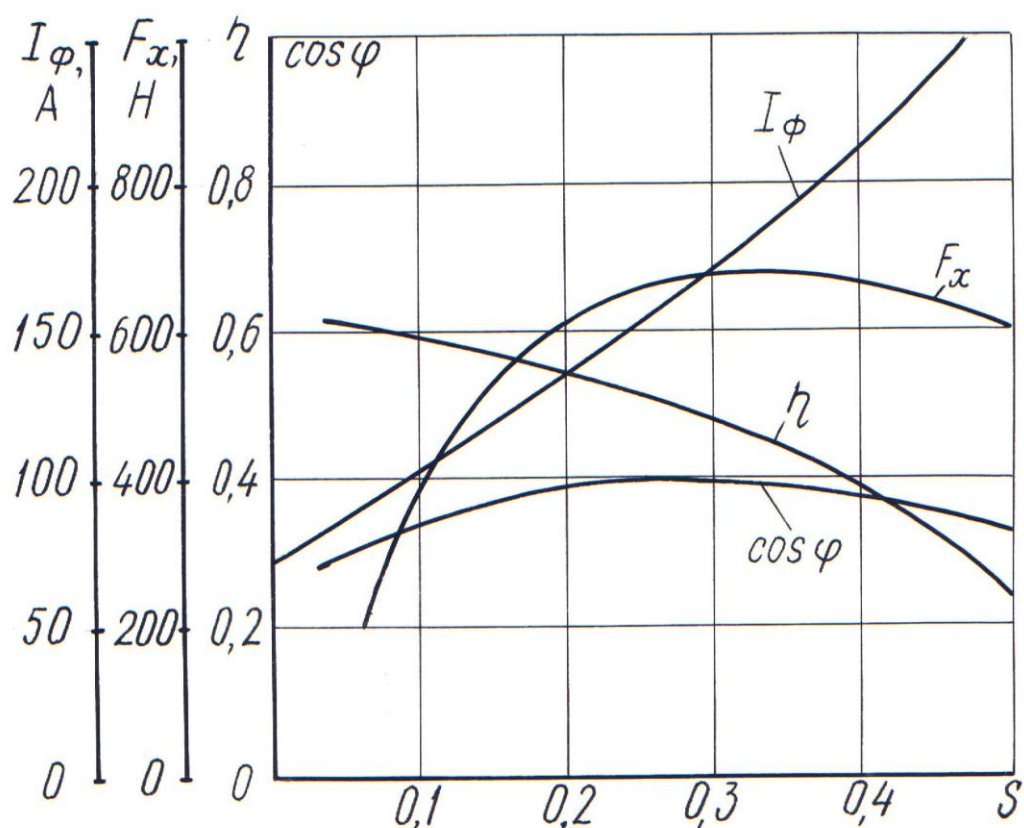


Рис. 7.11. Электромеханические характеристики ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком

Таблица 7.2

Электромеханические характеристики ЛАД с продольным магнитным потоком

S	I_ϕ , А	P_2 , Вт	F_x , Н	$\cos\varphi$	η
0,05	42,67	7049	123,7	0,25	0,69
0,1	48,22	12322	228,2	0,40	0,58
0,2	55,72	14448	301,0	0,46	0,51
0,3	76,15	19094	454,6	0,52	0,44
0,5	93,43	14171	472,4	0,45	0,30

Таблица 7.3

Электромеханические характеристики ЛАД
с поперечным магнитным потоком

S	I_{ϕ} , А	P_2 , Вт	F_x , Н	$\cos\varphi$	η
0,05	51,9	8050	141,2	0,27	0,5
0,1	62,8	12801	237,1	0,34	0,55
0,2	76,3	10147	211,4	0,3	0,4
0,3	82,0	7263	172,9	0,26	0,33
0,5	86,3	3671	122,4	0,20	0,2

При раздельном расчете ЛАД с продольным и поперечным магнитным потоком интегральные значения полезной мощности и тягового усилия в зоне рабочих скольжений определяются суммированием соответствующих результатов, приведенных в таблице 7.4. Сопоставление данных таблиц 7.1 и 7.4 свидетельствуют, что значения тяговых усилий, рассчитанные по квазитрехмерной теории (таблица 7.1), и интегральные значения (таблица 7.4), определенные расчетом ЛАД с продольным и ЛАД с поперечным магнитным потоком, отличаются менее, чем на 5 %. Графическое сопоставление тяговых усилий показано на рис. 7.12. Это свидетельствует о достоверности предложенного метода расчета линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком.

Таблица 7.4

Интегральные значения полезной мощности и тягового усилия

	P_2 , Вт	F_x , Н
0,05	15100	264,9
0,1	25123	465,2
0,2	26357	512,4
0,3	25595	627,5
0,5	17842	594,7

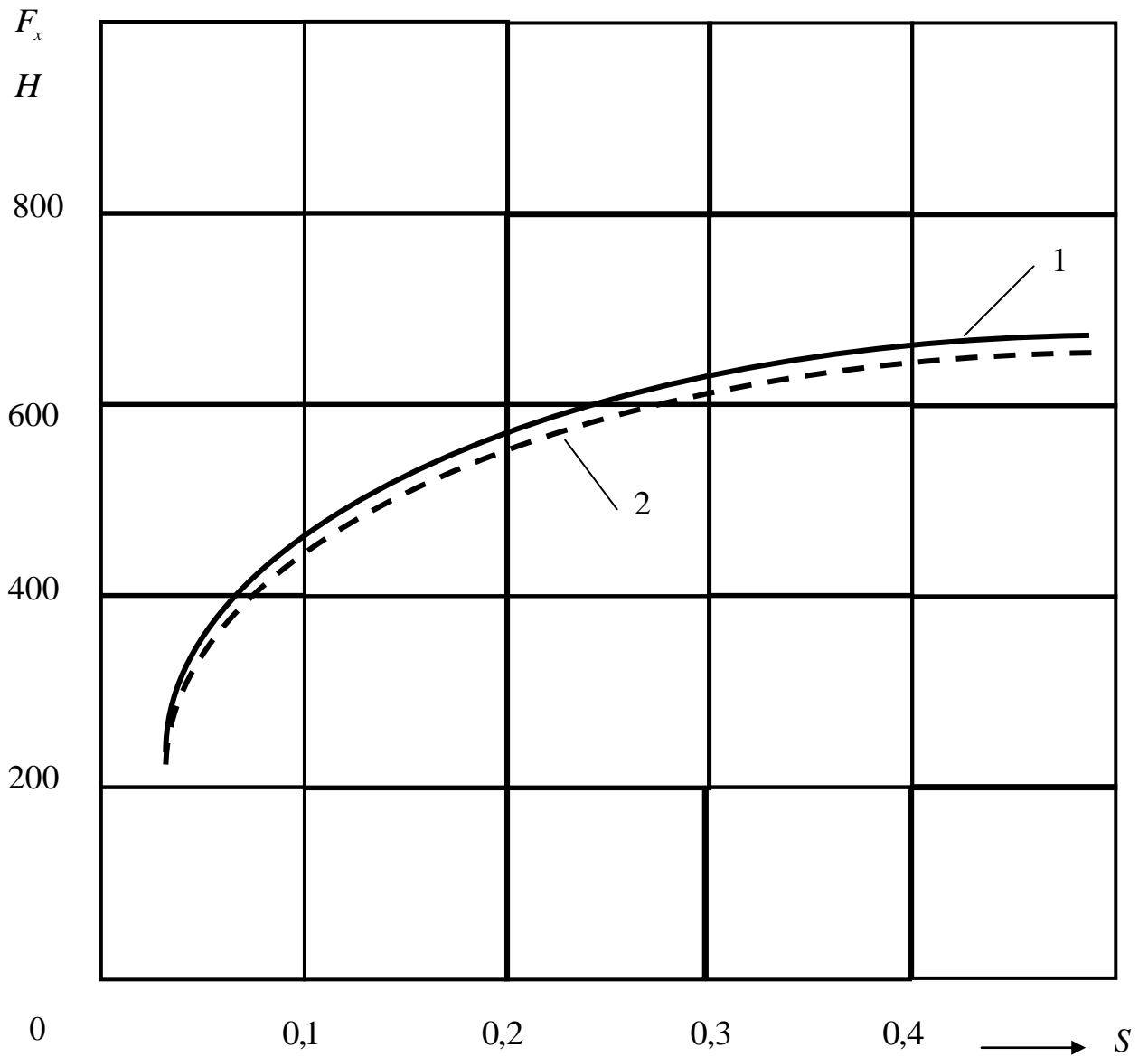


Рис. 7.12. Сопоставление тяговых усилий ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, рассчитанных:
1 – по методике, основанной на квазитрехмерной теории;
2 – отдельно для ЛАД с продольным и поперечным магнитными потоками с последующим суммированием полученных результатов

Представляет интерес сопоставление линейных асинхронных двигателей с продольным и поперечным замыканием магнитного потока, образованных при разбиении ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком на две линейные машины. Обе линейные машины имеют одинаковые трехфазные обмотки и одинаковые массы магнитопроводов.

При номинальном скольжении линейный асинхронный двигатель с продольным магнитным потоком развивает тяговое усилие, превышающее на 61 % усилие ЛАД с поперечным магнитным потоком.

Коэффициент полезного действия линейного асинхронного двигателя с продольным магнитным потоком составил 0,44, а ЛАД с поперечным потоком - 0,33, что на 25 % меньше.

Оказалось, что коэффициент мощности линейного асинхронного двигателя с продольным магнитным потоком на 50 % превышает коэффициент мощности ЛАД с поперечным магнитным потоком при номинальном скольжении 0,3.

Сопоставление линейных электродвигателей с продольным и поперечным магнитным потоком при равных массах индукторов показывает, что энергетические характеристики ЛАД с продольным магнитным потоком превосходят показатели машины с поперечным замыканием магнитного потока.

Выводы

1. Рассмотрены новые конструкции линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком, разработанные в РГУПС, с точки зрения целесообразности и эффективности их применения в тяговых электроприводах перспективного высокоскоростного магнитолевитационного транспорта и повышения безопасности движения.

2. Предложена методика аналитического определения МДС, позволяющая исследовать ее распределение в воздушном зазоре при любой конструкции индуктора тягового ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком для МЛТ.

3. Разработаны математические модели для новых конструкций индукторов тяговых линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком, позволяющие находить распределение магнитодвижущей силы ЛАД в воздушном зазоре между индуктором и вторичным элементом и устанавливать взаимосвязи между параметрами и размерами линейной машины и величиной МДС.

4. Решение полевой задачи позволило определить распределение векторного магнитного потенциала в воздушном зазоре и электропроводящей части вторичного элемента и рассчитывать интегральные характеристики тяговых ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком.

5. Сопоставление результатов показало, что расхождение данных расчетов тяговых ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, выполненных на основе предложенных теоретических положений и уточненных на основании данных исследований (главы 2 – 5) методикам при отдельном расчете машин с продольным и поперечным магнитным потоком не превышает 5 %.

8 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИЙ ПОПЕРЕЧНОЙ САМОСТАБИЛИЗАЦИИ ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПРОДОЛЬНО-ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА

8.1 Некоторые вопросы динамики экипажей магнитолевитационного транспорта

Некоторые вопросы динамики экипажей магнитолевитационного транспорта определяются несколькими основными показателями такими, как плавность движения, величина динамической нагрузки, ускорения и торможения. Динамика систем высокоскоростного магнитолевитационного транспорта исследовались многими научными работниками и инженерами [193-202, 204]. При движении высокоскоростного магнитолевитационного поезда с переменной скоростью (разгон, торможение, изменения уклона) изменяют усилия, действующие на транспортный экипаж и имеющие различное происхождение. Эти силы могут привести к нарушению устойчивости движения экипажа МЛТ, что снижает безопасность его движения. Одна из основных особенностей бесконтактного (на магнитном подвесе) движения скоростного транспортного средства состоит в сглаживающей способности магнитного поля [1]. Магнитные возмущения при движении экипажа МЛТ неизбежны, т.к. они отчасти обусловлены принципом действия скоростного транспорта.

Для обеспечения надежного и безопасного движения системы МЛТ необходимо, чтобы все магнитные силы, действующие на экипаж при неизменной скорости его перемещения, уравновешивали друг друга. Иначе возникает неустойчивое движение.

Оценку упруго диссипативных свойств электромагнитного подвеса экипажа МЛТ можно выполнить с учетом комплексного тягового усилия $F_z(t) = F_0 e^{j\omega t}$ и комплексного перемещения, подвешенного с помощью электромагнитных сил, экипажа $Z(t) = Z_0 e^{j\omega t}$ в направлении действия силы F_z [202].

Установлено, что упругие диссипативные силы при электромагнитном подвесе экипажа МЛТ (а именно такой тип подвеса и предусматривается для высокоскоростных поездов с линейными асинхронными двигателями) имеют экстремум (максимум) в диапазоне частот тока 15...25 Гц [202].

Очень важными для динамики магнитолевитационных экипажей являются аэродинамические возмущения, возникающие при высоких скоростях движения, реализуемых в плотных слоях атмосферы. В этих условиях движущийся с большой скоростью экипаж на магнитном подвесе всегда испытывает лобовое сопротивление из-за уплотнения воздуха, сопротивление на боковых поверхностях из-за завихрений воздуха и аэродинамические усилия на задней стенке (кабине) последнего вагона из-за разряжения воздуха. Установлено, что аэродинамическое сопротивление существенно зависит от скорости движения экипажа МЛТ. При 300 км/ч оно составляет 45 %, а уже при скорости 331 км/ч составляет 90 % общего сопротивления движению [1]. При исследовании динамики левитирующего экипажа полную аэродинамическую силу раскладывают на силу лобового сопротивления и подъемное усилия. Таков подход к анализу динамики экипажа МЛТ при его равномерном движении. Автором диссертации разработаны линейные асинхронные двигатели с продольно-поперечным магнитным потоком [16, 17], способные создавать усилия поперечной самостабилизации при боковых воздействиях на высокоскоростной магнитолевитационный экипаж. В первую очередь под боковыми воздействиями понимаются аэродинамические усилия, например, сильный боковой ветер. ЛАД [16, 17] и принцип их работы был описан в первой главе диссертации. В этой главе проведены исследования поперечных усилий, развиваемых линейными асинхронными двигателями с продольно-поперечным потоком при боковом смещении экипажа МЛТ относительно путевой структуры.

8.2 О расчете усилий поперечной стабилизации тяговых линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком для магнитолевитационного транспорта

Линейный асинхронный двигатель, предназначенный для создания тягового усилия высокоскоростного магнитолевитационного экипажа создает усилия стабилизации за счет схемы соединения катушек обмотки индуктора (рис. 8.1) [12]. На рис. 8.2 схематически изображена такая же обмотка индуктора ЛАД. Катушки обмотки, принадлежащие разным фазам, обозначены А, В и С. На этом рисунке показаны зеркальные отпечатки полюсов сердечника 1 индуктора и вторичный элемент 2 (например, рельс), расположенный по центру (без поперечного смещения) относительно индуктора. На 8.2 показаны полюсные деления индуктора ЛАД а продольном τ_z и в поперечном τ_x направлениях. Стрелками F_l и F_{np} обозначены на рис. 8.2 встречно бегущие магнитодвижущие силы (МДС) левой и правой частей индуктора линейного асинхронного двигателя.

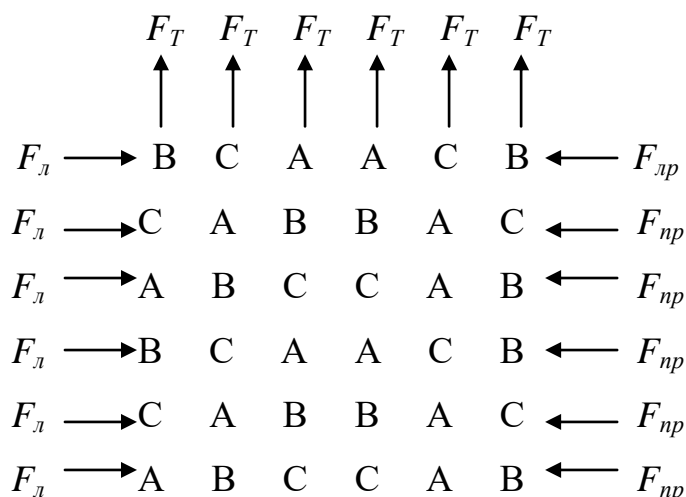


Рис. 8.1. Порядок подключения обмоток индуктора тягового ЛАД к фазам источника напряжения

Для определения усилий поперечной стабилизации рассмотрим любой поперечный ряд катушек обмотки ЛАД. Каждый поперечный ряд фактически представляет собой два одинаковых индуктора линейного асинхронного двигателя, магнитные поля которых направлены на встречу друг другу (рис. 8.2). Поэтому достаточно определить усилия, развиваемые каждым из одинаковых индукторов, и, используя принцип наложения, найти суммарное усилие поперечной стабилизации.

Расчетная модель элементарного индуктора ЛАД в поперечном направлении представлена на рис. 8.3. Имеем в виду, что распределение магнитодвижущей силы в поперечном направлении периодически.

Принимаем следующие допущения:

- 1) магнитная проницаемость магнитопровода стремится к бесконечности;
- 2) электрическая проводимость магнитопровода равна нулю;
- 3) ток электронного индуктора сосредоточен в бесконечно тонком слое на поверхности полюсов (зубцов) магнитопровода, обращенных к вторичному элементу;
- 4) ток индуктора создает в направлении оси «х» бегущую синусоидальную волну;
- 5) составляющие плотностей тока по оси «у» в индукторе и во вторичном элементе отсутствуют.

Система координат, принятая для анализа, содержит ось «х», направленную вдоль центральной осевой продольной линии элементарного индуктора, ось «у», направленную вверх и ось «z», направленную в поперечном элементарному индуктору направлении. Начало координат расположено в центре на поверхности вторичного элемента: δ – величина воздушного зазора; Δ_1 – толщина вторичного элемента. Показаны также размеры индуктора и вторичного элемента в поперечном направлении.

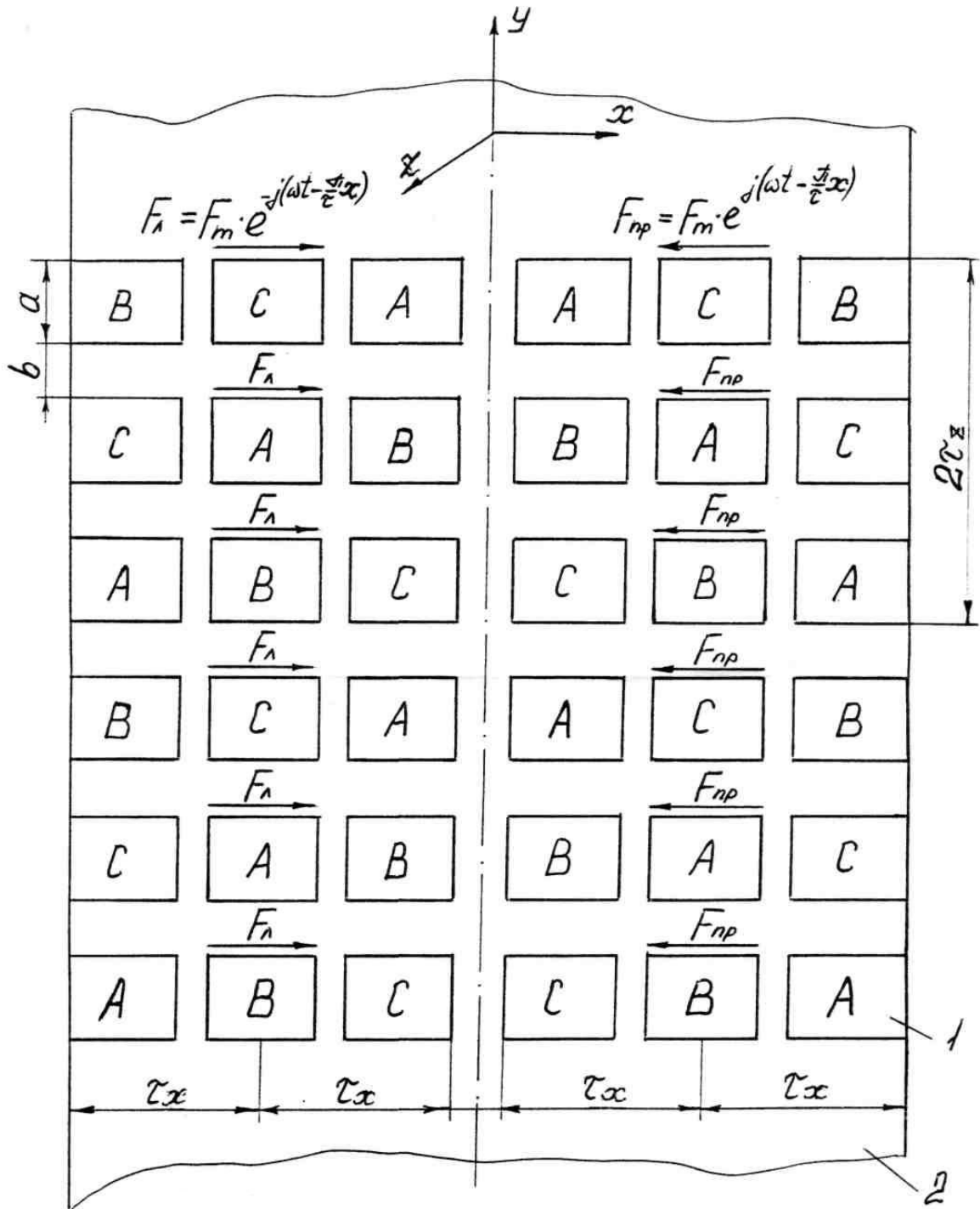


Рис. 8.2. Распределение катушек индуктора тягового ЛАД по фазам
 и МДС обмоток в поперечном направлении:
 1 – сердечник с обмоткой; 2 – электропроводящий,
 массивный вторичный элемент (рельс)

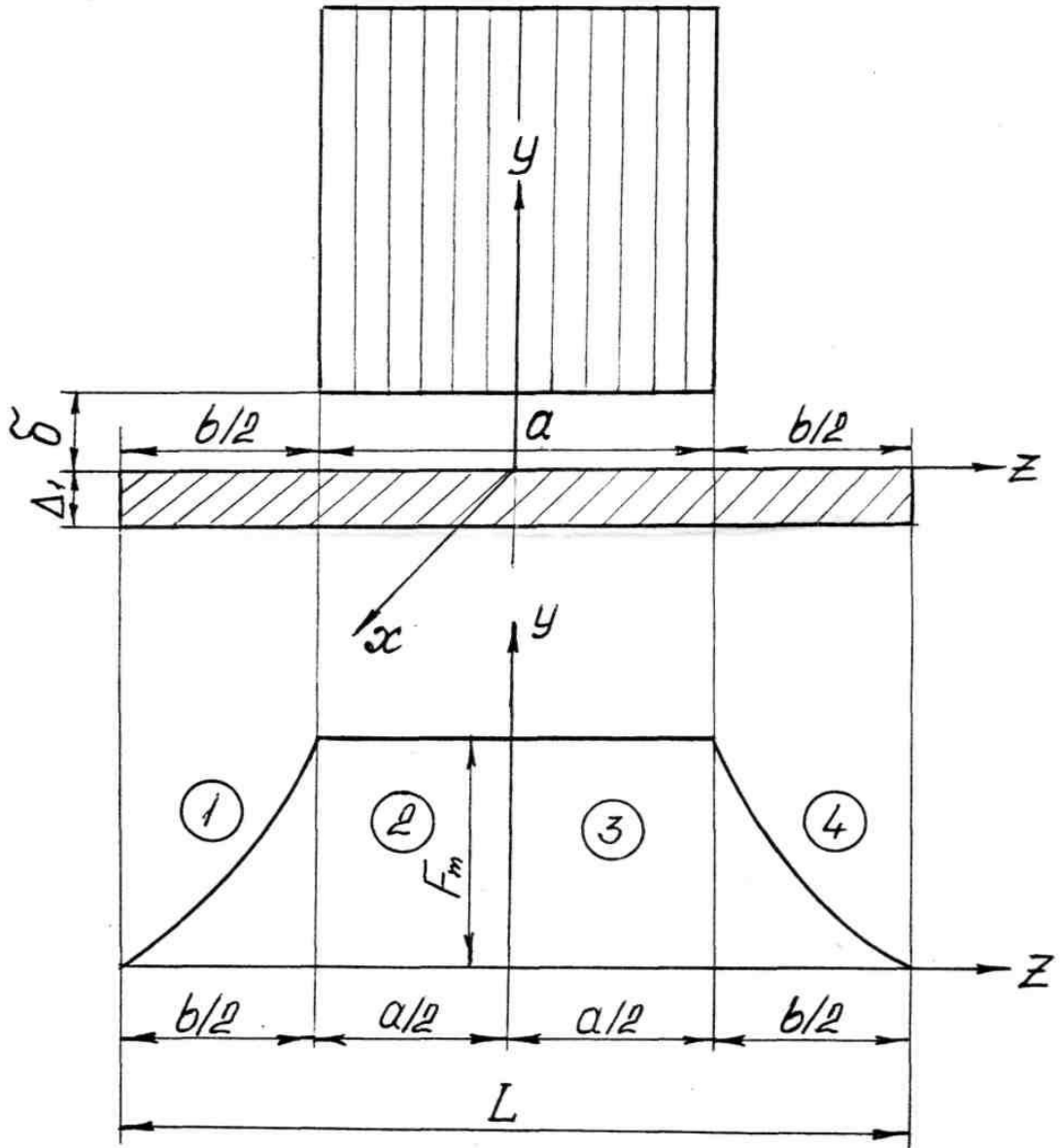


Рис. 8.3. Расчетная модель линейного асинхронного двигателя
в поперечном направлении

Расчетная модель элементарного индуктора ЛАД в продольном направлении идентична, представленной на рис. 7.7.

Определим магнитодвижущие силы в каждом из четырех зон, на которые разбит индуктор ЛАД в поперечном направлении (рис. 8.3).

Для элементарного индуктора, представляющего правую часть всего линейного асинхронного двигателя

$$F_{np1} = F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + a/2)}{b} \right] e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_x} x\right)}; \quad (8.1)$$

$$F_{np2} = F_{np3} = F_m \cdot e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_x} x\right)}; \quad (8.2)$$

$$F_{np4} = F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - a/2)}{b} \right] e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_x} x\right)}. \quad (8.3)$$

В соответствии со сделанными допущениями и расчетными моделями элементарного индуктора ЛАД магнитодвижущая сила представляет собой периодическую функцию с периодом $T_x = l$ по оси «x» и с периодом $T = 2 \cdot L$ по оси «z» (рис. 7.7 и 8.3), заданную следующим образом:

$$F_{gh}(x, z, t) = \begin{cases} F_m \cdot e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)}; \\ \text{при: } -p\tau \leq x \leq p\tau; -a/2 \leq z \leq a/2; \\ F_m \left[1 - \frac{\pi(z - a/2)}{b} \right] e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)}; \\ \text{при: } -p\tau \leq x \leq p\tau; a/2 \leq z \leq a/2 + b/2; \\ F_m \left[1 + \frac{\pi(z + a/2)}{b} \right] e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)}; \\ \text{при: } -p\tau \leq x \leq p\tau; -\left(\frac{a+b}{2}\right) \leq z \leq -\frac{a}{2}, \end{cases} \quad (8.4)$$

где $F_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} q \cdot m \cdot W_k \cdot I_k \cdot k_{o\delta}$;

q – число пазов на полюс и фазу;

m – число фаз;

W_k – число витков катушки обмотки;

I_k – ток катушки обмотки;

$k_{об}$ – обмоточный коэффициент для первой гармоники тока.

Магнитодвижущая сила элементарного индуктора с учетом (8.4) может быть представлена в виде двойного ряда Фурье [109]:

$$F_{np}(x, z, t) = \frac{8\tau F_m}{\pi^2 \cdot l} \sum_n \sum_v n_\Lambda \cos\left(\frac{\pi n z}{L}\right) \cdot v_k \cdot e^{j\left(\omega t + 2\pi v \frac{x}{l}\right)}, \quad (8.5)$$

где n – целое положительно и нечетное число – порядок гармонической составляющей в направлении «z» – для первой гармоники составляет $2L$;

v – любое целое, положительное или отрицательное число – порядок гармоники распределения МДС в направлении «x»;

n_Λ – коэффициент, учитывающий распределение МДС в области любых частей обмотки: зонах 1 и 4 (рис. 8.3)

$$n_\Lambda = \frac{1}{n \left[1 - \left(2n \frac{b}{2l} \right)^2 \right]} \left[\sin \frac{\pi n (a/2 + b/2)}{L} - 2n \frac{b}{2L} \cos \left(\frac{\pi n a}{2L} \right) \right], \quad (8.6)$$

где v_k – коэффициент, учитывающий число полюсов.

Уравнение электронного поля элементарного индуктора, как и в седьмой главе, определяются при помощи векторного магнитного потенциала. Для них справедливы полученные ранее в седьмой главе соотношения.

Определим электромагнитную мощность, передаваемую посредством магнитного поля от индуктора к вторичному элементу ЛАД

$$\dot{S}_{ЭМ} = j \frac{\omega_1 \cdot L \cdot l^3 \cdot C_4^2}{16\pi^2 \cdot \mu_0} \sum_n \sum_v (n_\Lambda)^2 \lambda(v_k)^2 \frac{ch\lambda\delta + \dot{C}_2 sh\lambda\delta}{sh\lambda\delta + \dot{C}_2 ch\lambda\delta}. \quad (8.7)$$

Активная и реактивная составляющие электромагнитной мощности:

$$\begin{cases} P_{\text{ЭМ}} = \text{Re } \dot{S}_{\text{ЭМ}}; \\ Q_{\text{ЭМ}} = \text{Im } \dot{S}_{\text{ЭМ}}. \end{cases} \quad (8.8)$$

Усилие поперечной стабилизации по аналогии с [203] определяются соотношением:

$$F_{\text{хпр}} = -\frac{l^3 \cdot L \cdot C_4^2}{8\pi\mu_0} \sum_n \sum_v (n_\Lambda)^2 \cdot v \cdot \lambda \cdot (v_k)^2 \frac{\text{Im } \dot{C}_2}{|sh\lambda\delta + \dot{C}_2 ch\lambda\delta|^2}. \quad (8.9)$$

Механическая мощность, развиваемая индуктором ЛАД определится на основании [23]:

$$P_{\text{МХ}} = (1-s)2\tau \cdot f_1 \cdot F_x. \quad (8.10)$$

Электрические потери во вторичном элементе:

$$P_{\text{ЭЛ2}} = P_{\text{ЭМ}} - P_{\text{МХ}}. \quad (8.11)$$

Коэффициент полезного действия элементарного ЛАД:

$$\eta_{\text{ЭМ}} = \frac{P_{\text{МХ}}}{P_{\text{ЭМ}}}. \quad (8.12)$$

Коэффициент мощности линейного асинхронного двигателя:

$$\cos\varphi = \frac{\text{Re } \dot{S}_{\text{ЭМ}}}{\sqrt{(\text{Re } \dot{S}_{\text{ЭМ}})^2 + (\text{Im } \dot{S}_{\text{ЭМ}})^2}}. \quad (8.13)$$

Коэффициенты и постоянные интегрирования определены на основании граничных условий для составляющей магнитной индукции и напряженности магнитного поля по аналогии с [104, 106] на поверхностях $y = 0$; $y = \delta$; $y = -\Delta_1$

$$C_4 = \frac{16\mu_0 \cdot \tau \cdot F_m}{\pi d^2}; \quad (8.14)$$

$$\dot{C}_1 = th\left(\frac{\Delta_1 \cdot \xi}{2}\right); \quad (8.15)$$

$$\dot{C}_2 = \dot{C}_3 = \frac{\xi}{\lambda} \dot{C}_1; \quad (8.16)$$

$$\lambda = \sqrt{\left(\frac{2\pi v}{l}\right)^2 - \left(\frac{\pi n}{L}\right)^2}; \quad (8.17)$$

$$\dot{\xi} = \sqrt{\lambda^2 + jv_s \cdot \omega \cdot \gamma \cdot \mu_0}; \quad (8.18)$$

$$v_s = 1 + \frac{2\pi v(1-s)}{l}. \quad (8.19)$$

Для любого элементарного индуктора, представляющего левую часть всего линейного асинхронного двигателя в поперечном направлении, магнитодвижущие силы определяются для каждой из четырех зон (рис. 8.2 и 8.3)

$$F_{Л1} = F_m \left[1 + \sin \frac{\pi(z + a/2)}{b} \right] e^{-j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_x} x\right)}; \quad (8.20)$$

$$F_{Л2} = F_{Л3} = F_m \cdot e^{-j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_x} x\right)}; \quad (8.21)$$

$$F_{Л4} = F_m \left[1 - \sin \frac{\pi(z - a/2)}{b} \right] e^{-j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_x} x\right)}. \quad (8.22)$$

Расчетные модели для левых и правых индукторов ЛАД одинаковы, поэтому для любого элементарного индуктора левой стороны магнитодвижущая сила представляет собой периодическую функцию с периодом $T_x = l$ по оси «x» и с периодом $T_z = 2L_1$ по оси «z» (рис. 7.7 и 8.3), которая задана следующим образом:

$$F_{np}(x, z, t) = \begin{cases} F_m \cdot e^{-j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_x}\right)}; \\ \text{при: } -p\tau \leq x \leq p\tau; -a/2 \leq z \leq a/2; \\ F_m \left[1 - \frac{\pi(z - a/2)}{e} \right] e^{-j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_x}\right)}; \\ \text{при: } -p\tau \leq x \leq p\tau; a/2 \leq z \leq a/2 + b/2; \\ F_m \left[1 + \frac{\pi(z + a/2)}{b} \right] e^{-j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_x}\right)}; \\ \text{при: } -p\tau \leq x \leq p\tau; -\left(\frac{a+b}{2}\right) \leq z \leq -\frac{a}{2}. \end{cases} \quad (8.23)$$

Сопоставляя выражения (8.4) и (8.23) нетрудно заметить, что МДС элементарных индукторов правой и левой частей общего ЛАД при симметричном расположении вторичного элемента 2 относительно продольной оси машины (рис. 8.2) равны по величине и направлению навстречу друг другу. Эти магнитодвижущие силы возбуждают одинаковые бегущие навстречу друг другу магнитные поля, взаимодействующие с токами вторичного элемента ими индуцированными. При этом взаимодействии создаются одинаковые по величине, но направленные навстречу друг другу механические усилия F_x (8.9), которые взаимно уравновешиваются. Механические усилия, действующие слева направо, определяется тем же соотношением (8.9).

При поперечном смещении вторичного элемента 2 нарушается симметрия ЛАД (рис. 8.4). Элементарные индукторы правой части линейного электродвигателя при взаимодействии с вторичным элементом, остаются такими же, как и раньше (рис. 8.2 и 8.4). Элементарные индукторы левой части ЛАД превращаются в двухфазные несимметричные линейные электродвигателя (рис. 8.4), обмотки которых при протекании ним тока возбуждают бегущие слева направо эллиптические магнитные поля, пересекающие вторичный элемент и индуцирующие в нем электродвижущие силы и токи. Токи вторичного элемента при взаимодействии с эллиптическими магнитными полями создают механические усилия, действующие слева направо.

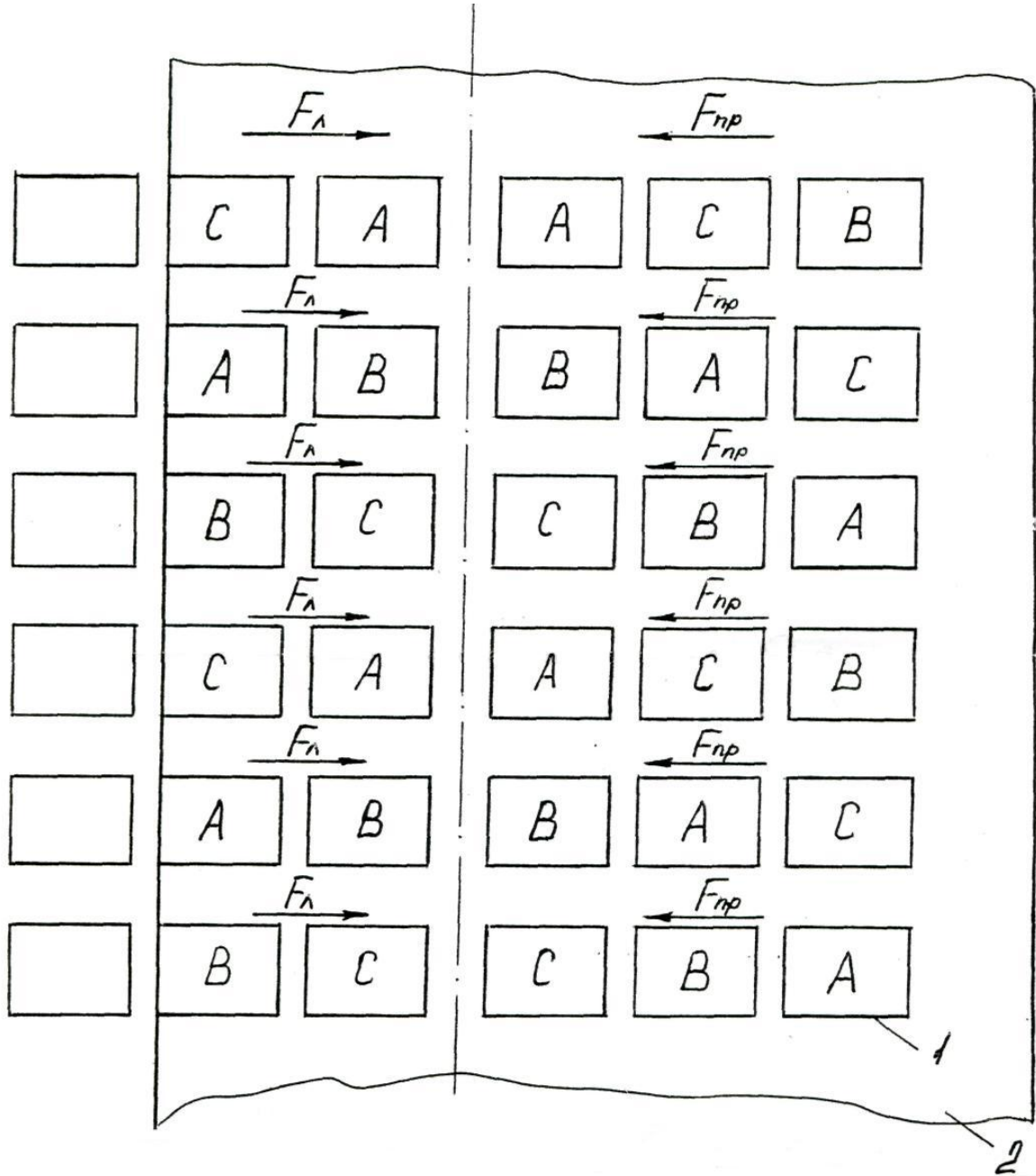


Рис. 8.4. Смещение вторичного элемента тягового ЛАД при боковом воздействии вправо относительно рельса на одно зубцовое деление:

1 – сердечник с обмоткой; 2 – рельс

Очевидно, что эти усилия меньше усилий, действующий на вторичный элемент в поперечном направлении с лева на право. Под воздействием разности этих сил вторичный элемент будет смещаться влево, т.е. он займет симметричное положение относительно индуктора ЛАД, соответствующие рис. 8.2.

Стабилизирующие усилия, создаваемые элементарными индукторами правой стороны ЛАД (рис. 8.4), определяются соотношением (8.9).

Определим магнитодвижущую силу элементарного индуктора левой части ЛАД. Двухфазный индуктор создает эллиптическое бегущее магнитное поле, которое можно представить в виде двух встречно бегущих симметричных магнитных полей по аналогии с тем, как это сделано в [203]. Если обмотки ЛАД питаются симметричной системой трехфазных токов, то токи в каждой из фаз двухфазного индуктора сдвинуты во времени на 120^0 (рис. 8.4) МДС фаз сдвинуты также на такой же угол. При ненасыщенной системе индуктора на такой же угол сдвинуты и их магнитные потоки. В тоже время обмотки фаз сдвинуты в пространстве на 120^0 (рис. 8.4). Магнитное поле каждой из фаз электронного индуктора будет пульсирующим в пределах длины его сердечника.

Определим амплитуды прямо- и обратно бегущих магнитодвижущих сил элементарного двухфазного индуктора, обмотки которых подключены, например, к фазам А и В источника трехфазного напряжения.

Амплитуда симметрична прямо бегущей магнитодвижущей силы:

$$F_1 = \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Bm}^2 + 2F_{Am} \cdot F_{Bm} \cdot \cos(\theta - \beta)}, \quad (8.24)$$

где F_{Am} – амплитуда МДС фазы А;

F_{Bm} – амплитуда МДС фазы В;

θ – угол пространственного сдвига обмоток фаз А и В;

β – угол временного сдвига токов в обмотках фаз А и В.

Для конкретного случая (рис. 8.5) амплитуда прямо бегущей магнитодвижущей силы:

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Bm}^2 + 2F_{Am} \cdot F_{Bm} \cdot \cos(120^\circ - 120^\circ)} = \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Bm}^2 + 2F_{Am} \cdot F_{Bm}}. \end{aligned} \quad (8.25)$$

Если $F_{Am} = F_{Bm}$, то

$$F_1 = \frac{1}{2} \sqrt{4F_{Am}^2} = F_{Am}.$$

Амплитуда симметричной обратно бегущей магнитодвижущей силы:

$$F_2 = \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Bm}^2 + 2F_{Am} \cdot F_{Bm} \cdot \cos(\theta + \beta)}, \quad (8.26)$$

Для рассматриваемого варианта ЛАД (рис. 8.4) амплитуда обратно бегущей МДС

$$\begin{aligned} F_2 &= \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Bm}^2 + 2F_{Am} \cdot F_{Bm} \cdot \cos(\theta + \beta)} = \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Bm}^2 + 2F_{Am} \cdot F_{Bm} \cos(120^\circ + 120^\circ)}. \end{aligned} \quad (8.27)$$

При питании обмотки ЛАД от источника симметричного трехфазного напряжения всегда $F_{Am} = F_{Bm}$; $\cos 240^\circ = -0,5$, тогда

$$F_2 = \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Am}^2 + 2F_{Am} \cdot F_{Am} \cdot (-0,5)} = \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2} = \frac{F_{Am}}{2}.$$

На основании [207] усилие, действующее в каждом элементарном индукторе в поперечном направлении, определяется соотношением

$$F_{л} = C_M (F_1^2 - F_2^2), \quad (8.28)$$

где C_M – коэффициент, зависящий от конструкции индуктора ЛАД.

Определим усилие одного элементарного, поперечно расположенного индуктора ЛАД при боковом смещении ВЭ на одно зубцовое деление вправо

$$F_{\Lambda_{120^0}} = C_M \left[F_{Am}^2 - \left(\frac{F_{AM}}{2} \right)^2 \right] = \frac{3}{4} F_{AM}^2.$$

Если боковой сдвиг ВЭ относительно индуктора ЛАД вправо увеличивается и составит 150^0 , то по отношению к вторичному элементу двухфазного индуктора это является как бы увеличением пространственного угла θ .

Определим для этого случая значения прямо- и обратно вращающихся МДС и величину усилия, действующего слева направо.

$$F_1 = \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Bm}^2 + 2F_{Am} \cdot F_{Bm} \cdot \cos(150 - 120)};$$

$$F_{Am} = F_{Bm} \text{ и } \cos 30^0 = 0,866;$$

$$F_1 = \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Am}^2 + 2F_{Am} \cdot F_{Am} \cdot 0,866} = \frac{1}{2} \sqrt{3,732F_{Am}^2} = 0,966F_{Am};$$

$$F_2 = \frac{1}{2} \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Am}^2 + 2F_{Am} \cdot \cos(150 + 120)}, \cos 270^0 = 0;$$

$$F_2 = \frac{1}{2} \sqrt{2F_{Am}^2} = \frac{\sqrt{2}}{2} F_{Am} = 0,707F_{Am}.$$

$$F_2 = \frac{1}{2} \sqrt{2F_{Am}^2} = \frac{\sqrt{2}}{2} F_{Am} = 0,707F_{Am};$$

$$F_{\Lambda_{150^0}} = c_M \left[(0,966 \cdot F_{Am})^2 - (0,707 \cdot F_{Am})^2 \right] = 0,433c_M.$$

Видно, что при увеличении угла пространственного сдвига обмоток двухфазного ЛАД и при неизменности фазового сдвига токов в обмотках увеличивается значение МДС F_2 обратно бегущего магнитного поля, а механическая сила, действующая слева направо, уменьшается.

Динамические качества при поперечной самостабилизации экипажа МЛТ с ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком могут быть повышены при использовании линейного двигателя [17], конструкция и принцип действия которого описаны в первой главе диссертации. Данный ЛАД содержит два параллельно расположенных одинаковых индуктора и, если его вторичный элемент имеет одинаковое сечение по всей ширине, то расчетная модель машины идентичны, представленным на рисунках 8.3 и 7.7. При боковом смещении экипажа МЛТ поперечное усилие стабилизации будет меньшим при одинаковой мощности ЛАД, поскольку динамическое стабилизирующее усилие будет создаваться не всеми катушками обмотки, а только половиной из них (рис. 8.5).

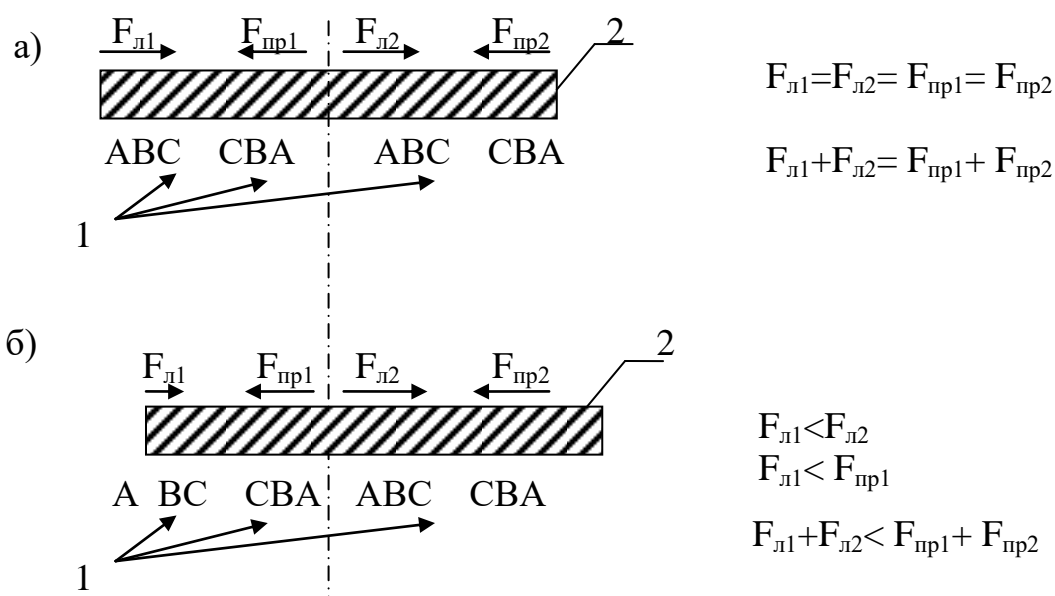


Рис. 8.5. Расположение вторичного элемента ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком относительно индуктора:

а) – симметричное; б) – несимметричное при боковом смещении вправо;

1 – индуктор; 2 – вторичный элемент

При симметричном расположении вторичного элемента ЛАД относительно индуктора (рис. 8.5, а) он пересекается четырьмя встречно бегущими магнитными полями, созданными группами катушек обмотки: А; В; С и С; В; А и А; В; С и С; В; А. Эти бегущие магнитные поля индуцируют во вторичном элементе электродвижущие силы и вихревые токи. Взаимодействие встречно бегущих в поперечном направлении магнитных полей с токами, ими индуцированными создаются механические усилия $F_{л1}$, $F_{л2}$, F_{np1} и F_{np2} , одинаковы по величине и взаимно уравнивают друг друга (рис. 8.5, а) и не оказывают никакого влияния на продольное движение высокоскоростного транспортного экипажа. Следует заметить, что каждое из поперечно направленных усилий создается не половиной катушек обмотки, как в случае, представленном на рис. 8.2 и 8.4, а только четвертью катушек обмотки, образующих поперечные ряды.

При боковом смещении ВЭ вправо относительно индуктора линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком (рис. 8.5, б). Видно, что в данном случае усилие $F_{л1}$ будет меньше усилий F_{np1} , $F_{л2}$ и F_{np2} , т.к. оно создается в результате взаимодействия бегущего эллиптического магнитного поля, создаваемого токами только двух катушек В и С, с вихревыми потоками ВЭ. Эти вихревые потоки индуцируются эллиптическим магнитным полем, бегущим слева направо. Как и ранее (рис. 8.5, а), усилие $F_{л2}$ и F_{np2} будут взаимно уравновешены, а усилие $F_{л1}$ будет меньше усилия F_{np1} и под действием разности сил $F_{np1} - F_{л1}$ транспортный экипаж будет стремиться вернуться в прежнее симметричное положение (рис. 8.5, а). Здесь усилие, под действием которого высокоскоростной экипаж возвращается в исходное симметричное положение будет меньше, чем в предыдущем случае (рис. 8.2 и 8.4) при одной и той же мощности тягового ЛАД. Это объясняется тем, что усилия стабилизации в первом случае создается всей системой катушек поперечного ряда, а во втором случае – только половиной поперечного ряда катушек. Сам же процесс поперечной самостабилизации экипажа МЛТ будет более плавным. Расчет усилий

стабилизации может производиться по соотношениям, аналогичным (8.4) – (8.9).

Если же вторичный элемент содержит участки с меньшими сечениями (с большими активными сопротивлениями) [17], то картина поперечной самостабилизации будет иной. Характер этого процесса подробно описан в первой главе диссертации. Усилия поперечной стабилизации при конструкции ЛАД [17] будут значительно большими, чем у иных вариантов конструкции линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком для ВСНТ. Для расчета усилий поперечной самостабилизации может быть использован тот же подход, что применен выше (в седьмой главе и первых параграфах данной главы диссертации). Использование новых конструкций ЛАД [17, 262] с двойной поперечной самостабилизацией для высокоскоростного движения позволит улучшить поперечную динамику экипажа и повысить безопасность движения [209, 255, 256, 258, 259].

8.3 Определение усилия поперечной самостабилизации тягового линейного асинхронного двигателя методом токовых контуров

Рассмотрим полевую задачу для определения усилия поперечной самостабилизации тягового ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком. Именно эти усилия определяют качество боковой стабилизации высокоскоростных экипажей на магнитном подвесе. Расчетную модель получим на основе рис. 8.2, где показан схематически ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, имеющий индуктор с явнополюсным строением магнитной системы 1. Вторичный элемент 2 имеет ширину $2c$. Прямоугольные токовые контуры соответствуют явно выраженным полюсам с обмотками, по которым протекают синусоидальные трехфазные токи.

Силу поперечного бокового смещения определим, используя двумерную модель, представленную на рис. 8.6.

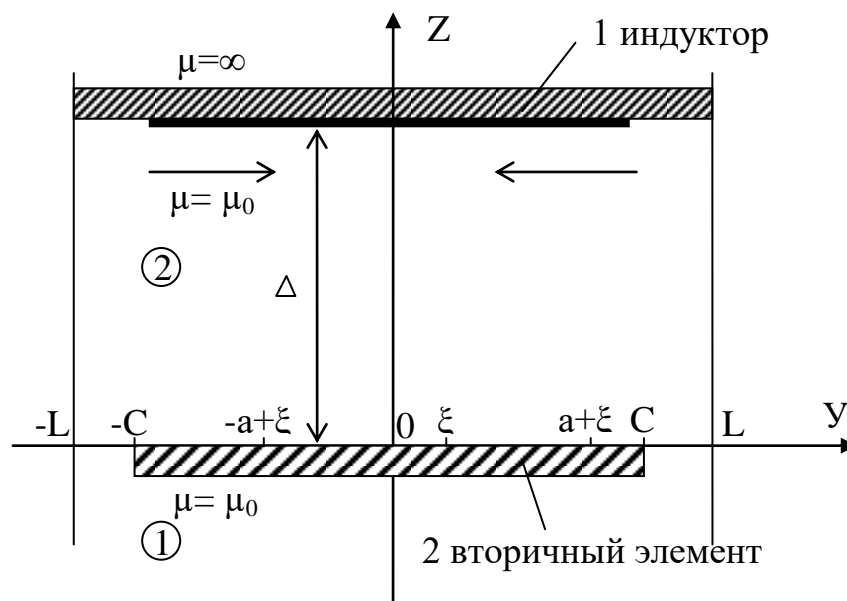


Рис. 8.6. К формулированию полевой задачи для расчета силы бокового смещения (самостабилизации):

стрелки обозначают направление встречно бегущих магнитных полей

На рис. 8.6 символом ξ обозначено поперечное смещение; Δ - воздушный зазор между индуктором и вторичным элементом; L – пространственный полу-период; $2c$ – ширина ВЭ.

Полагаем, что: магнитная проницаемость сердечника индуктора равна бесконечности; длины индуктора ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком и вторичного элемента в направлении движения бесконечно велики, а при этом каждый из них имеет конечную ширину (рис. 8.6). Предположим, что ток индуктора расположен в бесконечно тонком слое на поверхности его зубцов, обращенному к вторичному элементу. Ток индуктора создает в поперечном направлении два встречно бегущих магнитных поля. При смещении индуктора (или ВЭ) относительно вторичного элемента (индуктора ЛАД) в поперечном направлении на величину ξ создается механическая сила F_y бокового смещения. При анализе полагаем, что толщина вторичного элемента Δ_1 стремится к нулю, а его электропроводность σ к бесконечности так, чтобы

$$\lim_{\Delta_1 \rightarrow 0; \sigma \rightarrow \infty} \sigma \cdot \Delta_1 = H = const. \quad (8.29)$$

Кроме того, имеем в виду, что в поперечном направлении (по оси «у») ток, МДС и магнитный поток периодичны и имеют период $2L$.

Определим магнитное поле, которое создает токовый слой на поверхности индуктора, протекающий в плоскости $z = \Delta$ (рис. 8.6) и направленный в сторону движения по оси «х»

$$\delta = \begin{cases} 0, & y \in [-L - a + \xi) \cup (a + \xi, L]; \\ \delta_0 \cdot e^{j(\omega t - \alpha y)}, & y \in [-a + \xi; \xi]; \\ \delta_0 \cdot e^{j(\omega t + \alpha y)}, & y \in [\xi; a + \xi]. \end{cases} \quad (8.30)$$

Двумерную полевую задачу решим при помощи векторного магнитного потенциала, связанного с электромагнитным полем соотношениями

$$\dot{E} = -\frac{\partial \dot{A}}{\partial t}; \quad (8.31)$$

$$\dot{H}_y = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial \dot{A}}{\partial z}; \quad (8.32)$$

$$\dot{H}_z = -\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial \dot{A}}{\partial y}. \quad (8.33)$$

При заданной плотности тока индуктора ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком (8.30) векторный магнитный потенциал представлен в виде

$$A(y, z, t) = A_0(y, z)e^{j\omega t}. \quad (8.34)$$

Определим начальное значение векторного магнитного потенциала $A_0(y, z)$, причем ниже индекс «0» опускаем.

Подставляем (8.32) и (8.33) в уравнения Максвелла

$$rot \dot{H} = \dot{\delta}; \quad (8.35)$$

$$\operatorname{div} \dot{H} = 0, \quad (8.36)$$

получим уравнение, известное из математики как уравнение Лапласа

$$\frac{\partial^2 A^{1,2}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A^{1,2}}{\partial z^2} = 0. \quad (8.37)$$

Решения уравнения (8.37) должны удовлетворять следующим условиям

$$A^{1,2}(y, z) = A^{1,2}(y+2L, z); \quad (8.38)$$

$$\left. \frac{\partial A^2}{\partial z} \right|_{z=\Delta} = \begin{cases} 0 & y \in [-L, -a+\xi] \cup [a+\xi, L]; \\ \mu_0 \delta_0 e^{-j\alpha y} & y \in [-a+\xi, \xi]; \\ \mu_0 \delta_0 e^{j\alpha y} & y \in [\xi, a+\xi]; \end{cases} \quad (8.39)$$

$$A^1 \Big|_{z=0} = A^2 \Big|_{z=0}; \quad (8.40)$$

$$\left. \frac{\partial A^1}{\partial z} \right|_{z=0} = \begin{cases} \left. \frac{\partial A^2}{\partial z} \right|_{z=0}, & y \in [-L, -C] \cup [C, L]; \\ \left(\frac{\partial A^2}{\partial z} - j\omega\mu_0 H A^{1,2} \right), & y \in [-C, C]; \end{cases} \quad (8.41)$$

$$\lim_{z \rightarrow -\infty} \left| \frac{\partial A^1}{\partial z} \right| = 0. \quad (8.42)$$

Решение уравнения (8.37), удовлетворяющее условиям (8.38) – (8.42), ИМЕЮТ ВИД

$$A^1(y, z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \dot{A}_m^1 \cdot e^{|\vartheta_m|z} \cdot e^{j|\vartheta_m|y}; \quad (8.43)$$

$$A^2(y, z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\dot{A}_{1m}^2 \operatorname{ch} \vartheta_m z + \dot{A}_{2m}^2 \operatorname{sh} \vartheta_m z \right) \cdot e^{j|\vartheta_m|y}. \quad (8.44)$$

где \dot{A} – коэффициент Фурье для векторного магнитного потенциала;

$$\mathcal{G}_m = \frac{m\Delta}{L}; \quad m = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3, \dots$$

Значение постоянных в соотношениях (8.43) и (8.44) определяются из выражений (8.39) – (8.41). Разлагая (8.39) в ряд Фурье [113], получим

$$\dot{A}_{1m}^2 \cdot \mathcal{G}_m \cdot sh \mathcal{G}_m \cdot \Delta + \dot{A}_{2m}^2 \cdot \mathcal{G}_m \cdot ch \mathcal{G}_m \cdot \Delta = j \frac{\mu_0 \delta_0}{2L} \cdot \lambda_m, \quad (8.45)$$

где коэффициент λ_m определяется в виде

$$\lambda_m = \frac{e^{-j(\alpha+\mathcal{G}_m)\xi} [1 - e^{j(\alpha+\mathcal{G}_m)\alpha}]}{\alpha + \mathcal{G}_m} + \frac{e^{j(\alpha-\mathcal{G}_m)\xi} [1 - e^{j(\alpha-\mathcal{G}_m)\alpha}]}{\alpha - \mathcal{G}_m}. \quad (8.46)$$

Из условия (8.42) следует, что

$$\dot{A}_m^1 = \dot{A}_{1m}^2. \quad (8.47)$$

Приравняв коэффициенты Фурье для векторного магнитного потенциала для левой и правой частей соотношения (8.41) и учитывая равенство (8.47), после ряда преобразований получим

$$|\mathcal{G}_m| \dot{A}_{1n}^2 = \mathcal{G}_n \dot{A}_{2n}^2 - \frac{j\mu_0 \omega H}{L} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(\mathcal{G}_m - \mathcal{G}_n) \cdot c}{(\mathcal{G}_m - \mathcal{G}_n)} \cdot \dot{A}_{1m}^2, \quad (8.48)$$

где $n = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3, \dots$

Определив из (8.45) \dot{A}_{2n}^2 и подставляя это значение коэффициента Фурье в (8.48), после ряда преобразований получим

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[\frac{\sin(\mathcal{G}_m - \mathcal{G}_n) \cdot c}{(\mathcal{G}_m - \mathcal{G}_n)} + \frac{|\mathcal{G}_m| + \mathcal{G}_m \cdot th \mathcal{G}_n \cdot \Delta}{j\omega \cdot \mu_0 H} \cdot L \cdot \delta_{mn} \right] \dot{A}_{1m}^{2*} = \frac{\delta_0}{2\omega H \cdot ch \mathcal{G}_n \Delta} \lambda_n, \quad (8.49)$$

где $n = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3, \dots$;

δ_{mn} – символ Кронекера.

Коэффициент Фурье \dot{A}_{2n}^2 определяется соотношением

$$\dot{A}_{2n}^2 = -\dot{A}_{1n}^2 \operatorname{th} \mathcal{G}_n \Delta + \frac{j\mu_0 \delta_0}{2L \cdot \mathcal{G}_n \cdot \operatorname{ch} \mathcal{G}_n \cdot \Delta} \lambda_m. \quad (8.50)$$

На основании полученных значений коэффициентов Фурье для векторного магнитного потенциала (8.49) и (8.50) в области 2 ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком поперечная сила (усилие самостабилизации), определяющее во многом поперечную динамику высокоскоростного магнитолевитационного экипажа на единицу длины индуктора по оси «х», представим в виде

$$F_y = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \delta_0 \int_{-a+\xi}^{\xi} e^{-j\alpha y} \cdot \left. \frac{\partial \dot{A}^2}{\partial y} \right|_{z=\Delta} \cdot dy \right\} + \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \delta_0 \int_{\xi}^{a+\xi} e^{j\alpha y} \cdot \left. \frac{\partial \dot{A}^2}{\partial y} \right|_{z=\Delta} \cdot dy \right\}. \quad (8.51)$$

Подставив в (8.51) выражение (8.44) и выполнив последовательно ряд математических преобразований, окончательно получим соотношение для расчета усилия поперечной стабилизации

$$F_y = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \delta_0 \sum_{m=-\infty}^{\infty} (\dot{A}_{1m} \operatorname{sh} \mathcal{G}_m \Delta + \dot{A}_{2m} \operatorname{ch} \mathcal{G}_m \Delta) \cdot \mathcal{G}_m \cdot \lambda_m \right\}. \quad (8.52)$$

Решив двумерную полевую задачу для векторного магнитного потенциала, получим еще одно соотношение (8.52) для расчета механического усилия поперечной боковой самостабилизации. Ранее для определения этого усилия использована квазитрехмерная теория, базирующаяся на методе Оберретля [107, 108], развитой позже профессором В.Е. Скобелевым [110]. В параграфе 8.2 это усилие было получено в виде (8.9). Для сопоставления результатов исследования усилия поперечной самостабилизации разработана программа расчета для ЭВМ. Сопоставление результатов расчетно-теоретических исследований усилий самостабилизации, определенных обоими способами, показало достаточное их совпадение.

8.4 Эффективность применения линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком в качестве тяговых двигателей магнитолевитационного транспорта

Выше отмечено, что линейные асинхронные двигатели с продольно-поперечным магнитным потоком повышают безопасность движения высокоскоростных магнитолевитационных транспортных экипажей, за счёт автоматической поперечной самостабилизации. Процесс самостабилизации осуществляется автоматически без установки каких-либо датчиков и подключения систем автоматического управления.

Выполнены расчёты усилий поперечной стабилизации для двух тяговых линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком, конструкции которых описаны в [16, 17], а также и выше в данной диссертации (гл. 1, гл. 8), мощностью 200 кВт. Расчёты выполнены по разработанным на основании результатов исследований, приведённых в диссертации, методик.

При выполнении расчётов были приняты допущения о том, что при поперечном смещении экипажа МЛТ величина воздушного зазора между вторичным элементом и индуктором ЛАД остаётся неизменной, и что возмущающее усилие, под действием которого экипаж сместился, становится равным нулю. Выполненные расчёты показали, что разность поперечных усилий ΔF^* пропорциональна величине относительного поперечного смещения

$$\Delta F^* = \frac{\Delta F}{F},$$

где ΔF - разность поперечных усилий, действующих на экипаж МЛТ;

F - поперечные усилия, направленные в одну сторону при симметричном расположении экипажа МЛТ относительно путевой структуры.

Величина относительного поперечного смещения магнитолевитационного экипажа

$$\Delta l^* = \frac{\xi}{l},$$

где ξ - величина поперечного смещения;

l - ширина путевой структуры МЛТ.

Сопоставление данных расчёта показывает, что ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком [17], разработанный при участии автора, развивает при максимальном смещении на половину ширины путевой структуры боковое усилие самостабилизации на 32,8 % большее, чем двигатель с одним индуктором [16]. Результаты расчетов представлены в виде графиков (рис. 8.7). Из рис. 8.7 видно (линия 1), что при использовании в качестве тягового двигателя высокоскоростного магнитолевитационного транспорта ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком с двойной поперечной самостабилизацией увеличиваются боковые усилия и возрастает безопасность движения МЛТ.

Исследована зависимость усилия поперечной самостабилизации от смещения при различных значениях воздушного зазора δ (0,01 м; 0,015 м и 0,020 м). Данные зависимости представлены графически на рис. 8.8.

Данные расчёта и зависимости (рис. 8.8) [254] показывают, что усилия поперечной самостабилизации линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком свидетельствуют об уменьшении поперечных усилий при увеличении воздушного зазора между индуктором и тягового ЛАД и его вторичным элементом. При максимальном боковом смещении высокоскоростного магнитолевитационного экипажа усилие поперечной самостабилизации при минимальном воздушном зазоре 0,01 м между днищем экипажа и путевой структурой будет в 3,2 раза больше, чем при зазоре, равном 0,02 м, и превысит поперечное усилие при зазоре 0,015 м в 2,4 раза. Известно, что высокоскоростной магнитолевитационный поезд «Трансрапид», более 10 лет эксплуатируемый в Китайской Народной Республике, имеет зазор, равный 0,01 м.

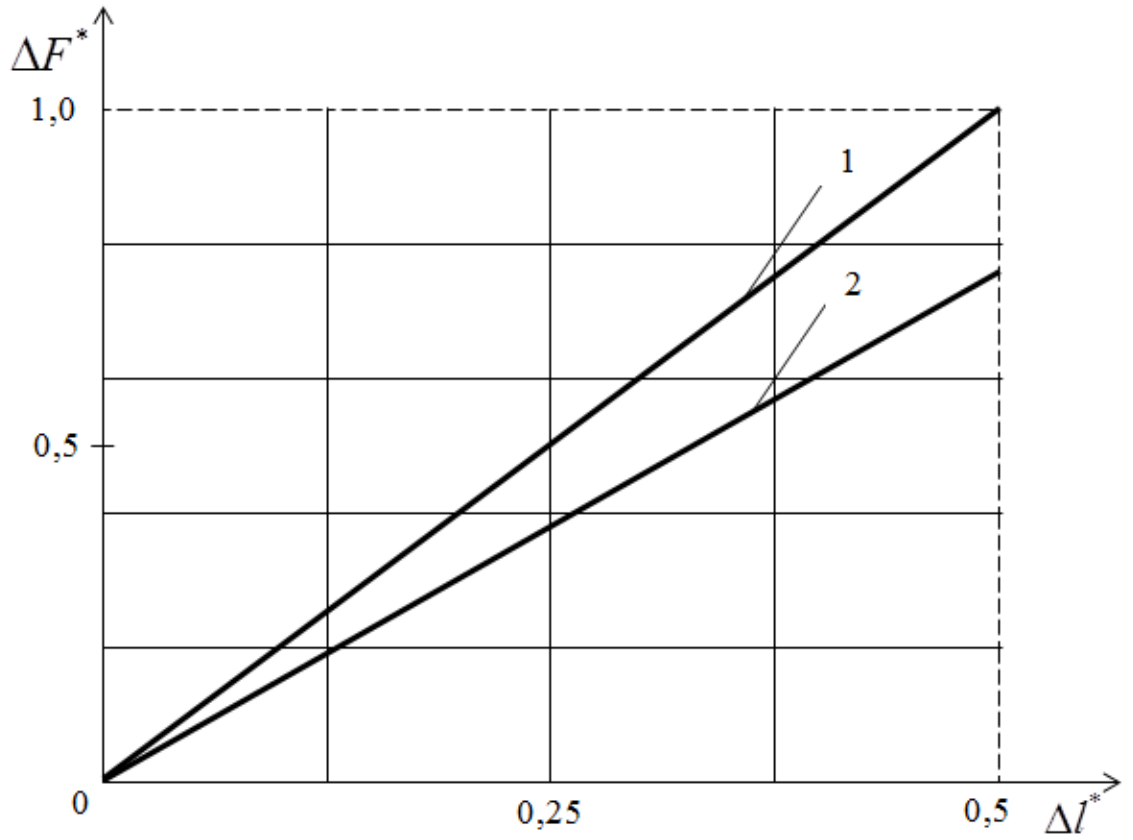


Рис. 8.7. Усилие поперечной самостабилизации ЛАД

с продольно-поперечным магнитным потоком:

1-двигатель с двумя индукторами [19]; 2-двигатель с одним индуктором [18].

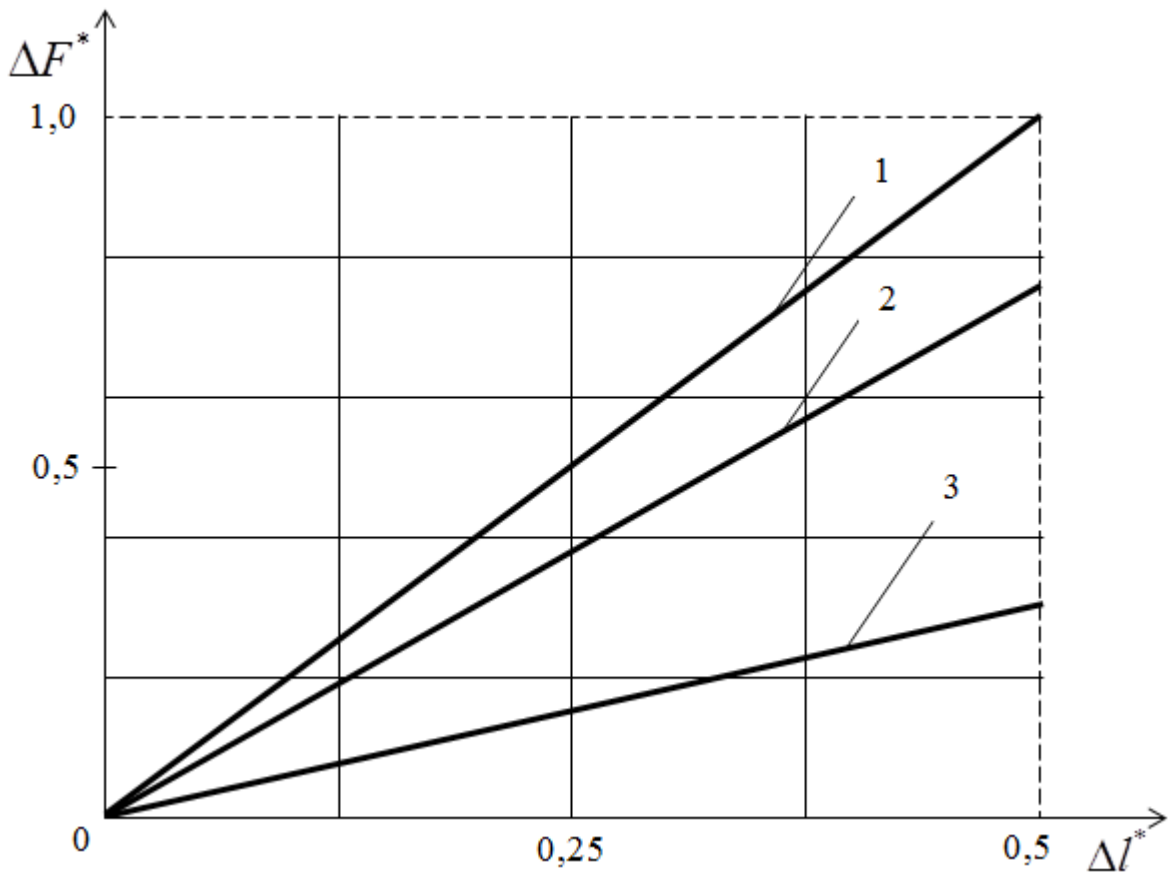


Рис. 8.8. Усилие поперечной самостабилизации ЛАД
с продольно-поперечным магнитным потоком:

1-воздушный зазор $\delta_1 = 0,01\text{м}$; 2-воздушный зазор $\delta_2 = 0,015\text{м}$;

3- воздушный зазор $\delta_3 = 0,02\text{м}$

Выводы

1. Определен путь улучшения боковой стабилизации высокоскоростных магнитолевитационных экипажей для повышения безопасности их движения, заключающийся в использовании бегущих навстречу друг другу в поперечном движению экипажей МЛТ магнитных полей, создаваемых индукторами линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком. При поперечном смещении высокоскоростного магнитолевитационного экипажа автоматически без использования датчиков положения и каких-либо управ-

ляющих систем возникают усилия, возвращающие транспортный экипаж в симметричное относительно путевой структуры положение.

2. Предложен принцип двойной поперечной самостабилизации экипажей МЛТ с тяговыми линейными асинхронными двигателями с продольно-поперечным потоком, разработанный автором диссертации, и позволяющий повысить поперечные стабилизирующие силы, на основе которого предложены новые технические решения, защищенные патентами Российской Федерации. Расчеты показали, что ЛАД, построенные на этом принципе, развивают увеличенные на 30% усилия поперечной самостабилизации и обеспечивают дополнительно повышение безопасности движения высокоскоростного магнитолевитационного транспорта.

3. Разработаны аналитическим путем основы теории определения усилий поперечной самостабилизации магнитолевитационного транспорта на базе решения полевых задач с учетом взаимосвязей между геометрическими размерами тяговых ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком.

4. Созданы математические модели на базе разных подходов к решению полевой задачи, на основе которых разработаны методики расчета тяговых ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком. Результаты расчетно-теоретических исследований по разработанным методикам показали достаточное для инженерных расчетов усилий стабилизации совпадение с данными экспериментов.

5. Выполненные расчеты показали, что усилия поперечной самостабилизации высокоскоростного магнитолевитационного экипажа с тяговыми линейными асинхронными двигателями с продольно-поперечным магнитным потоком значительно снижаются при увеличении зазора между экипажем МЛТ и путевой структурой. При увеличении воздушного зазора с 0,01 м до 0,02 м усилия поперечной самостабилизации снижаются в 3,2 раза при электромагнитной системе магнитного подвеса.

9 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЛАБОРАТОРНЫХ МОДЕЛЕЙ И МАКЕТНЫХ ОБРАЗЦОВ ИНДУКТОРОВ ЛИНЕЙНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА

9.1 Лабораторные модели и макетные образцы тяговых линейных асинхронных двигателей для магнитолевитационного транспорта

Для проверки работоспособности разработанных многофункциональных индукторов линейных асинхронных двигателей, предназначенных для тяговых и стабилизирующих устройств высокоскоростного МЛТ, и оценки справедливости теоретических положений, изложенных в диссертации, спроектированы и изготовлены несколько действующих лабораторных моделей и макетных образцов ЛАД. Индуктор линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком, предназначенный для использования в системе тяги и магнитного подвеса высокоскоростной транспортной системы и способный развивать усилия поперечной самостабилизации, улучшить и повысить безопасность движения транспортного экипажа, показан на рис. 9.1.



Рис. 9.1 – Лабораторная модель ЛАД, развивающая усилия поперечной самостабилизации

Лабораторная модель имеет потребляемую мощность 500 Вт при вторичном элементе толщиной 5 мм, выполненном из сплава алюминия, и при воздушном зазоре 5 мм при магнитном подвесе ВЭ. Измеренное пусковое тяговое усилие данной модели ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком составило 8 Н. Обмотка индуктора ЛАД соединена так, что катушки продольных (совпадающих с направлением движения) рядов образуют прямые порядки следования фаз А, В и С, а катушки поперечных рядов имеют до середины каждого ряда прямые А, В и С, а после середины – противоположные порядки следования фаз С, В и А. Катушки обмотки лабораторной модели ЛАД имеют такую же схему соединения, как и описанные в первой и восьмой главах линейные асинхронные машины с продольно-поперечным магнитным потоком. Данная лабораторная модель ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком (рис. 9.1) является демонстрационной и была изготовлена для проверки работоспособности этой конструкции линейной машины. Если вторичный элемент ЛАД расположен симметрично относительно индуктора (их продольные оси совпадают), то встречно бегущие в поперечном направлении магнитные поля одинаковы и будут индуцировать во вторичном элементе одинаковые ЭДС, под действием которых во ВЭ потекут одинаковые вихревые токи. При взаимодействии встречно бегущих магнитных полей с вихревыми токами, ими индуцированными во вторичном элементе, будут создаваться одинаковые и встречно направленные механические усилия, которые будут уравновешивать друг друга. Эти поперечные усилия не оказывают влияния на движение ВЭ в продольном направлении. Если же вторичный элемент (пластину из сплава алюминия) сместить, например, просто сдвинуть рукой вправо или влево, то равновесие поперечных усилий нарушится и под действием разности этих усилий вторичный элемент автоматически снова займет прежнее симметричное положение. Разность поперечных усилий и есть сила боковой самостабилизации. Изготовленная лабораторная модель ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком полностью подтвердила работоспособность предложенных конструкций линейных двигателей и заявленные их функциональные возможности [16, 17].

Проверка работоспособности данного ЛАД в лабораторных условиях свидетельствует о возможности и перспективности продолжения работ по созданию полномасштабных моделей линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком с самостабилизацией, которые позволят улучшить поперечную динамику высокоскоростных магнитолевитационных поездов и повысить безопасность их движения.

Макетный образец ЛАД мощностью 1 кВт, предназначенный для использования в МЛТ, а также в качестве дополнительных тяговых и тормозных устройств рельсового высокоскоростного подвижного состава, изображен на фотографии (рис. 9.2). Действующий макетный образец индуктора ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком выполнен трехполюсным с распределенной обмоткой, разработанной в Ростовском государственном университете путей сообщения. Проект макетного образца разработан на основе исследований, выполненных в РГУПС, а образец изготовлен на Ростовском электровозоремонтном заводе.



Рис. 9.2 – Макетный образец ЛАД для МЛТ и дополнительных тяговых и тормозных устройств высокоскоростных поездов

В ближайшей перспективе, высокоскоростные поезда будут ездить и по рельсам. Повышению безопасности их движения будет способствовать применение многофункционального электромагнитного линейного устройства [24], изготовленного по нашему проекту на одном из заводов г. Ростова-на-Дону и представленного на фотографии (рис. 9.3). Данный макетный образец ЛАД является полномасштабным и имеет проектную мощность 12,5 кВт. Многофункциональный ЛАД при различных схемах включения катушек обмотки индуктора способен работать в качестве вихретокового тормоза, дополнительного линейного асинхронного тягового двигателя и даже (при возникновении экстренных ситуаций) электромагнитного рельсового тормоза.



Рис. 9.3 – Действующий лабораторный макет ЛАД
для высокоскоростных поездов

Одной из особенностей разработанного в диссертации устройства [20] и показанного на рис. 9.3 является возможность работы в режиме вихретокового рельсового тормоза при больших воздушных зазорах между индуктором и рельсом. Это достигается за счет изменения схемы соединения катушек обмотки индуктора при подключении ее к источнику постоянного напряжения, чем достигается увеличение полюсного деления в направлении движения скоростного поезда. Последнее обстоятельство приводит к тому, что силовые магнитные линии поля способны пересекать большие воздушные зазоры и индуцировать в рельсе ЭДС и вихревые токи, которые при взаимодействии с магнитным полем индуктора создают тормозные усилия для высокоскоростного поезда. Эффективность работы (торможения) в режиме вихретокового тормоза может плавно регулироваться путем изменения тока в обмотках, а также – изменением величины воздушного зазора между индуктором и рельсом. В сочетании с основной тормозной системой, воздействующей на колеса, работа многофункционального устройства [20] в качестве вихретокового рельсового тормоза повышает качество эффективности торможения высокоскоростного поезда.

В случае подключения катушек обмотки индуктора многофункционального устройства к источнику трехфазного напряжения создается бегущее магнитное поле, пересекающее рельс и индуцирующее в нем вихревые токи. Вихревые токи в рельсе при взаимодействии с бегущим магнитным полем индуктора создают дополнительное тяговое усилие, необходимое, например, при скоростном движении на участках с большими уклонами. В этом случае индуктор [20] работает как дополнительный тяговый двигатель. Заметим, что многофункциональное устройство может работать в качестве дополнительного тормоза в том случае, если обмотки индуктора подключить к источнику трехфазного напряжения так, что его магнитное поле будет «бежать» в направлении, противоположном движению высокоскоростного поезда. Такой режим работы устройства называется противовключением и может входить одним из элементов в общую тормозную систему при скоростном движении.

При необходимости осуществления экстренного торможения многофункциональное устройство может использоваться в качестве ЭМРТ. Экстренное торможение при высоких скоростях движения поезда сопряжено с возникновением значительных динамических сил, воздействующих на пассажиров и приводящих к некоторому дискомфорту. Однако экстренное торможение способно предотвратить аварийные ситуации, что повышает безопасность движения высокоскоростного подвижного состава.

9.2 Экспериментальное определение параметров схемы замещения линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком

Параметры линейного асинхронного двигателя определены для схемы его замещения. Для определения параметров схемы замещения ЛАД, показанной на рис. 9.1, выполнены опыты холостого хода и короткого замыкания, по результатам которых найдены величины активного сопротивления холостого хода r_{xx} , индуктивного холостого хода x_{xx} , активного сопротивления короткого замыкания $r_{кз}$ и индуктивного сопротивления короткого замыкания $x_{кз}$. Активное сопротивление фазы обмотки статора r_1 определено путем непосредственного измерения.

Индуктивное сопротивление схемы замещения фазы ЛАД в режиме холостого хода

$$x_{xx} = x_{21} + x_1, \quad (9.1)$$

где x_{21} – главное индуктивное сопротивление схемы замещения.

Полное сопротивление схемы замещения при опыте короткого замыкания

$$Z_{кз} = \frac{U_{кз}}{I_{кз}}. \quad (9.2)$$

Индуктивное сопротивление схемы замещения фазы ЛАД при опыте короткого замыкания

$$x_{кз} \cong x_1 = \sqrt{Z_{кз}^2 - r_{кз}^2}. \quad (9.3)$$

Активное сопротивление фазы ЛАД в режиме короткого замыкания

$$r_{кз} = \frac{P_{кз}}{I_{кз}}, \quad (9.4)$$

где $P_{кз}$ – мощность, потребляемая одной фазой ЛАД в режиме короткого замыкания, Вт.

Активное сопротивление фазы линейного асинхронного двигателя при опыте холостого хода

$$r_{хх} = \frac{P_0}{I_0^2}, \quad (9.5)$$

где P_0 – мощность, потребляемая одной фазой ЛАД из сети при опыте холостого хода, Вт.

Учитывая, что из-за слабого насыщения потери в стали ЛАД весьма малы, можно полагать

$$r_{хх} \cong r_1.$$

Главное индуктивное сопротивление схемы замещения

$$x_{\Sigma 1} = x_{хх} - x_{кз}. \quad (9.6)$$

Приведенное активное сопротивление вторичного элемента ЛАД

$$r_2' = r_{кз} - r_1. \quad (9.7)$$

На основании экспериментальных исследований получены следующие значения параметров ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком

$$r_1 = 0,231 \text{ Ом}; x_{\Sigma 1} = 3,35 \text{ Ом}; x_1 = 4,74 \text{ Ом}; r_2' = 0,295 \text{ Ом}.$$

Значения этих же параметров данного ЛАД, полученные на основании теоретических исследований составили

$$r_1 = 0,276 \text{ Ом}; x_{\Sigma 1} = 3,77 \text{ Ом}; x_1 = 4,22 \text{ Ом}; r_2' = 0,300 \text{ Ом}.$$

Расчетные и экспериментальные значения активных сопротивлений фазы индуктора лабораторной модели ЛАД различаются на 16 %, главных индуктивных сопротивлений схемы замещения фазы ЛАД – на 11 %, индуктивных сопротивлений рассеяния фазы индуктора – на 11 %, приведенных активных сопротивлений вторичного элемента – на 2 %.

Сопоставление теоретических и экспериментальных результатов определения параметров схемы замещения фазы лабораторной модели ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком, показанной на рис. 9.1 свидетельствуют об удовлетворительном их совпадении и справедливости положений, разработанных в диссертации.

9.3 Экспериментальная установка для исследования линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком

Для проведения экспериментальных исследований была изготовлена модель индуктора ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком. Индуктор ЛАД содержит трехфазную распределенную обмотку, размещенную в пазах его сердечника. При проведении экспериментов индуктор ЛАД был закреплен, а вторичный элемент имел возможность продольного перемещения относительно индуктора. Вторичный элемент был изготовлен в трех вариантах: ферромагнитный, электропроводящий немагнитный и комбинированный, включающий в себя немагнитную и ферромагнитную пластины. Вторичные элементы имеют прямоугольную форму и в них предусмотрено приспособление для присоединения к динамометрическому устройству. Индуктор рассчитан на напряжение 220 В трехфазного тока. Внешний вид индуктора представлен на рис. 9.2. Для исследования был разработан экспериментальный стенд, включающий в себя трехфазный индукционный регулятор и трехфазный прибор К-503 класса точности 0,5. Принципиальная электрическая схема экспериментальной установки представлена на рис. 9.4. Индукционный регулятор позволяет плавно регулиро-

вать подводимое напряжение в пределах от 40 до 400 В при неизменной частоте тока, а трехфазный прибор К-503 позволяет измерять фазные значения напряжения, тока и подводимой к индуктору мощности. Помимо этого, для определения температуры обмотки индуктора и вторичного элемента при идеальном холостом ходе и опыте короткого замыкания (соответствует пусковому и тормозному режимам индуктора ЛАД). Для измерения температур использовались тарированные хромель-копелевые термопары, выводы которых были подключены к милливольтметру.

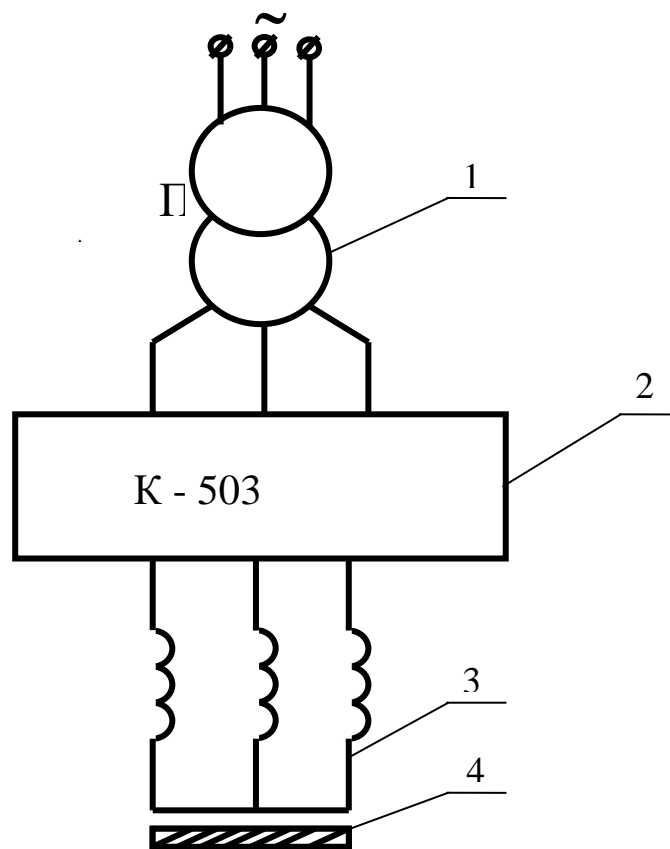


Рис. 9.4 – Принципиальная электрическая схема экспериментальной установки:

- 1– поворотный автотрансформатор;
- 2– трехфазный прибор К-503;
- 3 – индуктор ЛАД; 4 – вторичный элемент

Для экспериментального определения параметров индуктор ЛАД испытывался в режимах короткого замыкания (КЗ) и идеального холостого хода. При этих режимах на обмотку индуктора подавалось номинальное напряжение, а вторичный элемент был заторможен. Экспериментальный стенд для определения параметров ЛАД изображен на рис 9.5.



Рисунок 9.5 – Стенд для определения параметров индуктора ЛАД

Для увеличения тягового и тормозного усилий ЛАД, обмотка его индуктора была соединена по схеме «треугольник». Данные измерений в режиме КЗ сведены в таблицы 9.1 – 9.3.

Таблица 9.1

Режим КЗ (вторичный элемент – ферромагнитный материал)

$U_A, В$	$U_B, В$	$U_C, В$	$I_A, А$	$I_B, А$	$I_C, А$	$P_A, Вт$	$P_B, Вт$	$P_C, Вт$	$F_T, Н$
220	220	220	6,8	7,0	7,1	403	405	400	43

Таблица 9.2

Режим КЗ (вторичный элемент – электропроводящий немагнитный)

$U_A, В$	$U_B, В$	$U_C, В$	$I_A, А$	$I_B, А$	$I_C, А$	$P_A, Вт$	$P_B, Вт$	$P_C, Вт$	$F_T, Н$
220	220	220	6,15	6,8	6,4	680	720	780	10

Таблица 9.3

Режим КЗ (вторичный элемент – комбинированный)

$U_A, В$	$U_B, В$	$U_C, В$	$I_A, А$	$I_B, А$	$I_C, А$	$P_A, Вт$	$P_B, Вт$	$P_C, Вт$	$F_T, Н$
220	220	220	6,0	6,6	6,2	720	800	800	20

Опыт холостого хода (ХХ) производился при отсутствии вторичного элемента при номинальном значении напряжения. Данные измерений представлены в таблице 9.4.

Таблица 9.4

Режим идеального ХХ (вторичный элемент отсутствует)

$U_A, В$	$U_B, В$	$U_C, В$	$I_A, А$	$I_B, А$	$I_C, А$	$P_A, Вт$	$P_B, Вт$	$P_C, Вт$
220	220	220	6,0	6,6	6,2	720	800	800

Параметры ЛАД определялись на основании следующих соотношений.

Коэффициент мощности ХХ

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{U_0 I_0}. \quad (9.8)$$

Полное сопротивление ХХ

$$z_0 = \frac{U_0}{I_0}. \quad (9.9)$$

Активное сопротивление ХХ

$$r_0 = \frac{P_0}{I_0^2}. \quad (9.10)$$

Индуктивное сопротивление рассеяния ХХ

$$x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}. \quad (9.11)$$

Коэффициент мощности КЗ

$$\cos \varphi_{\kappa} = \frac{P_{\kappa}}{U_{\kappa} I_{\kappa}}. \quad (9.12)$$

Полное сопротивление КЗ

$$z_{\kappa} = \frac{U_{\kappa}}{I_{\kappa}}. \quad (9.13)$$

Активное сопротивление КЗ

$$r_{\kappa} = \frac{P_{\kappa}}{I_{\kappa}^2}. \quad (9.14)$$

Индуктивное сопротивление рассеяния КЗ

$$x_{\kappa} = \sqrt{z_{\kappa}^2 - r_{\kappa}^2}. \quad (9.15)$$

Главное индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки индуктора составит

$$x_{1\Gamma} = x_0 + x_{\kappa}. \quad (9.16)$$

Приведенное значение активного сопротивления вторичного элемента ЛАД

$$r_2' = r_{\kappa} - r_1. \quad (9.17)$$

Параметры схемы замещения, полученные на основании экспериментальных данных: $r_1 = 7,4 \text{ Ом}$; $x_1 = 25,7 \text{ Ом}$; $x_{1\Gamma} = 26 \text{ Ом}$; $r_2' = 0,94 \text{ Ом}$.

Те же параметры рассчитанные по разработанной методике составили: $r_1 = 7,7 \text{ Ом}$; $x_1 = 26,4 \text{ Ом}$; $x_{1\Gamma} = 22,4 \text{ Ом}$; $r_2' = 1,02 \text{ Ом}$. Тяговое усилие определенное экспериментальным путем составило $F_T = 43 \text{ Н}$, а расчетным путем – $F_T = 48,2 \text{ Н}$.

Сопоставление данных расчета и эксперимента показывает, что активные сопротивления обмотки фазы индуктора ЛАД отличаются на 4 %; индуктивные сопротивления рассеяния фазы индуктора на 2,7 %; главные индуктивные сопротивления фазы ЛАД на 13,8 %; приведенные значения активных сопротивлений фазы ЛАД на 7,8 %. Тяговые усилия ЛАД отличаются на 12 %. Это свидетельствует о справедливости полученных в диссертации соотношений.

Проведен опыт КЗ при взаимодействии индуктора ЛАД с рельсом (рис. 9.5). Результаты измерений оказались аналогичными данным, приведенным в таблице 9.1.

9.4 Исследование процесса нагревания вторичного элемента и обмотки индуктора линейного асинхронного двигателя

Определение температуры нагревания элементов модели ЛАД производилось в режиме короткого замыкания, так как этот режим является наиболее напряженным для ЛАД в тепловом отношении. Во вторичный элемент и обмотку индуктора были встроены хромель-копелевые термопары. Внешний вид экспериментального стенда для измерения температур представлен на рис. 9.6. При проведении измерений обмотка подключалась к источнику питания напряжением 220 В. Измерения проводились в течение 40 минут для каждого из вариантов исполнения вторичного элемента. В течение этого времени температура достигала практически установившихся значений. Данные измерений представлены в таблицах 9.5 – 9.7.



Рис. 9.6 – Стенд для измерения температуры нагревания элементов тягового ЛАД

Таблица 9.5

Режим КЗ
Алюминий – вторичный элемент

t , мин	T^0 , С
0	23
1	47
2	58
3	69
4	77
5	82
10	106
15	119
20	125
25	130
30	132
35	134

Таблица 9.6

Режим КЗ
Сталь – вторичный элемент

t , мин	T^0 , С
0	23
1	56
2	81
3	101
4	117
5	129
10	160
15	170
20	178
25	181
30	185
35	187
40	190

Таблица 9.7

Режим КЗ
Вторичный элемент – комбинированный

t , мин	T^0 , С
0	23
1	51
2	78
3	92
4	109
5	119
10	160
15	182
20	201
25	220
30	236
35	242
40	245

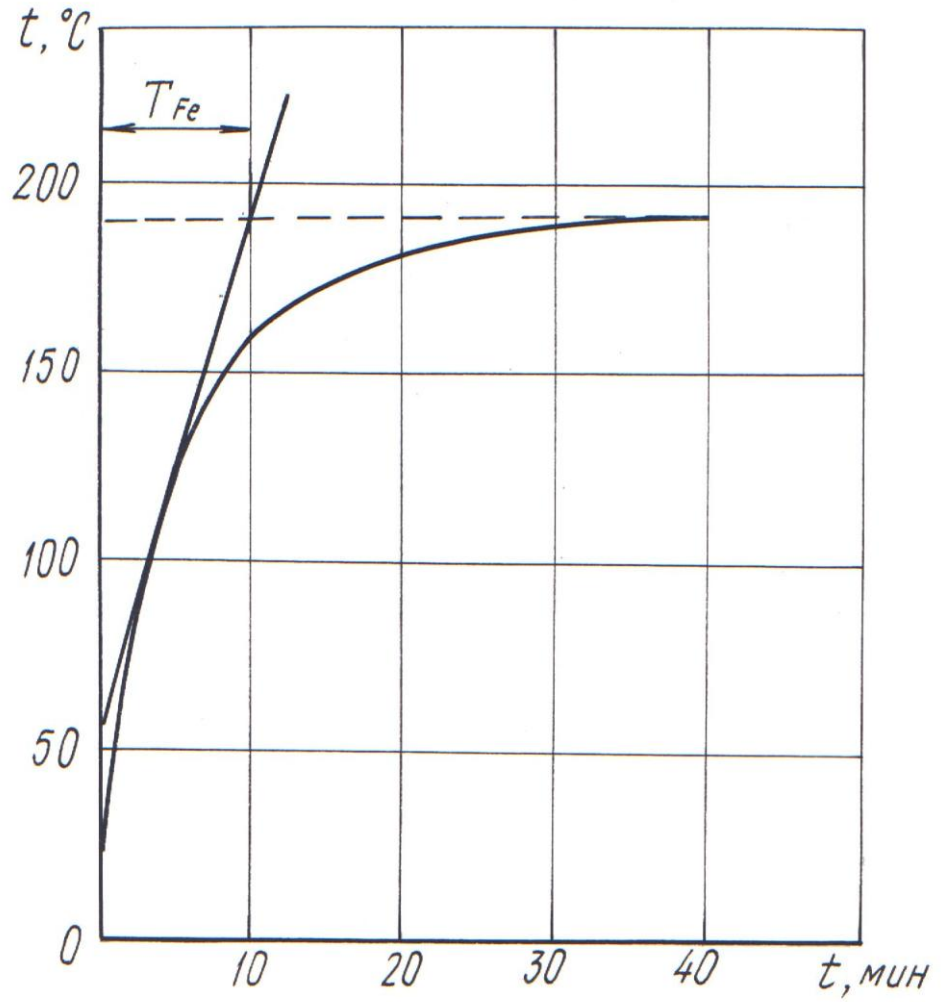


Рис. 9.7 – Процесс нагревания ферромагнитного вторичного элемента

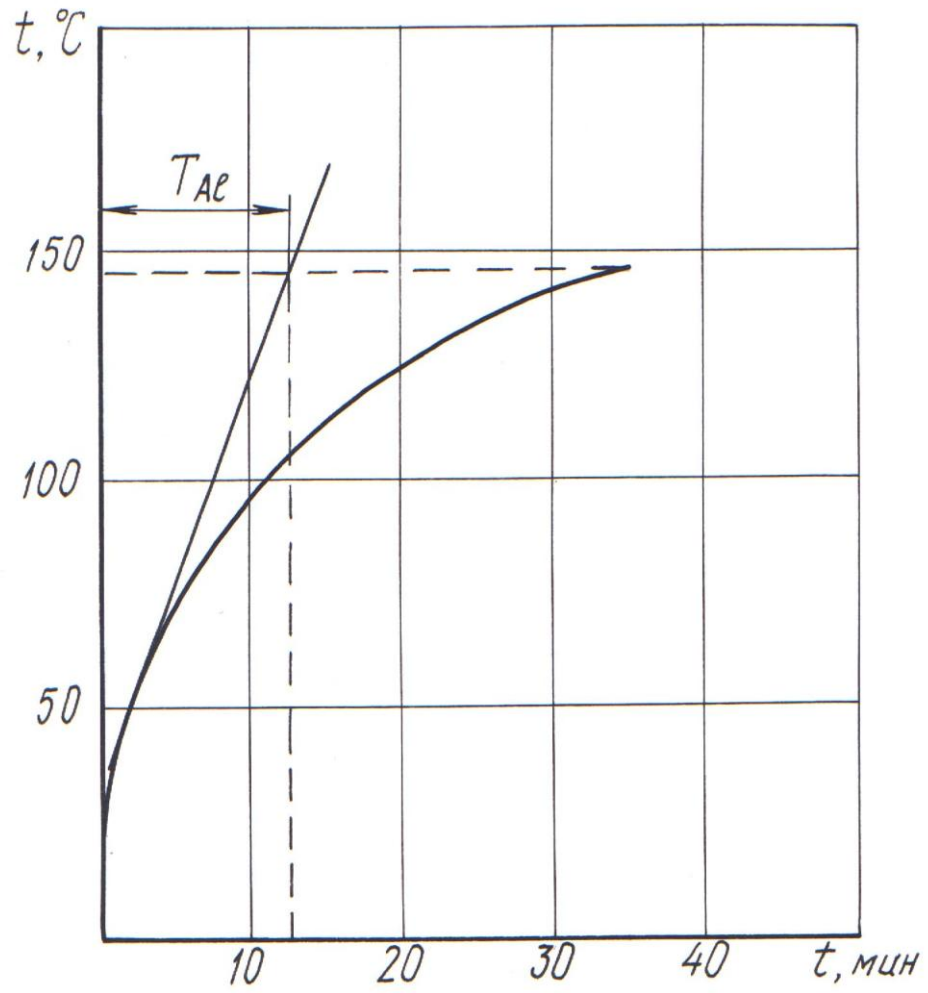


Рис. 9.8 – Процесс нагрева алюминиевого вторичного элемента

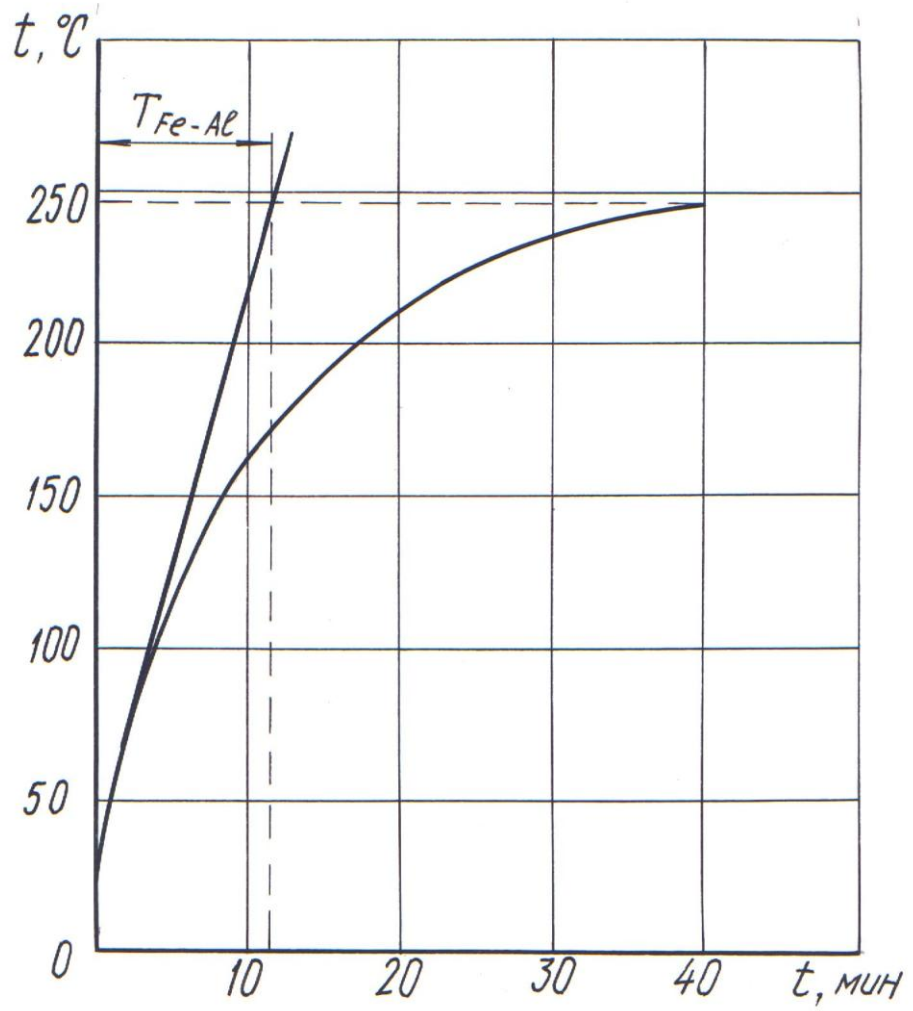


Рис. 9.9 – Процесс нагрева комбинированного вторичного элемента

При комбинированном вторичном элементе были получены наиболее высокие значения установившейся температуры, что объясняется худшими условиями теплоотдачи с поверхности вторичного элемента. На основании данных таблиц построены кривые нагревания вторичных элементов, изображенные на рис. 9.7 – 9.9, из которых следует, что их температуры достигли установившихся значений. Для каждого из вариантов определены графическим путем постоянные времена нагрева, которые соответственно составили: $T_{Fe} = 10$ мин.; $T_{Al} = 13,5$ мин.; $T_{FeAl} = 12$ мин. Температура обмотки индуктора регистрировалась для наиболее напряженного в тепловом отношении третьего варианта исполнения вторичного элемента. Данные измерений сведены в таблицу 9.8.

Таблица 9.8

Измерение температуры обмотки
(вторичный элемент – комбинированный)

t , мин	T^0 , С
0	23
1	24
2	25
3	27
4	29
5	31
10	38
15	49
20	57
25	65
30	71
35	80

Температура нагрева обмотки находится в допустимых пределах, соответствующих классу изоляции В.

Измерение температуры нагрева ЛАД в режиме короткого замыкания показывает, что установившихся значений они достигают за 30...40 минут. Это значительно превышает время работы индуктора в режиме торможения.

9.5 Исследование магнитного поля экспериментального образца линейного асинхронного двигателя

Экспериментальные исследования магнитного поля выполнены для индуктора ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком. Определен характер распределения магнитной индукции вдоль и поперек индуктора при питании его обмотки постоянным током при различных значениях подводимого напряжения (рис. 9.10). Схемы подключения обмотки соответствовали шести режимам работы машины при питании ее обмоток от трехфазной сети при $\omega t = 0; \frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{2}; \frac{2\pi}{3}; \frac{5\pi}{6}$.

При этом предполагалось, что максимальное значение тока фазы в относительных единицах равно единице. Тогда при:

$$\omega t = 0: I_A = 0; I_B = \frac{\sqrt{3}}{2}; I_C = \frac{\sqrt{3}}{2};$$

$$\omega t = \frac{\pi}{6}: I_A = I_C = -0,5; I_B = 1;$$

$$\omega t = \frac{\pi}{3}: I_A = -\frac{\sqrt{3}}{2}; I_B = \frac{\sqrt{3}}{2}; I_C = 0;$$

$$\omega t = \frac{\pi}{2}: I_A = -1; I_B = I_C = 0,5;$$

$$\omega t = \frac{2\pi}{3}: I_A = -\frac{\sqrt{3}}{2}; I_B = 0; I_C = \frac{\sqrt{3}}{2};$$

$$\omega t = \frac{5\pi}{6}: I_A = I_B = 0,5; I_C = 1.$$

Магнитная индукция измерялась при помощи тесла-амперметра типа Ф-4345/1. Для измерения значений индукции были изготовлены приспособления, позволяющие точно располагать датчик прибора. Исследование распределения магнитной индукции осуществлялось по средним линиям в продольном и поперечном направлениях (рис. 9.10). Номера точек, в которых индукция измерялась по продольной оси индуктора, даны на рис. 9.10 со штрихом. Данные измерений магнитной индукции в воздушном зазоре в поперечном направлении сведены в таблицу 9.9 для $\omega t = \frac{5\pi}{6}$.

Таблица 9.9

Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре ЛАД
в поперечном направлении

№	Номер сечения												
п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
	Магнитная индукция В, мТл												
	5	64	10	82	84	85	86	85	84	82	10	63	5

На рис. 9.12 показана кривая изменения магнитной индукции в воздушном зазоре ЛАД в поперечном направлении. Данные измерений сведены в таблицу 9.10.

Таблица 9.10

Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре ЛАД
в продольном направлении

№	Номер сечения												
п/п	1'	2'	3'	4'	5'	6'	7'	8'	9'	10'	11'	12'	13'
	Магнитная индукция В, мТл												
	5	40	41	40	5	78	77	78	6	40	40	40	6
№	Номер сечения												
п/п	14'	15'	16'	17'	18'	19'	20'	21'	22'	23'	24'	25'	
	Магнитная индукция В, мТл												
	-39	-40	-40	-6	-80	-79	-80	-6	-39	-39	-39	-6	

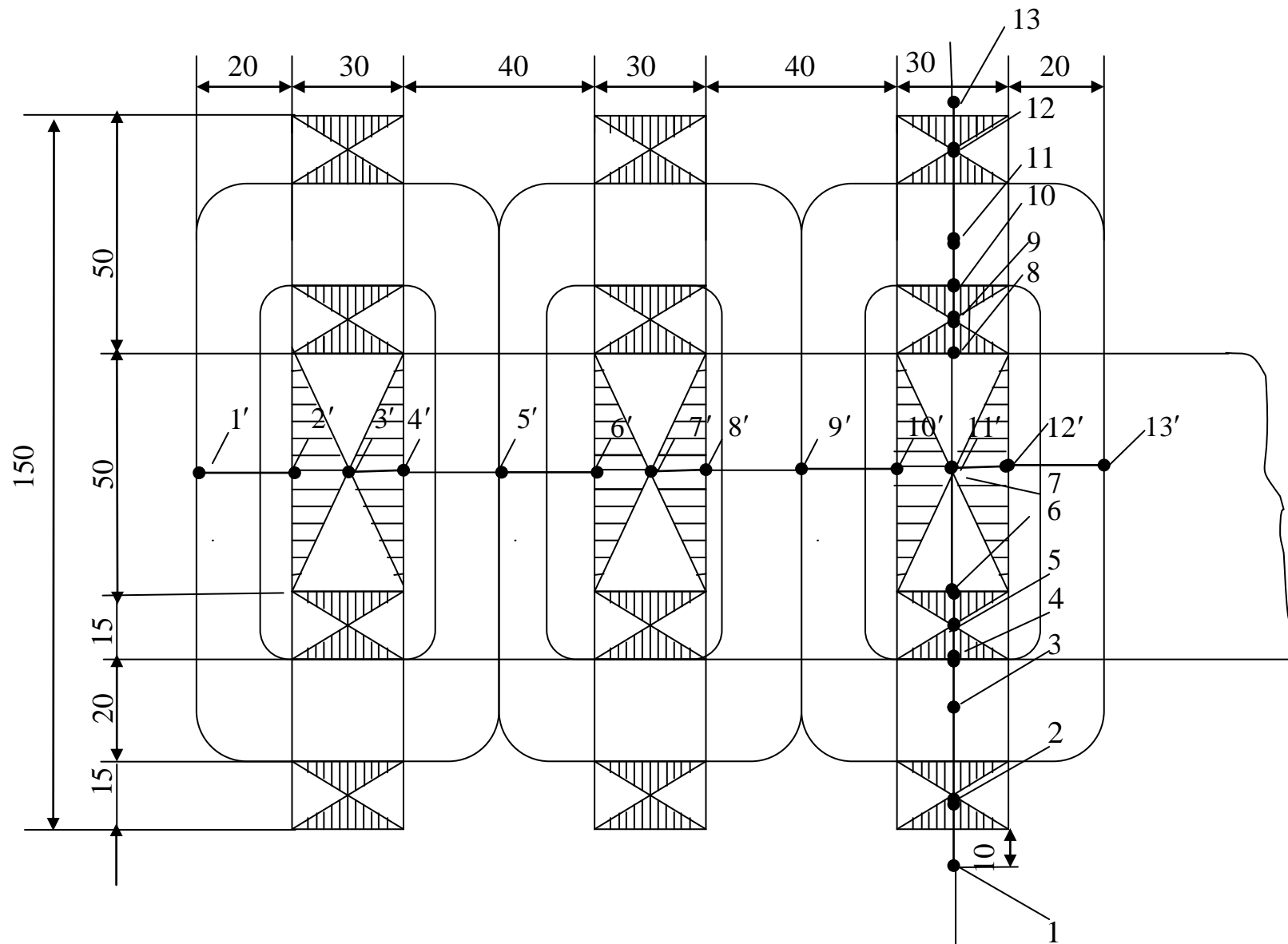


Рис. 9.10 – К определению распределения магнитной индукции в зазоре ЛАД
с продольно-поперечным магнитным потоком

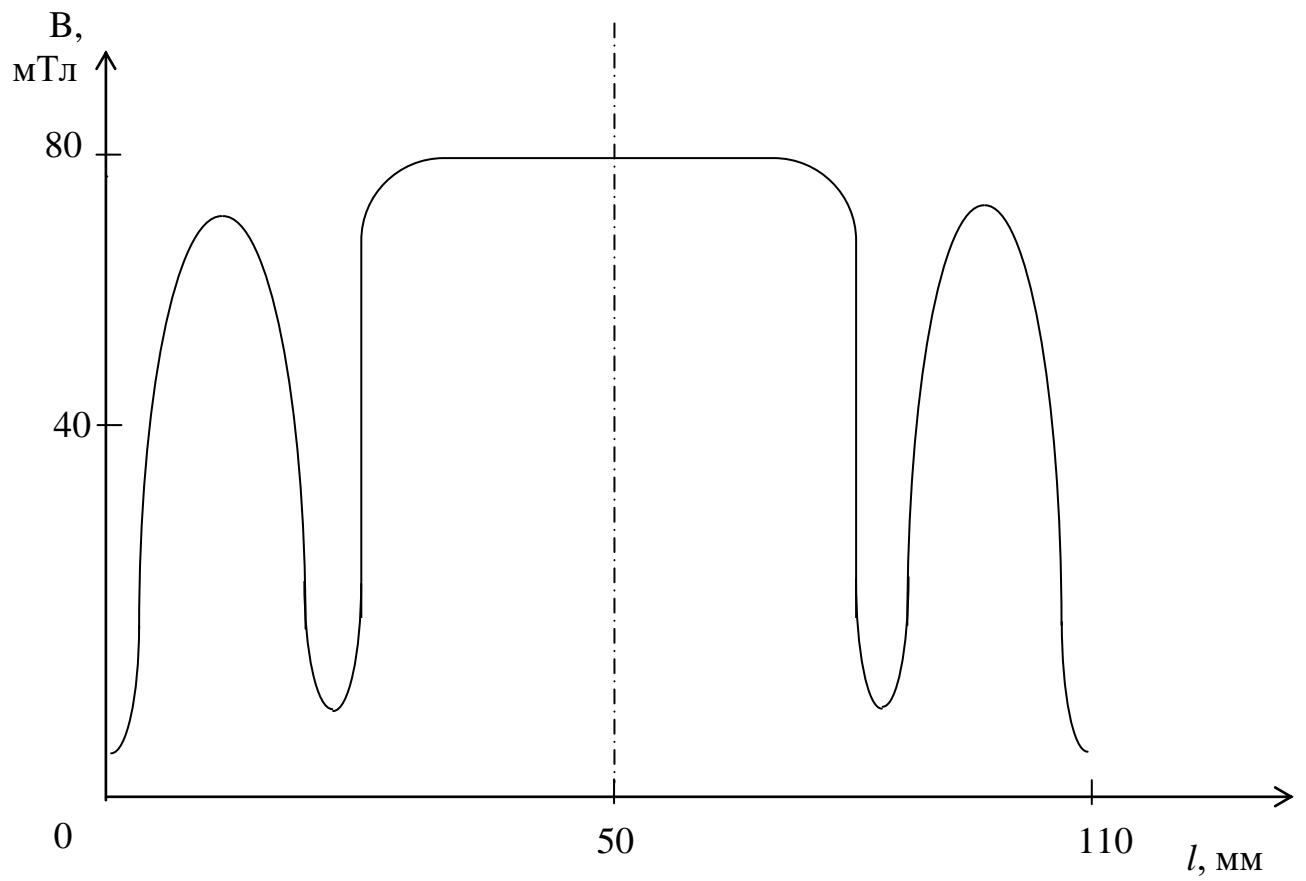


Рис. 9.11 – Распределение магнитной индукции в поперечном направлении

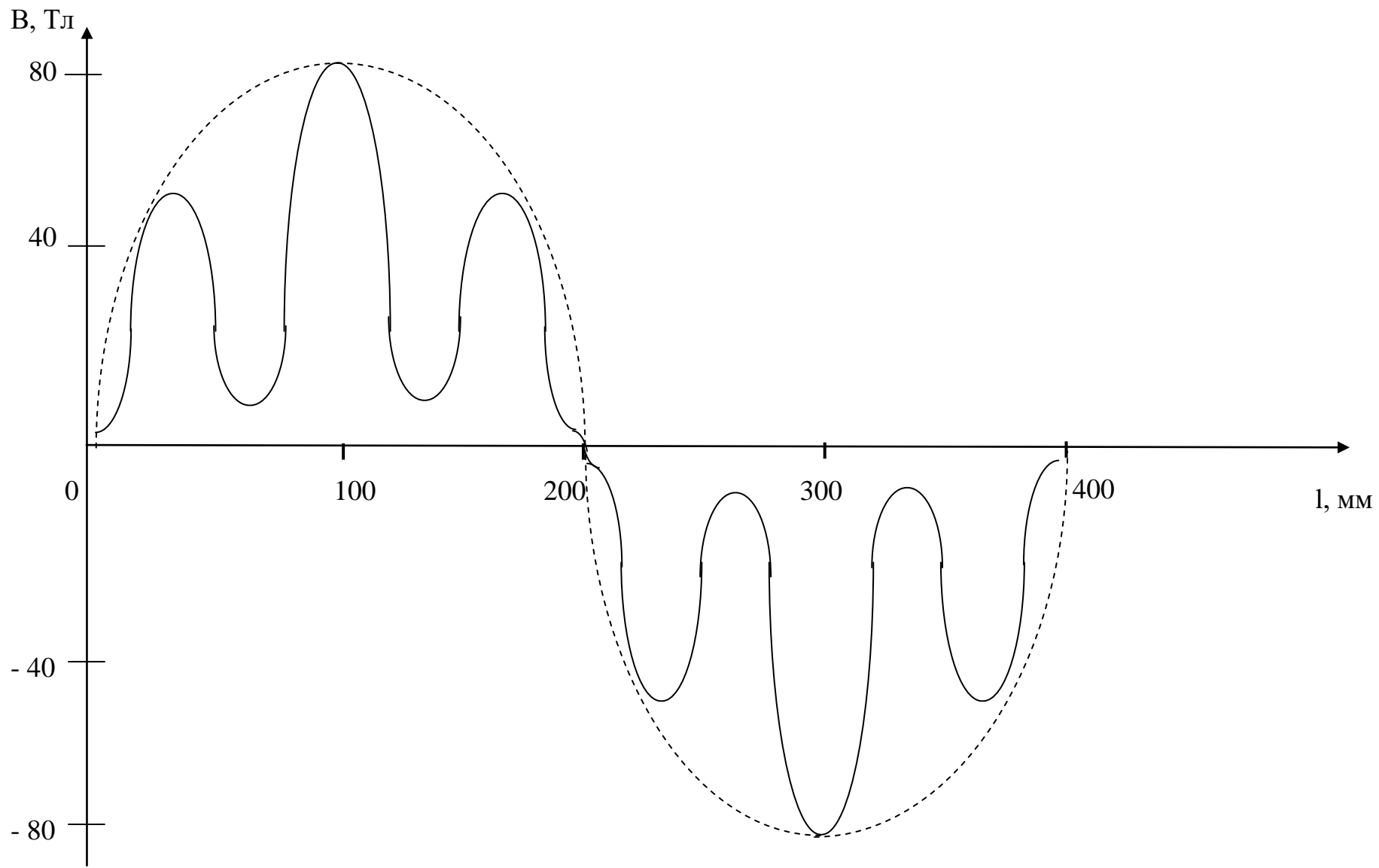


Рис. 9.12 – Распределение магнитной индукции в продольном направлении

По данным таблицы 9.10 построена кривая распределения магнитной индукции в продольном направлении (рис. 9.12). Установлено, что при различных значениях подводимого напряжения распределение магнитной индукции вдоль и поперек индуктора ЛАД имеет одинаковый характер и не зависит от величины напряжения. Как и предполагалось (глава 7), распределение индукции вдоль и поперек индуктора подтверждает справедливость принятых ранее расчетных моделей ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком для магнитолевитационного транспорта.

9.6 Опытный образец линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком для магнитолевитационного транспорта

Для проведения экспериментальных исследований был спроектирован и изготовлен опытный макетный образец тягового ЛАД для магнитолевитационного транспорта мощностью 36 кВт на напряжение 220 В при частоте тока 50 Гц [249]. Линейный двигатель выполнен десятиполюсным с естественным воздушным охлаждением, имеет длину 1800 мм, ширину 400 мм, высоту 120 мм и массу 258 кг. Общий вид опытного образца тягового линейного асинхронного двигателя показан на фотографии (рис. 9. 13).

Экспериментально исследовано распределение магнитных полей опытного образца тягового ЛАД при питании обмотки индуктора как постоянным, так и переменным током. Результаты измерений представлены графически на рис. 9.14 – 9.18. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре в продольном направлении на рис. 9.14 – 9.16 и рис. 9.18 показано только для половины длины индуктора. На второй половине индуктора картина распределения индукции такая же.

Распределение магнитной индукции в поперечном направлении представлено на рис. 9.18.

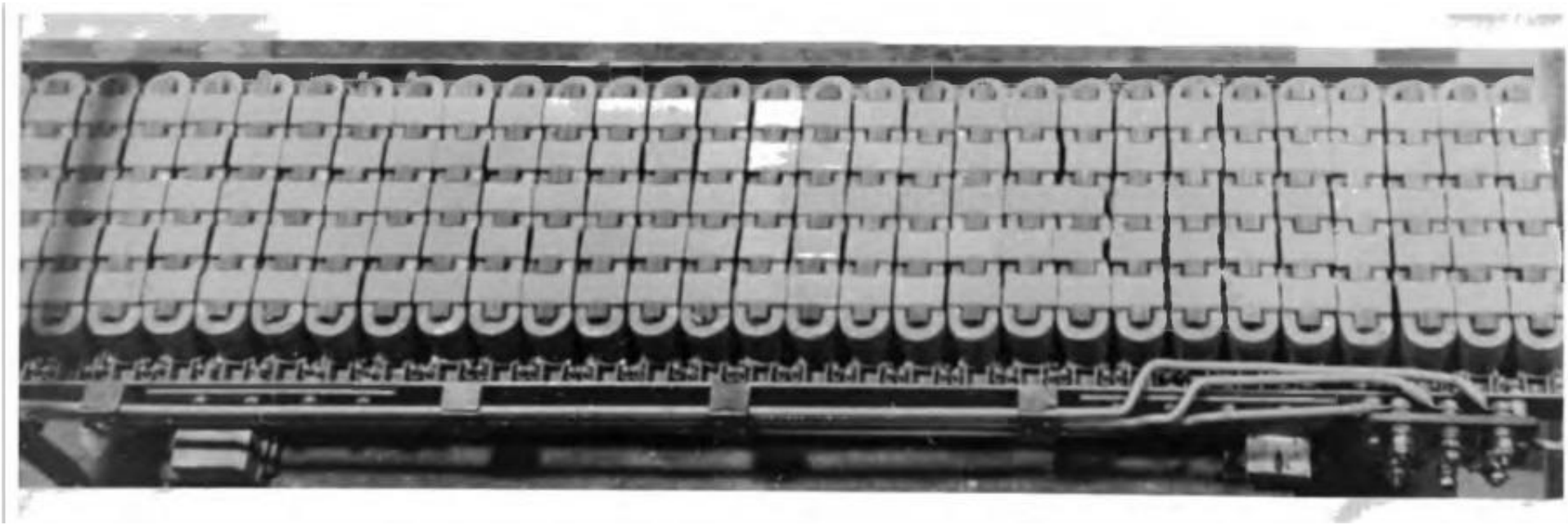


Рис. 9.13 – Опытный образец индуктора ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком

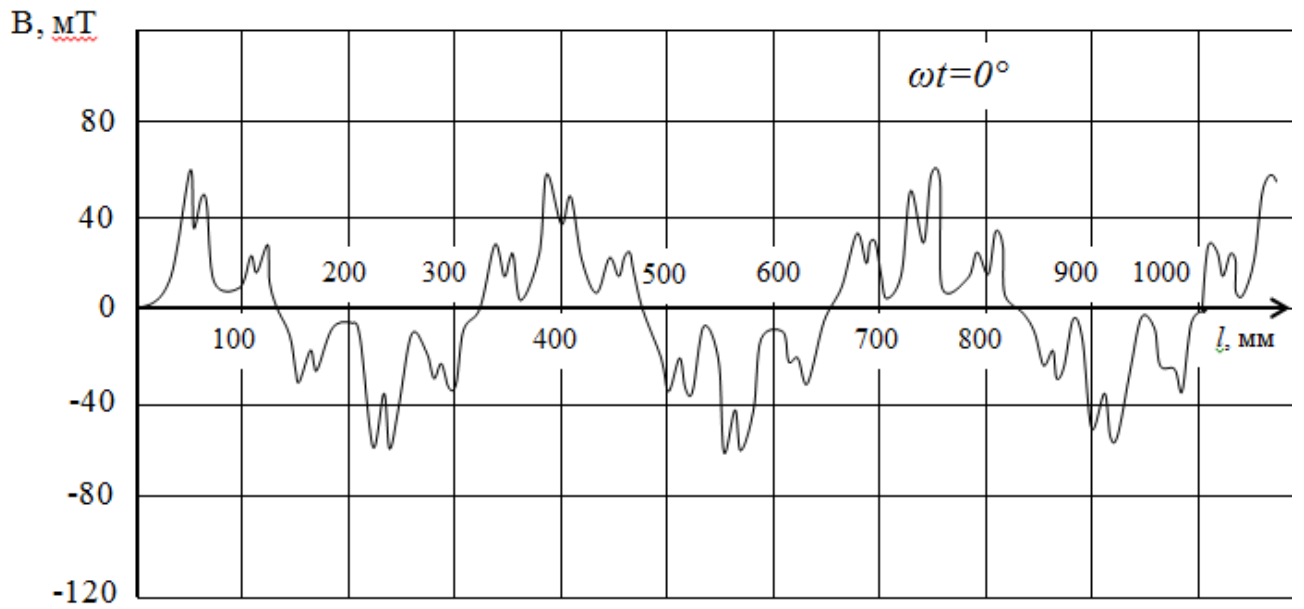


Рис. 9.14 – Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре индуктора опытного образца тягового ЛАД в продольном направлении при питании обмотки постоянным током ($\omega t = 0^\circ$)

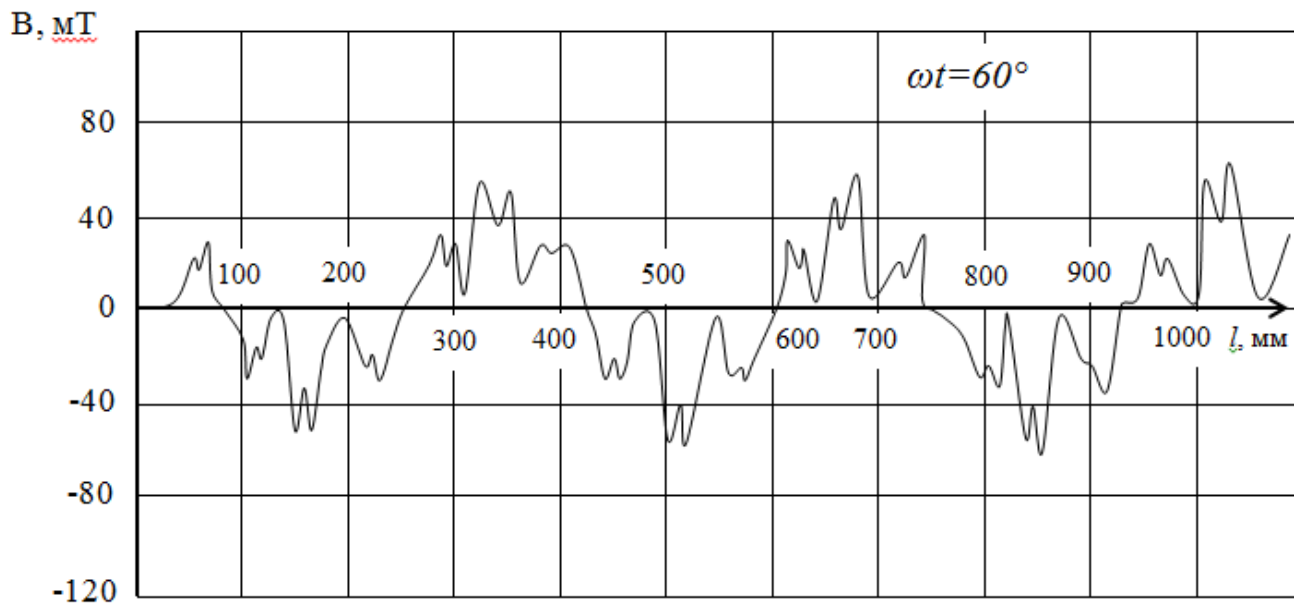


Рис. 9.15 – Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре индуктора опытного образца тягового ЛАД в продольном направлении при питании обмотки постоянным током

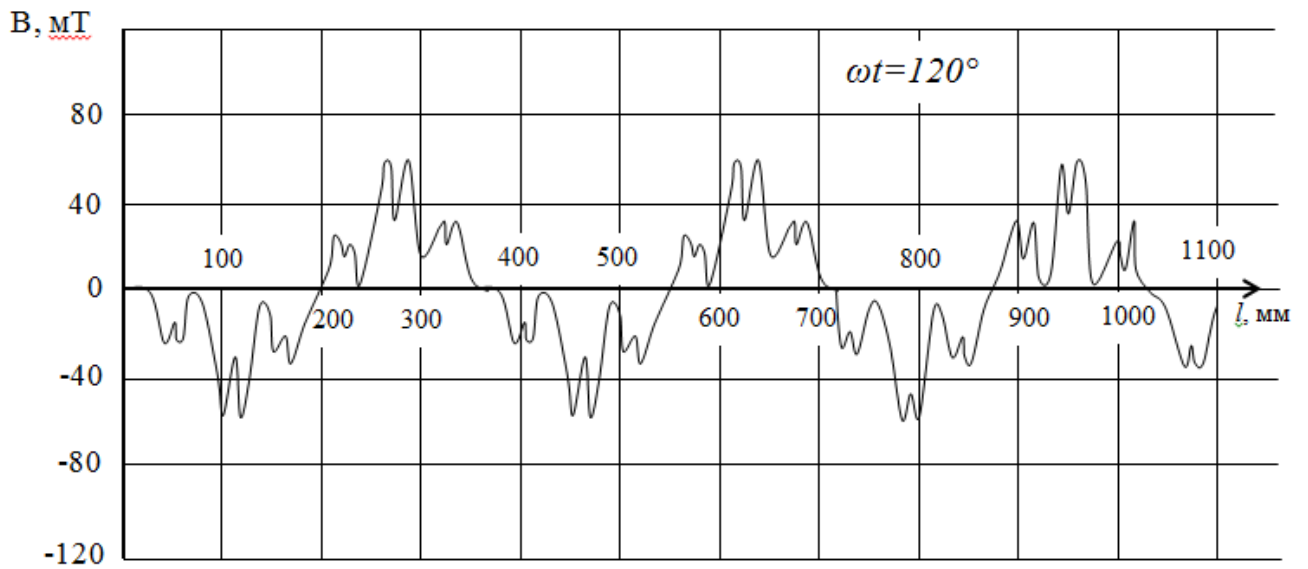


Рис. 9.16 – Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре индуктора опытного образца тягового ЛАД в продольном направлении при питании обмотки постоянным током

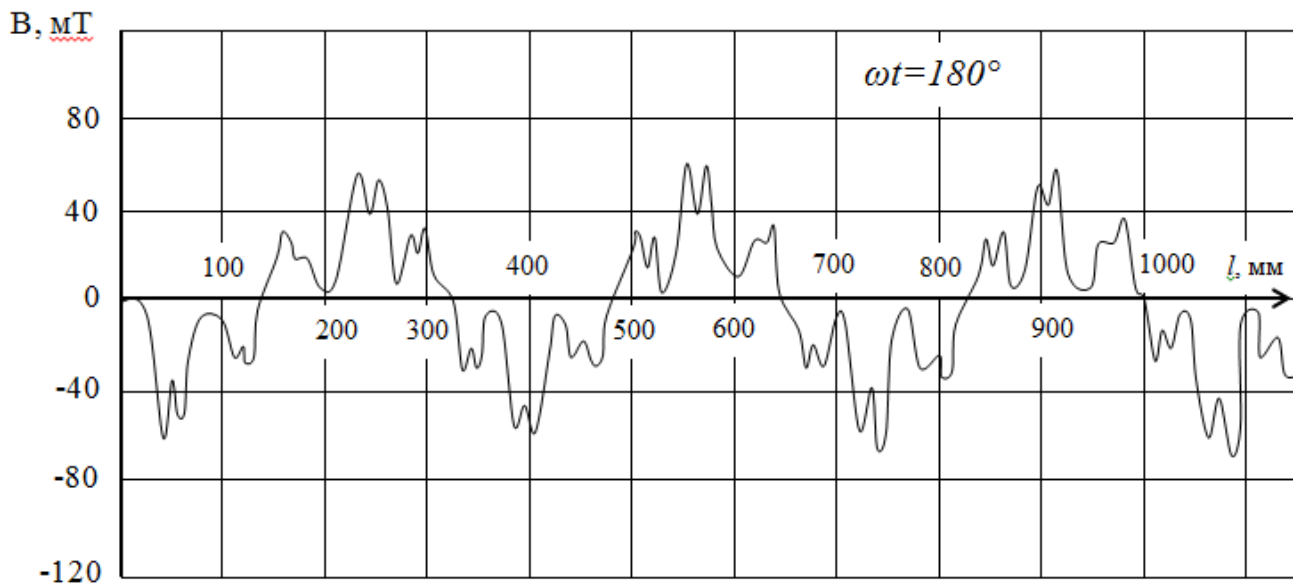


Рис. 9.17 – Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре индуктора опытного образца тягового ЛАД в поперечном направлении при питании обмотки постоянным током

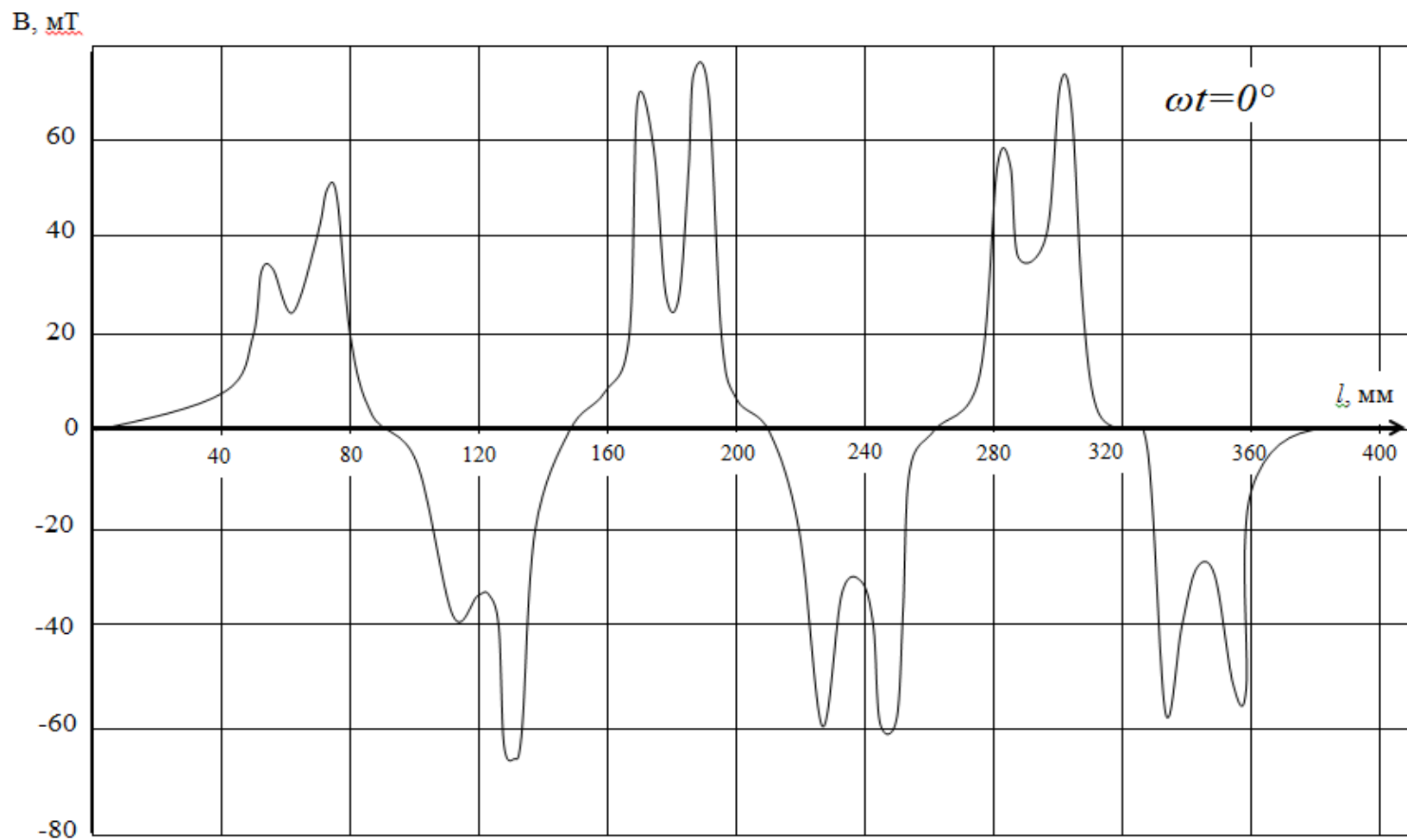


Рис. 9.18 – Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре индуктора опытного образца тягового ЛАД в продольном направлении при питании обмотки переменным током

Стендовые испытания опытного образца ЛАД для магнитолевитационного транспорта в режимах холостого хода и короткого замыкания (при заторможенном вторичном элементе) позволили определить параметры схемы замещения двигателя и пусковое тяговое усилие. Пусковое усилие опытного образца ЛАД измерялось динамометром. Испытания проводились при пониженном напряжении, т.к. в лаборатории не имеется источника питания соответствующей мощности. При фазном токе индуктора опытного образца тягового ЛАД 200 А (номинальный ток 460 А, пусковой ток 570 А) измеренное пусковое тяговое усилие составило 200 Н. Расчетом без учета срединного эффекта определено пусковое тяговое усилие при пониженном напряжении, величина которого составила 218 Н, а с учетом срединного эффекта – 210 Н, что больше совпадает с данными эксперимента. Расхождение экспериментального и расчетных значений не превысило 10 %.

При стендовых испытаниях индуктора линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком измерялось сопротивление изоляции обмотки, параметры обмотки, исследован процесс нагрева и остывания обмотки индуктора при пониженном напряжении и определена постоянная времени ее нагрева.

Также при испытаниях опытного образца индуктора ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком для магнитолевитационного транспорта выполнены измерения усилий поперечной самостабилизации при различных положениях вторичного элемента относительно индуктора (при поперечном смещении вторичного элемента). Измерения производились при неподвижном вторичном элементе, как и в случае определения пусковых тяговых усилий. Величина усилий стабилизации измерялась при помощи динамометра. Ранее усилия поперечной стабилизации были определены расчетным путем по соотношениям, полученным в диссертации теоретически. Данные расчетов и измерений сведены в таблицу 9.11 и представлены графически на рис. 9.19.

Таблица 9.11

Усилия поперечной стабилизации

Смещение вторичного элемента, мм	Расчетное значение усилия стабилизации, Н	Измеренное значение усилия стабилизации, Н
10	3,4	3,6
20	6,0	5,9
30	9,1	9,2
40	12,3	12,1
50	15,0	15,3

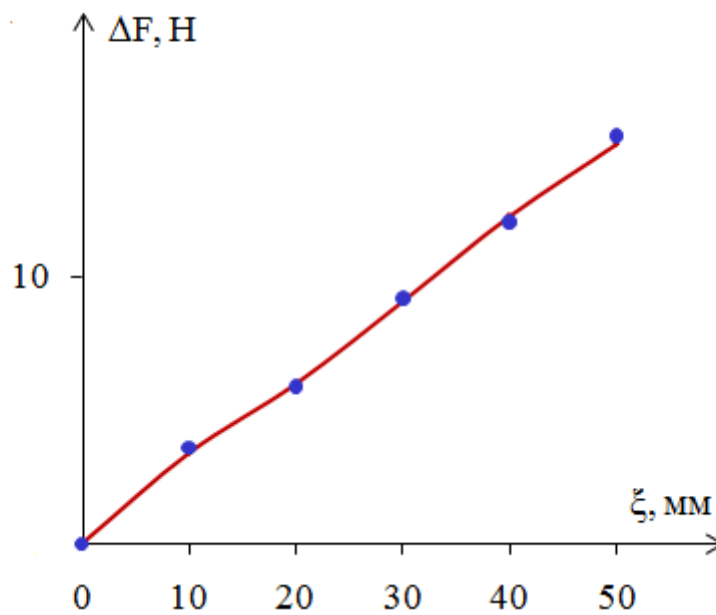


Рис. 9.19. Усилия поперечной стабилизации ЛАД
с продольно-поперечным магнитным потоком:

— — расчет; • — эксперимент

Сопоставление данных расчета и эксперимента показывает хорошее их совпадение (различие значений не превышает 2...6 %).

Выводы

1. Экспериментальным путем определены параметры схемы замещения тягового ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком для магнитолевитационного транспорта. Сопоставление экспериментальных данных и расчетных показывает, что погрешность не превышает 15 %, что подтверждает справедливость теоретических положений, полученных в диссертации.

2. Исследование нагрева вторичного элемента тягового ЛАД в режиме короткого замыкания (при неподвижном ВЭ) показали, что его температура достигает установившегося значения через 40 минут, что многократно превышает время торможения высокоскоростного магнитолевитационного транспорта.

3. Исследование распределения магнитных полей в воздушном зазоре тягового ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком подтвердило правильность принятых для исследования расчетных моделей.

4. Сопоставление данных расчетов и экспериментов показали, что расхождение в определении пускового тягового усилия макетного образца тягового ЛАД с продольно-поперечным магнитным потоком не превышает 10 %, а по усилиям боковой стабилизации расхождение результатов в пределах 6 %.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения диссертационного исследования решена научная проблема повышения безопасности движения высокоскоростного транспорта на магнитном подвесе за счет улучшения поперечной динамики при помощи новых конструкций многофункциональных тяговых линейных асинхронных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком, развивающих усилия боковой самостабилизации левитирующих транспортных экипажей относительно путевой структуры. Также решена научная проблема повышения эффективности использования линейных асинхронных двигателей на высокоскоростном магнитолевитационном транспорте путем развития их теории, что позволило повысить точность расчетов, и создания принципиально новых конструкций ЛАД. Выполненные исследования позволили сформулировать основные выводы диссертации.

1. Анализ публикаций, уровень техники и экономики в Российской Федерации и других промышленно развитых странах позволяют сделать вывод о том, что на первых этапах создания поездов со скоростями движения 350-500 км/ч наиболее перспективными являются магнитолевитационные транспортные системы с тяговыми линейными асинхронными двигателями.

2. Высокие скорости магнитолевитационного транспорта требуют значительного повышения уровня безопасности движения. Один из путей решения этой научно-технической проблемы – создание новых тяговых линейных асинхронных приводов, работающих на новом принципе действия, который предложен в диссертации, с улучшенной поперечной динамикой, развивающих не только тяговые усилия, но и усилия поперечной самостабилизации высокоскоростного экипажа относительно путевой структуры.

3. Определен путь улучшения поперечной стабилизации высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с тяговыми ЛАД за счет использования в линейных двигателях нового физического принципа встречно бегу-

щих в поперечном направлении магнитных полей. При нарушении их симметрии (боковое смещение экипажа) создаются боковые усилия, автоматически возвращающие экипаж МЛТ в прежнее положение, что повышает безопасность движения. На основе решения полевых задач созданы основы теории определения усилий боковой поперечной самостабилизации с учетом взаимосвязей между геометрическими размерами индуктора тягового линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком и его вторичного элемента (путевой структуры МЛТ) и величиной поперечного бокового смещения высокоскоростного экипажа.

4. Решение оптимизационной задачи позволило установить зоны наиболее выгоднейшего расположения индуктора ЛАД с поперечным магнитным потоком относительно вторичного элемента при различных соотношениях его размеров, что необходимо при проектировании линейных двигателей для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта. Показано, что коэффициент ослабления электромагнитной силы (тягового усилия) зависит от распределения плотности тока во вторичном элементе тягового ЛАД, определены способы его снижения путем направленного изменения соотношения его геометрических размеров.

5. Аналитическим путем получены соотношения для расчета коэффициента ослабления электромагнитной силы тягового ЛАД с поперечным магнитным потоком, учитывающие распределение тока во вторичном элементе, величину воздушного зазора и влияние поперечного краевого эффекта. Установлены оптимальные значения плотности тока во вторичном элементе ЛАД с поперечным магнитным потоком, учитывающие скорость движения МЛТ и геометрические размеры двигателя. Показано, что приращение плотности тока вторичного элемента при его смещении относительно оси симметрии в любую сторону будет отрицательным.

6. Установлены аналитические соотношения для расчета плотности тока индукторов тяговых ЛАД для магнитолевитационного транспорта с продоль-

ным и поперечным магнитным потоком путем решения дифференциальных уравнений, учитывающие геометрические размеры индуктора и вторичного элемента и их взаимное влияние на распределение плотности тока в лобовых частях обмотки, что повышает точность расчета тягового усилия двигателя..

7. Сформулирована и решена краевая полевая задача, позволившая получить соотношения для расчета плотности тока во вторичном элементе ЛАД с продольным магнитным потоком при учете влияния магнитного поля за пределами индуктора, что позволяет повысить точность расчета тяговых усилий. Результаты теоретических исследований позволили установить, что эффективность взаимодействия токов индуктора и вторичного элемента ЛАД с продольным магнитным потоком зависит от величины их фазового сдвига и оказывает значительное влияние на величину тягового усилия МЛТ. Аналитическим путем получены соотношения для расчета коэффициента ослабления электромагнитной силы (тягового усилия) в зависимости от распределения тока во вторичном элементе (путевой структуре магнитолевитационного транспорта), что может быть использовано уже на стадии проектирования линейного асинхронного двигателя для высокоскоростного МЛТ.

8. Разработаны математические модели для расчета токов во вторичном элементе ЛАД с поперечным магнитным потоком на основе уравнений Максвелла, позволяющие учитывать величину воздушного зазора при магнитной левитации высокоскоростного транспортного экипажа, распределение магнитной индукции в поперечном направлении и взаимосвязи между геометрическими размерами индуктора и вторичного элемента. Предложена новая математическая модель распределения токов во вторичном элементе, учитывающая поперечный краевой эффект, что позволяет на стадии проектирования системы МЛТ с ЛАД выбирать ее рациональные размеры. Путем математического моделирования получены новые соотношения для определения коэффициента ослабления электромагнитной силы (тягового усилия) ЛАДПП для высокоскоростного

стных магнитолевитационных транспортных систем с учетом срединных эффектов, что повышает точность расчетов.

9. В результате аналитических исследований установлены оптимальные значения средней плотности тока вторичного элемента ЛАД для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта с учетом взаимосвязей между скоростью движения и геометрическими размерами индуктора и вторичного элемента тягового двигателя. Теоретическим путем доказано, что приращение плотности тока во вторичном элементе тягового ЛАД магнитолевитационного транспортного экипажа при смещении его от оси симметрии в любую сторону в поперечном направлении всегда будет отрицательным. Исследование окрестностей экстремума (максимума) средней плотности тока во вторичном элементе ЛАД показывает, что он имеет явно выраженный пик (т.е. занимает узкую область). Это приводит к тому, что даже незначительные отклонения от оптимума приведут к существенному снижению плотности тока, а значит и к снижению тягового усилия, развиваемого линейным асинхронным двигателем магнитолевитационного транспорта, в том числе и вакуумного. Особенно резко это проявляется при снижении полюсного деления линейной тяговой машины.

10. Исследованы особенности регулирования линейного асинхронного двигателя с изменяемым сопротивлением короткозамкнутой обмотки вторичного элемента. Решен ряд полевых задач, устанавливающих взаимосвязи между параметрами паза вторичного элемента тягового регулируемого ЛАД для МЛТ и магнитным полем вторичного элемента при частичном замыкании проводников стержня. Установлены закономерности изменения коэффициентов увеличения активного и уменьшения индуктивного сопротивлений обмотки вторичного элемента в зависимости от количества и расположения замкнутых коротко проводников. Показано, что эффект вытеснения тока практически не сказывается, если замкнута часть проводников, замыкающих не более 10% по высоте паза. Установлено, что эффект вытеснения тока в пазу вторичного элемента проявляется особенно резко при замыкании коротко части проводников,

занимающих свыше 50 % по высоте паза. В таких случаях при расчете тягового регулируемого ЛАД в режимах трогания высокоскоростного экипажа МЛТ с места и торможения, изменения скорости движения обязательен учет коэффициентов увеличения активного $\varphi(\xi)$ и снижения индуктивного $\lambda(\xi)$ сопротивлений короткозамкнутой обмотки вторичного элемента.

11. Экспериментальные исследования на лабораторных и макетных образцах ЛАД для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта показали, что расхождение теоретических (расчетных) и опытных результатов не превышает 10%.

12. Конструкции новых тяговых ЛАД для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта защищены 2 авторскими свидетельствами СССР и 25 патентами Российской Федерации на изобретения.

13. Результаты диссертации уже нашли практическое применение в Госкорпорации «Росатом» в АО «НИИЭФА им. Д.В. Ефремова» при разработке стенда по исследованию равновесия, устойчивости и движения высокоскоростного магнитолевитационного транспорта, результаты используются при выполнении исследований по новым видам транспорта в рамках гранта РФФИ_РЖД № 17-20-04236 «Магнитное охлаждение перспективных транспортных и энергетических систем» в Институте радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН при разработке стендов по исследованию атмосферных и вакуумных магнитолевитационных транспортных систем, в учебном процессе РГУПС, приняты к внедрению рядом промышленных и транспортных предприятий.

Предложение по продолжению исследований: предполагается продолжить разработки и исследования линейных тяговых устройств для повышения эффективности и безопасности движения высокоскоростного МЛТ, повышения энергоэффективности новых видов транспорта.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Транспорт с магнитным подвесом [Текст]/Ю.А. Бахвалов, В.И. Бочаров, В.А. Винокуров и др. Под ред. В.И. Бочарова и В.Д. Нагорского. – М.: Машиностроение, 1991. – 320 с.
2. Высокоскоростной наземный транспорт с линейным приводом и магнитным подвесом [Текст]/Л.А. Баранов, В.И. Бочаров, О.А. Васюков и др. Под ред. В.И. Бочарова и В.Д. Нагорского. – М.: Транспорт, 1985. – 278 с.
3. Сика, З.К. Электродинамическая левитация и линейные синхронные двигатели транспортных систем [Текст]/ З.К. Сика, И.И. Куркалов, В.А. Петров. – Рига: Зинатне, 1988. – 258 с.
4. Основы проектирования электроподвижного состава с магнитным подвесом и линейным тяговым электроприводом [Текст]/В.И. Бочаров, Ю.А. Бахвалов, И.И. Талья и др. Под ред. В.И. Бочарова. Ч.1 и Ч.2. – Ростов н/Д: РГУ, 1992. – 432 с. и 296 с.
5. А.с. 1104619 СССР. МПК H02K 41/025. Асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом индуктора [Текст]/Соломин В.А. № 3582985/24-07. Заявл. 25.04.83; опубл. 23.07.84. Бюл. № 27.
6. А.с. 1748609 СССР. МПК H02K 41/025. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Соломин В.А., Соломин А.В. № 4783723/07. Заявл. 18.01.90. Зарегистрировано в реестре изобретений СССР 15.03.92. Индекс «ДСП».
7. А.с. 1820461 СССР. МПК H02K 41/025. Асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом [Текст]/Соломин В.А., Щурская Т.В., Соломин А.В. и др. № 4916691/07. Заявл. 6.03.91; опубл. 7.06.93. Бюл. № 21.
8. Патент 1823094 РФ. МПК H02K 41/025. Асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом индуктора [Текст]/Соломин В.А., Кононенко В.В., Соломин А.В. и др. № 4893919/07. Заявл 25.12.90; опубл. 23.06.93. Бюлю № 23.

9. Патент 2024168 РФ. МПК НО2К 41/025. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Соломин В.А., Щурская Т.В., Соломин А.В. и др. № 4922110/07. Заявл. 30.04.91; опуюл. 30.11.94. Бюл. № 22.
10. Патент 2035826 РФ. МПК НО2К 41/025. Асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом [Текст]/Соломин В.А., Щурская Т.В. и Соломин А.В. № 5032823/07. Заявл. 18.03.92; опубл. 20.05.95. Бюл. № 14.
11. Патент 2046523 РФ. МПК НО2К 41/025. Асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом [Текст]/Соломин В.А., Щурская Т.В., Соломин А.В. и др. №5050588/07. Заявл.30.06.92; опубл. 20.10.95. Бюл. № 29.
12. А.С. 696579 СССР. МПК Н02К 41/04. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А., Хантимиров С.С. и др. № 2591263. Заявл. 20.03.78; опубл. 13.07.79. Бюл. № 41.
13. А.с. 734856 СССР. МПК НО2К 41/04. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А., Дудченко О.А. и др. № 2336852/24-07. Заявл. 16.03.76; опубл. 21.01.80. Бюл. № 18.
14. А.с. 744866 СССР. МПК НО2К 41/04. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А., Трофимов В.А. № 2383432/24-07. Заявл. 6.07.76; опубл.30.06.60. Бюл. № 24.
15. А.с. 868942 СССР. МПК НО2К 41/02. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А., Хантимиров С.С. и др. № 2451243/24-07. Заявл. 8.02.77; опубл. 30.09.81. Бюл. № 36.
16. Патент 22115224 РФ. МПК НО2К 41/025. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Соломин А.В., Соломин В.А., Голубев Д.Ф. № 2001109769/09. Заявл. 11.04.01; опубл. 27.08.03. Бюл. № 24.
17. Патент 2268543 РФ. МПК НО2К 41/025. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/ Соломин А.В. № 2004120797/09. Заявл. 7.07.04; опубл. 20.01.06. Бюл. № 2.
18. Балон, Л.В. Электромагнитные рельсовые тормоза [Текст]/ Л.В. Балон. – М.: Транспорт, 1979. – 116 с.

19. Балон, Л.В. Тормозные свойства тяговых агрегатов [Текст]/ Л.В. Балон, И.М. Гендельман//Промышленный транспорт. - 1980, № 3. - С. 22-23.
20. Патент 2233223 РФ. МПК В 61 Н 7/08. Электромагнитный рельсовый тормоз [Текст]/Соломин А.В. № 2002119791. Заявл. 22.07.02; опубл. 20.02.04. Бюл. № 5.
21. Патент 2259001 РФ. МПК Но2К 41/025. Линейный асинхронный электропривод [Текст]/Соломин В.А., Замшина Л.Л., Соломин А.В. № 2003138093 Заявл. 30.12.03; опубл. 20.08.05. Бюл. № 23.
22. Патент 2279752 РФ. МПК Но2К 41/025. Линейный асинхронный электропривод [Текст]/Соломин В.А., Замшина Л.Л., Соломин А.В. №2005108240. Заявл. 23.03.05; опубл. 10.07.06. Бюл. № 19.
23. Вольдек, А.И. Индукционные магнитногидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом [Текст]/ А.И.Вольдек. – Л.: Энергия, 1970. – 292 с.
24. Budig P.K. Drehstromlinearmotoren. Verlag Technik, Berlin, 1978. – 69 с.
25. Калнинь, Т.К. Линейные индукционные машины с поперечным магнитным потоком [Текст]/ Т.К. Калнинь. – Рига: Зинатне, 1980. – 170 с.
26. Попов, А.Д. Явления во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком [Текст]/ А.Д. Попов, С.М. Цветной//Межвуз. сб. научн. тр. «Синтез тяговых электрических машин и повышение их надежности в эксплуатации». – Ростов н/Д: РИИЖТ, 1984. С. 57-61.
27. Попов, А.Д. Перспективные типы транспортных линейных электрических машин [Текст]/ А.Д.Попов. Лекции. – Ростов н/Д: РИИЖТ, 1985. – 32 с.
28. Соломин, А.В. Вихревые токи в рельсе, индуцированные бегущим магнитным полем индуктора линейного асинхронного двигателя [Текст]/ А.В. Соломин, А.Д. Попов//Вестник РГУПС. - 2000, № 3. - С. 80-85.

29. Учет толщинного эффекта в ферромагнитной вторичной части линейного асинхронного двигателя [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А., Соломин А.В. и др.//Межвуз. сб. науч. тр. «Автоматизированные системы электрообеспечения железных дорог». – Ростов н/Д: РГУПС, 1996. С. 187-194.
30. Соломин, В.А. Линейные асинхронные двигатели для тяговых и тормозных устройств подвижного состава [Текст]/ В.А. Соломин, А.В. Соломин// Монография. – Ростов н/Д: РГУПС, 2001. - 104 с.
31. Соломин, А.В. Основы теории комбинированных тягово-тормозных устройств на базе линейных асинхронных двигателей [Текст]/ А.В. Соломин// Монография. – Ростов н/Д: РГУПС, 2002. - 104 с.
32. Прудников, А.П. Интегралы и ряды [Текст]/ А.П. Прудников, Ю.А. Бычков, О.И. Маричев. – М.: Наука, 1981. - 801 с.
33. Вилнитис, А.Я. Концевой эффект в линейных асинхронных двигателях [Текст]/ А.Я. Вилнитис, М.С. Дриц. – Рига: Зинатне, 1981. – 258 с.
34. Веселовский, О.Н. Линейные асинхронные двигатели [Текст]/ О.Н. Веселовский, А.Ю. Коняев, Ф.Н. Сарапулов. – М: Энергоатомиздат, 1991. – 256 с.
35. Сарапулов, Ф.Н. Исследование короткозамкнутого линейного асинхронного двигателя с разомкнутым магнитопроводом [Текст]/ Ф.Н. Сарапулов, В.А. Бегалов, С.В. Иваницкий//Электричество. - 1982. № 5 - С. 30-34.
36. Коняев, А.Ю. К расчету шунтирующих потоков при расчете магнитной цепи индукционной машины [Текст]/ А.Ю. Коняев, М.Г. Мурджикян, Ф.Н. Сарапулов//Магнитная гидродинамика. - 1974. № 4. - С. 82-86.
37. Сарапулов, Ф.Н. Расчет режима короткого замыкания индукционного двигателя на основе магнитной схемы замещения [Текст]/ Ф.Н. Сарапулов//Электричество. - 1976. № 6. - С. 56-58.
38. Бочаров В.И. Транспорт на сверхпроводящих магнитах [Текст]/ В.И. Бочаров, И.В. Салли, В.А. Дзентерский. – Ростов н/Д: РГУ, 1988. – 152 с.

39. Вольдек, А.И. Электрические машины [Текст]/ А.И. Вольдек. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
40. Копылов, И.П. Проектирование электрических машин [Текст]/Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. и др. Под ред. Копылова И.П.. – М.: Энергия, 1980. – 496 с.
41. Emde F. Einseitige Stromferddandung in Ankernuten. – E und M. 24. 1908. – S. 703.
42. Rudenberg R. Asynchronmotoren mit Selbststanlauf durch Tetriere Wirbistrome. E.T.Z., 1918.
43. Ламмеранер, И. Вихревые токи [Текст]/ И. Ламмеранер, М. Штафль. - М.-Л.: Энергия, 1967, 208 с..
44. Данилевич, Я.Б. Параметры электрических машин переменного тока [Текст]/ Я.Б. Данилевич, В.В. Домбровский, Е.Я. Казовский. – Л.: Наука, 1965. 339 с
45. Клоков, Б.К. Расчет вытеснения токов в стержнях произвольной конфигурации [Текст]/ Б.К. Клоков//Электротехника. - 1969, № 9. - С. 48-51.
46. Кононенко, Е.В. Электрические машины. Специальный курс [Текст]/ Е.В. Кононенко, Г.А. Сипайлов, К.А. Хорьков. – М.: Высш. Шк., 1975. – 279 с.
47. Цуканов, В.И. Расчет на ЭВМ коэффициентов вытеснения тока в стержнях роторов электрических машин [Текст]/ В.И. Цуканов, В.Х. Георгиади//Электротехника. - 1982. № 12.
48. Цуканов, В.И. Коэффициенты вытеснения тока и проводимости пазового рассеяния с учетом зазора между стержнями обмотки и пазом ротора электрической машины [Текст]/ Цуканов В.И., В.Х. Георгиади//Электричество. – 1990, № 11. - С. 67-71.
49. А.с. 1350778 СССР. МПК НО2К 41/025. Линейный асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом индуктора [Текст]/Соломин В.А.,

Бочаров В.И., Куприанов Ю.В. и др. № 3953152/24-07. Заявл.11.09.85; опубл.7.11.87. Бюл. № 41.

50. Попов, А.Д. К расчету магнитного поля в пазу регулируемого линейного асинхронного двигателя [Текст]/ [Текст]/ А.Д. Попов, А.В. Соломин//Электромеханические системы и преобразователи: Межвуз. сб. научн. тр. Ч. 1. – Ростов н/Д: РГУПС, 1996. С. 30-34.

51. Соломин, В.А. О расчете магнитного поля в частично заполненном пазу электрической машины [Текст]/ В.А. Соломин, А.Д. Попов, А.В. Соломин и др.//Электровозостроение: сб. научн. тр. Т. 38. – Новочеркасск: ВЭЛНИИ. 1997. С. 185-190.

52. Соломин, А.В. Учет влияния вытеснения тока на параметры проводника обмотки тягового линейного асинхронного двигателя при его произвольном расположении по высоте паза [Текст]/ А.В. Соломин//Вестник РГУПС. – 2000, № 1. - С. 30-35.

53. Соломин, В.А. Электромагнитное поле в пазу электрической машины при произвольном расположении в нем проводника с током [Текст]/ В.А. Соломин, Л.Л. Замшина, А.В. Соломин//Вестник РГУПС. – 2002, № 2. - С. 56-59.

54. Соломин, А.В. Тягово-тормозные устройства подвижного состава на базе индукторов линейных асинхронных двигателей и учет влияния поверхностного эффекта [Текст]/ А.В. Соломин//Вестник РГУПС. – 2002, № 2. - С. 45-48.

55. Соломин, В.А. Глубокорегулируемый тяговый линейный асинхронный двигатель [Текст]/ В.А. Соломин, Л.Л. Замшина, А.В. Соломин//Вестник инженеров электромехаников железнодорожного транспорта. Вып. 1. – Самара: СамГАПС, 2003.- С. 25-28.

56. Соломин, А.В. Влияние поверхностного эффекта на параметры вторичного элемента регулируемого тягового линейного асинхронного двигателя [Текст]/ А.В. Соломин//Вестник РГУПС. – 2001, № 2. - С. 82-84.

57. Соломин, А.В. Силовое взаимодействие индуктора линейного асинхронного двигателя и рельса [Текст]/ А.В. Соломин//Вестник РГУПС. – 2003, № 1. С. 31-33.
58. Соломин, А.В. Очень плавный двигатель [Текст]/ А.В. Соломин//Изобретатель и рационализатор. - 2003. № 11, 2с.
59. Соломин, А.В. Влияние вытеснения тока в пазу на параметры обмотки вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя [Текст]/ А.В. Соломин, Л.Л. Замшина//Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2004, № 9-10. - С. 41-46.
60. Соломин, А.В. Линейный асинхронный двигатель с улучшенными пускорегулировочными характеристиками [Текст]/ А.В. Соломин//Проблемы промышленных электромеханических систем и перспективы их развития: Матер. научно-техн. конф. с междунар. участием. – Ульяновск: УлГТУ, 1996. 2с.
61. Попов, А.Д. Расчет магнитного поля в пазу регулируемого линейного асинхронного двигателя [Текст]/ А.Д. Попов, А.В. Соломин//Матер. научн. конф., посвященной 65-летию РГУПС. – Ростов н/Д: РГУПС, 1996. 5 с.
62. Соломин А.В. Линейные модули для тормозных и разгонных устройств подвижного состава [Текст]/ А.В. Соломин//Матер. научно-техн. конф. – Ростов н/Д: РГСУ, 1997. 1с.
63. Соломин, А.В. Вихревые токи в массивном электропроводящем вторичном элементе линейного электродвигателя [Текст]/ А.В. Соломин//Проблемы и перспективы развития железнодорожного транспорта: Труды междунар. научно-техн. конф. – Ростов н/Д: РГУПС, 1999. 1с.
64. Соломин, В.А. Векторный магнитный потенциал в воздушном зазоре тягового линейного асинхронного двигателя [Текст]/ В.А. Соломин, А.В. Соломин, Л.Л. Замшина//Проблемы и перспективы развития железнодорожного транспорта: Труды междунар. научно-техн. конф. – Ростов н/Д: РГУПС, 1999. 1с.

65. Соломин, А.В. Магнитное поле и вытеснение тока в пазу вторичного элемента линейного электромагнитного модуля [Текст]/ А.В. Соломин//Матер. 1-й отраслевой научно-техн. конф. «Актуальные проблемы развития железнодорожного транспорта и и роль молодых ученых в их решении». – Ростов н/Д: РГУПС, 1998. 1с.

66. Соломин, А.В. Тормозные, дополнительные тяговые и догружающие устройства подвижного состава на базе линейных электромагнитных модулей [Текст]/ А.В. Соломин//Актуальные проблемы развития железнодорожного транспорта и роль молодых ученых в их решении: Матер. 2-й отраслевой научно-техн. конф. – Ростов н/Д: РГУПС, 2000. 2с.

67. Соломин, А.В. Расчет электромагнитного поля в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя [Текст]/ А.В. Соломин, А.С. Данилов //Актуальные проблемы развития железнодорожного транспорта и роль молодых ученых в их решении: Матер. 2-й отрасл. научно-техн. конф. – Ростов н/Д: РГУПС, 2000. 2с.

68. Соломин, А.В. Тяговое и тормозное усилие электромагнитного модуля [Текст]/ А.В. Соломин//Транспорт – 2001: Труды научно-техн. конф. Ч. 2. – Ростов н/Д: РГУПС, 2001. 2с.

69. Соломин, А.В. Определение тягового и тормозного усилия индуктора линейного электромагнитного модуля [Текст]/ А.В. Соломин//Транспорт – 2002: Труды научно-техн. конф. Ч. 3. – Ростов н/Д: РГУПС, 2002. 3с.

70. Соломин, А.В. Определение усилия притяжения между индуктором линейного электромагнитного модуля и рельсом [Текст]/ А.В.Соломин//Транспорт – 2003: Труды научно-техн. конф. Ч. 2. – Ростов н/Д: РГУПС, 2003. 2с.

71. Соломин, А.В. Двигатель с плавным регулированием [Текст]/ А.В. Соломин//Транспорт – 2004: Труды всеросс. Научно-техн. конф. Ч. 2. – Ростов н/Д: РГУПС, 2004. 2 с.

72. Соломин, А.В. Саморегулируемый магнитоплан [Текст]/ А.В. Соломин//Актуальные проблемы развития транспорта: стратегические, региональные, технические: Труды междунар. научно-техн. конф. – Ростов н/Д: РГУПС, 2004. 1с.

73. Соломин, А.В. О взаимодействии между индуктором тягового линейного двигателя и рельсом [Текст]/ А.В. Соломин, А.В. Костюков//Транспорт – 2005: Труды всерос. научно-техн. конф. Ч. 3. – Ростов н/Д: РГУПС, 2005. 1с.

74. Соломин, А.В. Конструктивные схемы линейных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком для тяговых и тормозных устройств подвижного состава [Текст]/ А.В. Соломин//Транспорт – 2006: Труды всерос. научн. конф. Ч. 3. – Ростов н/Д, 2006. 3с.

75. Соломин, А.В. Учет влияния вытеснения тока в стержне вторичного элемента линейного асинхронного двигателя при его произвольном расположении по высоте паза [Текст]/ А.В. Соломин, Л.Л. Замшина//Известия вузов. Электромеханика. – 2005, № 3. - С. 34-37.

76. А.с. 544065 СССР. МПК НО2К 41/04. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А., Трофимов В.А. и др. № 2139755/07. Заявл. 2.06.75; опубл.25.01.77. Бюл. № 3.

77. А.с. 615573 СССР. МПК НО2К 41/04. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А., Трофимов В.А. и др. № 2452497/07. Заявл.14.02.77; опубл. 15.07.78. Бюл. 26.

78. United States Patent 4209718. Int. cl. H02K 41|02.Linear induction motor/Alexander D. Popov, Vladimir A. Solomin et al. Jun.24.1980.

79. Patent Bundesrepublik Deutschland DE 2847410 C2. Int. cl. HO2K 41/025. Linearer Asynchronmotor/Popov A.D., Solomin V.A. und and. 29/12.1983.

80. Patent Franse 7832971. Jnt.cl. HO2K 41/025. Moteur electrique asynchrone lineaire/Popov A.D., Solomin V.A., Trofimov V.A. 03.07.1981.

81. А.с. 634430 СССР. МПК НО2К 41/04. Линейный асинхронный двигатель/Попов А.Д., Соломин В.А., Трофимов В.А. и др. № 2336852/07. Заявл. 16.03.76; опубл. 25.11.78. Бюл. № 43.
82. А.с. 696578 СССР. МПК НО2К 41/04. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Бочаров В.И., Куприанов Ю.В., Попов А.Д. и др. № 2501927/07. Заявл. 1.07. 77; опубл. 5.11.79. Бюл. № 41.
83. United States Patent 4254349. Int.cl. НО2К 41/04. Linear induction motor/Vasily I. Bochrov, jury V. Kuprianov, Alexander D. Popov. 3.03.1981.
84. Patent Franse 7832969. Int.cl. НО2К 41/02. Moteur electrique asynchrone lineaire/Bocharov V.I., Kuprianov J.V., Popov A.D. 4.08.1981.
85. United States Patent 4216397/ Int.cl. НО2К 41/02. Linear induction motor/Alexander D. Popov, Vladimir A. Solomin et al. 5.08.1980.
86. Patent Bundesrepublik Deutschland 2851038 C2. Int.cl. НО2К 41/025. Linearer Asynchronmotor/Popov A.D., Solomin V.A. und and. 11.08.1983.
87. Patent Franse 7836932. Int.cl. НО2К 41/02. Moteur electrique asynchrone a movement lineaire/Popov A.D., Solomin V.A. 23.10. 1984.
88. Патент Японии 1199539. МПК НО2К 41/04. Линейный асинхронный двигатель/Попов А.Д., Соломин В.А. 10.05.1984.
89. А.с. 743135 СССР. МПК НО2К 41/025. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А. № 2587755/07. Заявл. 20.03.78; опубл. 25.06.80. Бюл. № 23.
90. Patent Franse 7836931. Int.cl. НО2К 41/02. Moteur eelectrique asynchrone lineaire/Popov A.D., Solomin V.A. 27.11.1981.
91. А.с. 801197 СССР. МПК НО2К 41/04. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А. № 2632465. Заявл. 12.06.78.; опубл. 30.01.81. Бюл. № 4.
92. United States Patent 4232237/ Int.cl. НО2К 41/00. Asynchronous Linened-motor/Alexander D. Popov, Vladimir A. Solomin/ 4.11.1980.

93. Patent Bundesrepublik Deutschland 2923293 C2. Int.cl. HO2K 41/025. Linearer Asynchronmotor/Popov A.D., Solomin V.A. 11.05.83.
94. А.с. 868942 СССР. МПК HO2K 41/02. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А. и др. № 24511407. Заявл. 8.02.77; опубл. 30.09.81. Бюл. № 36.
95. United States Patent 4271367. Int.cl. HO2K 41/025. Linear induction motor/Alexandtr D. Popov, Vladimir A. Solomin, Sergei S. Khantnmirov et al. 2 Jun 1981.
96. Patent Bundesrepublik Deutschland 3012917 C2. Int.cl. HO2K 41/025. Linearer Asynchronmotor/Popov A.D., Solomin V.A., Chantimirov S.S. und and. 8.03.1984.
97. Patent Franse 8008928. Int.cl. HO2K 41/025. Moteur electrique asynchrone lineaire/Popov A.D., Solomin V.A., Khantimirov S.S. 25.02.1983.
98. А.с. 884232 СССР. МПК В60L 13/08. Высокоскоростная наземная транспортная система [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А., Миндин В.М. № 2885250/11. Заявл. 20.02.80; опубл. 30.01.81. Бюл. № 41.
99. Патент 2025319 РФ. МПК В60L 13/08. Система высокоскоростного наземного транспорта [Текст]/Соломин В.А., Попов А.Д., Кобец А.А. № 5047601. Заявл. 15.06.92; опубл. 30.12.94. Бюл. № 24.
100. А.с. 801198 СССР. МПК HO2K 41/04. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Попов А.Д., Соломин В.А. № 2632465/07. Заявл. 12.06.78; опубл. 30.01.81. Бюл. № 4.
101. United States Patent 4232237. Int.cl. HO2K 41/00. Asynchronous Linened-motor/Alexander D. Popov, Vladimir A. Solomin. 4 Nov. 1980.
102. Patent Bundesrepublik Deutschland 2923293 C2. Int.cl. HO2K 41/025. Linearer Asynchronmotor/Popov A.D., Solomin V.A. 11.05.1983.
103. Oberretl K. Drehdimensionale Berechnung der Endeffekte und der Wiclungsverteilung. – Arch. Electrotechn., 1973. 55. № 4. S. 181-190.

104. Oberretl K., Ancel J. Verification de la theorie du moteur lineaire a l'aide d'une maquette. - Rev.gen.elec., 1976, 85, № 3. S. 221-230.
105. Скобелев, В.Е. К вопросу применения асинхронного линейного двигателя на высокоскоростном наземном транспорте [Текст]/ В.Е. Скобелев//Железные дороги мира. – 1976, № 2. - С. 3-13.
106. Скобелев, В.Е., Анализ путей улучшения характеристик тяговых линейных асинхронных двигателей для высокоскоростного наземного транспорта [Текст]/ В.Е. Скобелев, Г.И. Соловьев, А.П. Епифанов//Железные дороги мира. – 1978, № 2. - С. 3-12.
107. Епифанов, А.П. Повышение эффективности тягового линейного асинхронного привода [Текст]/ А.П. Епифанов, А.М. Лебедев, И.И. Талья//Известия вузов. Электромеханика. – 1990, № 7. - С. 60-67.
108. Соломин, В.А. Исследование линейных асинхронных двигателей с поперечным магнитным потоком. – Автореф. дисс. канд. техн. наук. – Новочеркасск: НПИ, 1983. 16 с.
109. Привалов, Н.И. Ряды Фурье [Текст]/ Н.И. Привалов. – М.-Л.: ОНТИ, 1934. – 164 с.
110. Соломин, В.А. Тяговые и подъемные усилия линейного асинхронного двигателя для высокоскоростного транспорта [Текст]/ В.А. Соломин, А.В. Соломин, Л.Л. Замшина//Вестник РГУПС. – 2004, № 3. - С. 117-119.
111. Соломин, А.В. Линейный асинхронный двигатель для высокоскоростной транспортной системы на магнитной подвеске [Текст]/ А.В. Соломин//Вестник РГУПС. – 2004, № 4. - С. 41-44.
112. Соломин, В.А. Векторный магнитный потенциал в воздушном зазоре линейного асинхронного двигателя [Текст]/ В.А. Соломин, Л.Л. Замшина, А.В. Соломин//Вестник УГТУ(УПИ). – 2003, № 5. - С. 67-70.
113. Туровский Я. Техническая электродинамика [Текст]/ Я. Туровский. – М.: Энергия, 1974. – 488 с.

114. Епифанов, А.П. Расчетно-теоретические исследования нормальных сил в тяговых линейных асинхронных двигателях [Текст]/ А.П. Епифанов, А.М. Лебедев//Известия вузов. Электромеханика. – 1985, № 9. - С. 39-43.
115. Соколов, М.М. Электропривод с линейными асинхронными двигателями [Текст]/ М.М. Соколов, Л.К. Сорокин. – М.: Энергия, 1974. – 136 с.
116. Резин, М.Г. Асинхронный двигатель с разомкнутым магнитопроводом и изолированной петлевой короткозамкнутой обмоткой ротора [Текст]/ М.Г. Резин, М.Г. Мурджикян, Ф.Н. Сарапулов// Электричество. -1975, № 7. - С. 68-69.
117. Сарапулов, Ф.Н. Расширение функциональных возможностей ЛАД в регулируемых электроприводах [Текст]/Сарапулов Ф.Н., Барышников Ю.В., Бегалов В.А. и др.//Электромашиностроение и электрооборудование, 1983. № 37. С. 90-93.
118. Винокуров, В.А. Исследование процесса нагревания обмотки фазного вторичного элемента ОЛАД [Текст]/ В.А. Винокуров, В.И. Бочаров, Б.Н. Минаев и др.//Известия вузов. Электромеханика. – 1987, № 7. - С. 48-56.
119. Козаченко, Е.В. Расчетные соотношения в компенсированных ЛАД с фазной реактивной шиной [Текст]/ Е.В. Козаченко//Труды МИИТ. – М.: МИИТ, 1983, вып. 683. С. 80-88.
120. Петленко, Д.Б. Расчет характеристик линейного электропривода, управляемого без воздействия со стороны управляющей сети [Текст]/ Д.Б. Петленко//Электрические машины и электромеханические системы: Межвуз. сб. научн. тр. – Пермь: ПГТУ(ППИ), 1995. С. 94-99.
121. International Symposium on Trafficanol Transpottation Technologies. IVA Hamburg. Prosidings Vol A1, 1979/ 387 p.
122. Freeman E.M., Smith B.E. Surface-impedance mthdod applied to multilayer cylindrical induction divices circumferential exciting cuppes/ - Proc.IEEE? 1970. Vol. 117. № 110. P. 2012-2013.

123. Eastham J.F., Always J.H. Transverse-flux tubular motors. - Proc.IEEE, 1972. Vol. 119.№ 12. P. 1709-1718.
124. Freeman E.M. Equivalent circuit from electromagnetic theory; low-frequency induction devices/ - Proc.IEEE, 1974. Vol. 121. № 10. P. 1117-1121.
125. Saupe J. Untersuchungen zur Hauptfeldsättigung in Drehstromasynchronmaschinen mit Kuschlublaufer//Elektrische, 1971. № 9. S. 340-341.
126. Laithwaite E.R. Rotor windings for induction motors with arcshaped stator poles. - Proc.IEEE, 1964.Vol. 111. № 2.
127. International Conference on Maglev Transport Towards the Future. – Mch. Eng. Pubs. LTD, London, 1984.
128. International Conference on Maglev and Linear Drives. – Vancouver BC, Canada, 1986.
129. International Conference on Maglev and Linear Drives. – Las Vegas, 1987.
130. Mayer W. Der Energieverbrauch der Magnetbahn//Eisenbahntechnische Rundschau, 1981. № 11. S. 807-811.
131. Mendrel E., Turowski J. Rotary-linear induction motor. Paper № A 78091 – IEEE PES Winter Meeting. New York, 1978. S. 1-8.
136. Laithwaite E.R., Kuznetsov S.B. Power-Factor improvement in linear induction motors. – Proc. IEEE. 1981. Vol. 128. Pt. B. № 4. P. 190-194.
137. Eckl K. Neue Entwicklungen im Elektromaschinen des mittleren Leistungsbereiches. – “Elin.-Z.”, 1973, 23. № 4. S. 110-119.
138. Boshinow I.M. Theoretische und experimentelle untersuchung eines Doppelständer-Linearmotors mit ferromagnetischen Laufer. – Elektrische, 1971. 25. № 9. S. 346-348.
139. Jufer M., Warve N. Le moteur lineaire. Developpement theoretique et applications. – “Bull.Schweiz.Electrotechn.Ver.” 1972. 63. № 15. 844-856.
140. Rummich E. Linearmotoren und ihre Anwendung. – “Arch.Electrotechn.”, 1973, 55. № 4. S. 221-230.

141. Shieber D. Principle of operation of linear induction divices. – Proc. IEEE. 1973, 616. № 5. P. 647-656.
142. Yamamura S., Ishikawa J., Ito H. Theories of the linear induction motor. IEEE Trans. Power. Appar. and Syst. 1972, 91, 1700-1709. Dicuss., 1709-1710.
143. Nonaka S., Fujii N. The seriescjnnection of short stator linear induction motor for intercity transit. International conference on maglev and linear drives. Las Vegas. May 19-21, 1987. P. 23-29.
144. Bathalon M. Le moteur lineaire a reluctance variable. Sci.et.techn., 1973. № 7. P. 41-46.
145. Cooper B.K. Linear motors highspeed transport. Mod. Railways, 1975. Vol. 32. № 316. P. 32.
146. Discussion on linear motors transerve flux. Proc. IEEE, 1972. Vol. 119. № 12. P. 1727-1729.
147. Eastham J.F., Laithwaite E.R. Linear motors topology. Proc. IEEE, 1972. Vol. 119. № 12. P. 1709-1719.
148. Laithwaite E.R. The modern linear motor. Electr. Rev., 1978. Vol. 202. № 22. P. 42-45.
149. Соломин, В.А. Влияние конструктивного исполнения ЛАДПП на величину главного индуктивного сопротивления [Текст]/ В.А. Соломин//Синтез тяговых электрических машин и повышение их эффективности в эксплуатации: Межвуз. сб. научн. тр. – Ростов н/Д: РИИЖТ, 1984. С. 61-64.
150. Основы теории электрических аппаратов [Текст]/Под ред. Буткевича Г.В. – М.: Высш. школа, 1970. - 600 с.
151. Сергеев, П.С. Проектирование электрических машин [Текст]/ П.С. Сергеев, Н.В. Виноградов, Ф.А. Горяинов. - М.: Энергия, 1969. – 639 с.
152. Постников, И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин [Текст]/ И.М. Постников. – М.: Высш. школа, 1975. – 319 с.
153. Соломин, А.В. Коэффициент дифференциального рассеяния индуктора линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком

[Текст]/ А.В. Соломин, В.А. Соломин, Д.Ф. Голубев//Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2003, № 11-12. - С. 89-95.

154. Соломин, В.А. Индуктивные сопротивления тягового линейного асинхронного двигателя [Текст]/ В.А.Соломин, А.В. Соломин, Л.Л. Замшина//Известия вузов. Северо-Кавказский научный центр высшей школы, сер. «Технические науки». - 2001, спецвыпуск. - С.131-132.

155. Иноземцев, В.Г. Автоматические тормоза [Текст]/ В.Г. Иноземцев, И.М. Казаринов, В.Ф. Ясенцев. – М.: Транспорт,1981. - 463 с.

156. Казаринов, И.М. Теоретические основы проектирования и эксплуатации автотормозов [Текст]/ И.М. Казаринов, В.Г. Иноземцев, В.Ф.Ясенцев. – М.: Транспорт,1968. - 399 с.

157. Иноземцев, В.Г. Нормы и методы расчета автотормозов [Текст]/ В.Г. Иноземцев, П.Т. Гребенюк. – М.: Транспорт, 1971. - 57 с.

158. Иноземцев, В.Г. Тормоза железнодорожного подвижного состава [Текст]/ В.Г. Иноземцев. – М.: Транспорт,1979.272 с.

159. Каблуков, В.А. Подвижной состав промышленного транспорта [Текст]/ В.А. Каблуков, О.М. Савчук, Н.Ф. Киричко. – Киев: Вища школа, 1981.280 с.

160. Казаринов, В.М. Методы тормозных расчетов [Текст]/ В.М. Казаринов, П.Т. Гребенюк, Е.В. Клыков. – М.:Трансжелдориздат. 1962. - 257 с.

161. Исаев, И.П. Случайные факторы и коэффициент сцепления [Текст]/ И.П. Исаев. – М :Транспорт, 1977. - 184 с.

162. Нэги, В. Исследование работы тормозов при низких температурах [Текст]/В. Нэги, М. Данко// Железные дороги мира. - 1996, № 12. - С. 22-24.

163. Гуйламин, Б. Тенденции развития тормозных систем на железных дорогах Европы [Текст]/ Б. Гуйламин// Железные дороги мира. - 1996, № 3. - С. 37-39.

164. Глушко, М.И. Принципы работы новых тормозных нормативов [Текст]/М.И. Глушко// Железнодорожный транспорт. - 1996, № 9. - С. 44-47.

165. Гребенюк, П.Т. Тяга и торможение тяжеловесных поездов-аппатитовозов [Текст]/ П.Т. Гребенюк, Н.П. Лейко// Вестник ВНИИЖТа. - 1998, № 2. - С. 19-24.

166. Ковалев, В.И. Скоростной и высокоскоростной транспорт [Текст]/ В.И. Ковалев, С.С. Жабров, Е.А. Сотников// Железнодорожный транспорт. - 1998, № 4. - С. 39-42.

168. Карминский, Д.Э. Эффективность электромагнитного рельсового тормоза [Текст]/ Д.Э. Карминский, Л.В. Балон, А.С. Хорунжий, и др. // Промышленный транспорт. - 1973, № 9. - С. 14-16.

169. Карминский, Д.Э. Исследование электромагнитного рельсового тормоза [Текст]/ Д.Э. Карминский, Л.В. Балон. – Труды РИИЖТ, вып. 51. – Ростов н/Д: РИИЖТ, 1965, с. 66-78.

170. Карминский, Д.Э.. Определение времени подготовки к действию электромагнитного рельсового тормоза [Текст]/ Д.Э. Карминский, Л.В. Балон, В.Ф. Криворудченко . – Труды РИИЖТ, вып. 104. – Ростов н/Д: РИИЖТ, 1974, с. 101-107.

171. Балон, Л.В. Усовершенствование тормозной системы тяговых агрегатов [Текст]/ Л.В. Балон, В.А. Браташ, Г.М. Елсаков// Тез. научн.- техн. конф. “Состояние и перспективы развития электровозостроения в стране”. – Тбилиси, 1987, с. 62.

172. Балон Л.В. Исследование электромагнитного рельсового тормоза. – Дисс. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук. – Ростов н/Д, 1966, 208 с.

183. Пономарев В.А. Изыскание способов повышения эффективности торможения карьерных поездов. – Автореферат дисс. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук. – М.: МТИ, 1976, 16 с.

174. Балон, Л.В. Стендовые и эксплуатационные испытания электромагнитного рельсового тормоза с полюсными наконечниками из различного материала [Текст]/ [Текст]/ Л.В. Балон, В.Ф. Криворудченко// Труды РИИЖТ, вып. 138. – Ростов н/Д: РИИЖТ, 1977, с. 104-110.

175. Балон, Л.В. Тормозные свойства тяговых агрегатов [Текст]/ Л.В. Балон, И.М. Гендельман// Промышленный транспорт. - 1980, № 3. - С. 22-23.

176. Балон, Л.В. Экспериментальное определение коэффициента трения рельсового тормоза при высоких скоростях движения [Текст]/ Л.В. Балон, В.В. Шаповалов// В кн. “Динамика и прочность подвижного состава” Межвуз. темат. сборн. – Ростов н/Д: РИИЖТ, вып. 185, 1987, с. 59-61.

177. Балон, Л.В. Испытание тормозных систем подвижного состава карьерного транспорта [Текст]/ Л.В. Балон, И.М. Черняк, В.Ф. Криворудченко// Труды РИИЖТ, вып. 90. – Ростов н/Д: РИИЖТ, 1972, с. 27-34.

178. Кузьмин, Б.И. Процессы в неустановившийся период торможения высокоскоростных поездов [Текст]/ Б.И. Кузьмин, О.В. Бесценная// Вестник ВНИИЖТа. - 1969, № 4. - С. 53-56.

179. Фокин, М.Д. Коэффициенты трения башмака магнитно-рельсового тормоза [Текст]/ М.Д. Фокин// Вестник ВНИИЖТа. - 1977, № 16. - С. 20-22.

180. Фокин, М.Д. Магнитно-рельсовые тормоза электроподвижного состава [Текст]/ М.Д. Фокин, О.В. Бесценная// Электрическая и тепловозная тяга. - 1977, № 6. С. 37-38.

181. Фокин, М.Д. Эффективность магнитно-рельсового тормоза [Текст]/ М.Д. Фокин, О.В. Бесценная// Железнодорожный транспорт. - 1977, № 1. - С. 54-55.

182. Бесценная, О.В. Рельсовый тормоз с постоянными магнитами [Текст]/ О.В. Бесценная, Н.С. Шляхов// Бюллетень ЦНИИТЭИ МПС, 1972, № 4, с. 24.

183. Браташ, В.А. Весовые нормы поездов для тяговых агрегатов [Текст]/ В.А. Браташ, В.Н. Варченко, И.М. Гендельман// Промышленный транспорт. - 1977, № 8. - С.11-12.

184. Милько, Н.Н. Управление тормозными системами карьерных поездов [Текст]/ Н.Н. Милько// Промышленный транспорт. - 1980, № 2 - С.19-20.

185. Карминский, Д.Э. Рельсовые тормоза на постоянных магнитах

[Текст]/ Карминский Д.Э., Фокин М.Д., Бесценная О.В. и др.// Вестник ВНИИЖТа. - 1972, № 8. - С. 43-45

186. Левин И.Г. Исследование эффективности действия тормозов на думпках типа ВС – 100 [Текст]/ И.Г. Левин, М.И. Глушко// Горный журнал. – 1968, № 6. - С.18-20.

187. Фесенко С.Л. Тормозная эффективность магнитно-рельсового тормоза [Текст]/ С.Л. Фесенко, З.А. Агозизайн// Труды ИГД МЧМ СССР. – Свердловск, 1972, вып. 34, с. 29-35.

188. Балон, Л.В. Методы тормозных расчетов подвижного состава, оборудованного электромагнитными рельсовыми тормозами. Лекции [Текст]/ Л.В. Балон. – Ростов н/Д: РИИЖТ, 1987. - 20 с.

189. Высокоскоростной транспорт будущего: Труды ВНИИЖТ [Текст]/Под ред. Тихменева Б.Н. – М.: Транспорт. Вып. 623, 1979.

190. Теоретическое и экспериментальное исследование динамики транспортных систем на электромагнитной подвеске [Текст]: Сб. научн. тр. ВНИПИ-гидротрубопровод/ Под ред. Рабиновича Б.И. – М., 1989. – 191 с.

191. Демин, Ю.В. Автоколебания и устойчивость движения рельсовых экипажей [Текст]/ Ю.В.Демин, Л.А. Длугач, М.Л. Коротенко и др. – Киев: Наукова Думка, 1984. - 159 с.

192. Шихлен, В.О. Динамика высокоскоростного транспорта [Текст]/Шихлен В.О., Попп К., Мюллер Р.С. и др.//Пер. с англ. под ред. Тибиллова Т.А.. – М.: Транспорт, 1988.311с.

193. Оценка динамических качеств экипажа ВСНТ с различными схемами ходовой части [Текст]/ [Текст]/Бочаров В.И., Коротенко М.Л., Щвец Ю.П. и др.//Электровозостроение: Сб. научн. тр. ВЭЛНИИ, т. 26, 1985. С. 153-159.

194. Омеляненко, В.И. Метод расчета сил подъема и торможения электродинамического подвеса с дискретной путевой структурой [Текст]/Омеляненко В.И., Бочаров В.И. Долгошеев Э.А. и др.//Известия вузов. Электромеханика. – 1977, № 8. - С. 865-870.

195. Чун-Ву Ли, Сила, действующая на катушки с током, движущиеся над проводящим листом и ее применение для магнитной левитации [Текст]/ Чун-Ву Ли//ТИИЭР. – 1974, № 5. - С. 28-39.
196. Japanese Railnau Engineering, 1982. Vol. 21. № 4.
197. Менделец, Р. Боковая сила в системах с магнитной левитацией [Текст]/Р. Менделец//ТИИЭР. – 1975, № 5. - С. 39-49.
198. Kolm H.H., Thorton R.D. The magnetplane system//Gryogenigs, 1975.
199. Jwasa J., Hoenig M., Kolm H. Desingn of full-scale magneplane vehicle//IEEE Transactions on Magnetigs. Vol. Mag. – 10. 1974/ № 3/
200. Coffey H.T. SRI magnttig sispension studies vor higspeed vehicles//Adv. Gryog. Eng. Vol. 91, 1974.
201. Бочаров, В.И. Аэродинамика подвижного состава ВСНТ на магнитном подвешивании [Текст]/Бочаров В.И., Чурков Н.А., Болдырев В.Г. и др.//Труды ЛИИЖТа, 1981. С. 82-90.
202. Коротенко, М.Л. К исследованию динамики экипажа ВСНТ на электромагнитном подвешивании [Текст]/ М.Л. Коротенко, В.Д. Данович, Ю.А. Лабuzов//Известия вузов. Электромеханика. – 1983, № 2. - С. 103-108.
203. Кочетков, В.М. О левитационном качестве систем электродинамического подвешивания со сложной путевой структурой [Текст]/ В.М. Кочетков//Известия вузов. Электромеханика. – 1983, № 2. - С. 5-10.
204. Кочетков, В.М. Теория электродинамической левитации. Основные результаты и дальнейшие задачи [Текст]/ В.М. Кочетков, К.И. Ким, И.И. Трещев//Известия АН СССР. Энергетика и транспорт. – 1981, № 1. - С. 72-91.
205. Черномордик, Г.И. Выбор оптимальных скоростей и основные параметры пути высокоскоростного наземного транспорта [Текст]/ Г.И. Черномордик, В.А. Нестеров//Труды института компл. трансп. проблем АН СССР, 1979. Вып. 70. С. 124-147.
206. Малахов, В.И. Динамическая жесткость магнитного подвешивания высокоскоростных экипажей [Текст]/В.И. Малахов//Известия вузов. Электромеханика. – 1985, № 1. - С. 33-40.

207. Юферов, Ф.М. Электрические машины автоматических устройств [Текст]/ Ф.М. Юферов. – М.: Высш. школа, 1988. – 479 с.

208. Соломин, А.В. Математическое моделирование линейных асинхронных двигателей для тяговых и тормозных устройств высокоскоростного транспорта: монография [Текст]/А.В. Соломин. – Ростов н/Д: РГУПС, 2008. – 204 с.

209. Соломин, В.А. Усилия поперечной самостабилизации тягового линейного асинхронного двигателя [Текст]/В.А. Соломин, А.В. Соломин, Л.Л. Замшина, А.Л. Быкадоров//Вестник РГУПС. – 2012. № 1. – С. 71 – 74.

210. Соломин, В.А. Математическое моделирование плотности тока в обмотке в обмотке индуктора линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком [Текст]/В.А. Соломин, А.В. Соломин, Н.А. Трубицина, Г.А. Савин//Вестник РГУПС. – 2013. № 2. – С. 67 – 72.

211. Соломин, В.А. Гармонический анализ магнитодвижущих сил индуктора линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком [Текст] /В.А. Соломин, А.В. Соломин, Л.Л. Замшина, Г.А. Савин//Вестник РГУПС. – 2013. № 4. – С. 29 – 34.

212. Патент 2343621 РФ. МПК 41/025. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Соломин В.А., Соломин А.В., Куричев А.П. и др. № 2007142765. Заявл. 19.11.07; опубл. 10.01.09. Бюл. № 1.

213. Патент 2348089 РФ. МПК H02K 41/025. Линейный асинхронный двигатель [Текст]/Соломин В.А., Соломин А.В., Трубицина Н.А., Куричев А.П. № 2008104450. Заявл. 05.02.05; опубл. 27.02.09. Бюл. № 6.

214. Патент 2377707 РФ. МПК H 02 K 41/025. Линейный асинхронный электропривод [Текст]/Соломин В.А., Замшина Л.Л., Соломин

215. Патент 2389125 РФ. МПК H 02 K 41/025. Линейный асинхронный электропривод [Текст]/Соломин В.А., Замшина Л.Л., Соломин А.В. и др. № 2009114502. Заявл. 10.04.09; опубл. 10.05.10. Бюл. 13.

216. Патент 2468492 РФ. Вторичный элемент линейного асинхронного двигателя [Текст]/ Соломин В.А., Соломин А.В., Кучинская О.С. № 2011119731. Заявл. 16.05.11; опубл. 27.11.12. Бюл. № 33.

217. Киселев, И.П. Краткий обзор истории европейских высокоскоростных поездов. Часть 1 [Текст]/ И.П. Киселев// Железные дороги мира. – 2005. № 12. – С. 20 – 36.

218. Киселев, И.П. Краткий обзор истории европейских высокоскоростных поездов. Часть 2 [Текст]/ И.П. Киселев// Железные дороги мира. – 2006. № 1. – С. 18 – 41.

219. Корниенко, В.В. Высокоскоростной электрический транспорт. Мировой опыт [Текст] / В.В. Корниенко, В.И. Омеляненко. – Харьков: НТУ «ХПИ», - 2007. – 159 с.

220. Соломин, А.В. Исследование тормозных, догружающих и вспомогательных тяговых устройств подвижного состава на базе линейных электромагнитных модулей : автореф. дис. ... канд. техн. наук : 05.22.07/ Соломин А. В. – Ростов-на-Дону, 1998. – 20 с.

221. Замшина, Л.Л. Комбинированные тягово-тормозные устройства подвижного состава на основе линейных асинхронных двигателей : автореф. дис. ... канд. техн. наук : 05.22.07/ Замшина Л. Л. – Ростов-на-Дону. – 2001. – 18 с.

222. Куценко, В.В. Тягово-тормозные устройства на основе регулируемых линейных асинхронных двигателей для высокоскоростного транспорта : автореф. дис. ... канд. техн. наук : 05.22.07/ Куценко В. В. – Ростов-на-Дону. – 2011. – 18 с.

223. Соломин, В.А. Линейные асинхронные тяговые двигатели для высокоскоростного подвижного состава и их математическое моделирование [Текст]/ В.А. Соломин, Л.Л. Замшина, А.В. Соломин. – М.: ФГБОУ УМЦ ЖДТ, 2015. - 164 с.

224. Антонов, Ю.Ф. Магнитолевитационная транспортная технология: монография [Текст]/ Ю.Ф. Антонов, А.А. Зайцев и др. Под ред. В.А. Гапановича – М.: ФИЗМАТЛИТ. – 2014. – 476 с.

225. Зайцев, А.А. Транспорт на магнитном подвесе: монография [Текст]/ А.А. Зайцев, Г.Н. Талашкин, Я.В. Соколова. – СПб.: ПГУПС. – 2010. – 160 с.

226. Гурьев, А.Н. Дорога на магнитном подвесе: второе дыхание в России [Текст]/ А.Н. Гурьев// РЖД – партнер. – 2009. № 19. – С. 54-58.

227. Ким, К.К. Использование магнитного подвеса на транспорте и в промышленности: учеб. пособие [Текст]/ К.К. Ким. – СПб.: ПГУПС, 2002. – 63 с.

228. Стрепетов, В.М. Определение параметров пуско-тормозного устройства комбинированной системы левитации и тяги на переменном токе [Текст]/ В.М. Стрепетов//Известия вузов «Электромеханика». – 2008, № 4. – С. 21 – 24.

229. Володин, Г.И. Математическое моделирование линейного асинхронного двигателя[Текст]/ Г.И. Володин//Известия вузов «Электромеханика». – 2001, № 4. – С. 54 – 57.

230. Коломейцев, Л.Ф. Расчет магнитного рассеяния путевого элемента одностороннего индукторного двигателя [Текст]/ Л.Ф. Коломейцев, Г.И. Володин, Н.Г. Душенко//Известия СКНЦ ВШ, сер. Технические науки. – 1984, № 2. – С. 88 – 90.

231. Володин, Г.И. Моделирование электромагнитных процессов в линейной асинхронной машине с малым числом полюсов [Текст]/ Г.И. Володин, Е.А. Климов//Известия вузов «Электромеханика». – 2005, № 1. – С.5 – 7.

232. Сарапулов, Ф.Н. Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения [Текст]/ Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов, П. Шимчак. – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ. – 2005. – 431 с.

233. Совершенствование тягового оборудования подвижного состава [Текст]/ Под ред. В.А. Кучумова, Н.Б. Никифоровой. – М.: Интекст. – 2011. – 152 с.

234. Стрекопытов, В.В. Электрические передачи локомотивов [Текст]/ В.В. Стрекопытов, А.В. Грищенко. – М.: Маршрут. – 2003. – 310 с.

235. Грищенко, А.В. Электрические машины и преобразователи подвижного состава [Текст]/ А.В. Грищенко, В.В. Стрекопытов. – М.: Академия. – 2005. – 320 с.

236. Соломин, В.А. Магнитное поле и вытеснение тока в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя при перемещении замыкающего элемента снизу вверх и слева направо [Текст] /В.А. Соломин, А.В. Соломин, Л.Л. Замшина, А.А. Бичилова//Вестник РГУПС. – 2014. № 2. – С. 102 – 106.

237. Магнитолевитационный транспорт: научные проблемы и технические решения [Текст]/ Под ред. Ю. Ф. Антонова, А. А. Зайцева. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2015. – 612 с.

238. Зайцев, А. А. Магнитолевитационный транспорт в единой транспортной системе страны: монография [Текст]/ А. А. Зайцев, Е. И. Морозова, Г. Н. Талашкин, Я. В. Соколова. – СПб.: Изд-во ООО «Типография «НП-Принт», 2015. – 140 с.

239. Зайцев, А.А. О современной стадии развития магнитолевитационного транспорта [Текст]/ А.А. Зайцев// Железнодорожный транспорт. – 2016. - № 12. – С. 62 – 65.

240. Зайцев, А. А. Магнитолевитационные транспортные системы и технологии [Текст]/ А. А. Зайцев // Железнодорожный транспорт. – 2014. – № 5. – С. 69–73.

241. Антонов, Ю. Ф. Исследование магнитодинамической левитации и электродинамического торможения грузовой транспортной платформы [Текст]/ Ю. Ф. Антонов, А. А. Зайцев, Е. И. Морозова // Известия ПГУПС. – 2014. – № 4 (41). – С. 5–15.

242. Лapidус, Б.М. Железнодорожный транспорт: философия будущего [Текст]/ Б.М. Лapidус, Л.В. Лapidус. – М.; Прометей, 2015. – 232 с

243. Соломин, В.А. Математическое моделирование токов во вторичном элементе линейного асинхронного двигателя с продольным магнитным потоком для высокоскоростного транспорта [Текст] /В.А. Соломин, А.В. Соломин, П.Г. Колпахчян, Н.А. Трубицина//Известия вузов. Электромеханика. – 2014. № 4. С. 40 – 43.

244. Соломин, В.А. Уточненный гармонический анализ магнитодвижущих сил индуктора линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком [Текст]/В.А.Соломин, А.В. Соломин, Л.Л. Замшина и др.// Вестник РГУПС. – 2015. № 3. С. 116 – 120.

245. Соломин, В.А. Первичный продольный краевой эффект в одностороннем линейном асинхронном двигателе с поперечным магнитным потоком [Текст]/ В.А. Соломин, А.В. Соломин, Л.Л. Замшина, А.Л. Быкадоров, Г.А. Савин, М.А. // Вестник РГУПС. – 2016. № 4. С. 119 – 125.

246. Соломин, А.В. Регулируемый линейный асинхронный двигатель [Текст] / А.В. Соломин// Электротехника. – 2004. № 12. С. 31-34.

247. Соломин, А.В. Математическое моделирование плотности тока индуктора линейного асинхронного двигателя для высокоскоростного транспорта [Текст]/ А.В. Соломин// Вестник РГУПС. – 2008. № 1. – С. 127-135.

248. Соломин, В.А. О рациональном взаимном расположении индуктора и вторичного элемента тягового линейного асинхронного двигателя для высокоскоростного транспорта [Текст]/ В.А. Соломин, А.В. Соломин, Л.Л. Замшина// Вестник РГУПС. – 2009. № 2. – С. 120-123.

249. Соломин, А.В. Экспериментальные исследования опытного образца индуктора тягового линейного асинхронного двигателя для магнитнолевитационного высокоскоростного транспорта [Текст]/ А.В. Соломин//Вестник РГУПС. – 2017. № 2. – С. 39-44.

250. Соломин, А.В. Комбинированная система тяги и боковой стабилизации для магнитнолевитационного транспорта [Текст]/ А.В. Соломин//Электронный научный журнал «Транспортные системы и технологии». Том 3, № 4. 2017. С. 107 – 126. <http://www.transst.ru>.

251. Соломин, А.В. Параметры регулируемого тягового линейного асинхронного двигателя для магнитнолевитационного транспорта [Текст]/ **А.В Соломин**, В.А. Соломин, Н.А. Трубицина и др.// Вестник РГУПС. – 2017. № 4. – С. 170-177.

252. Соломин, А.В. Активное сопротивление вторичного элемента тягового линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком/ А.В. Соломин, В.А. Соломин, Л.Л. Замшина и др.//Вестник РГУПС. – 2018. № 2. – С. 143-147.

253. Соломин, А.В. Математическое моделирование токов во вторичном элементе тягового линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком для высокоскоростного транспорта [Текст]/ А.В. Соломин, Н.А. Трубицина // Вестник РГУПС. – 2009. № 3. – С. 112-117.

254. Соломин, А.В. Повышение безопасности движения высокоскоростного магнитнолевитационного транспорта [Текст]/ А.В. Соломин, А.А. Зарифьян// Известия вузов. Электромеханика. – 2018. Том 61, № 5. – С. 1-7.

255. Соломин, А.В. Высокоскоростная магнитнолевитационная транспортная система с линейными двигателями [Текст]/А.В. Соломин//Вестник РГУПС. – 2019. - № 1. – С. 40 – 46.

256. Соломин, А.В. Динамическое торможение линейного асинхронного двигателя с продольно-поперечным магнитным потоком для магнитнолевитационного транспорта [Текст]/А.В. Соломин//Вестник РГУПС. – 2019.–№ 2. – С. 77 - 83.

257. V.A. Solomin, A.V. Solomin and L.L. Zamchina, “Mathematical Modeling of Currents in Secondary Element of Linear Induction Motor with Transverse Magnetic Flux for Magnetic-Levitation Transport,” 2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, Russia, 2019, pp. 1-6.

258. Соломин, А.В. Повышение безопасности движения высокоскоростного магнитнолевитационного транспорта[Текст]/**А.В. Соломин**, А.А. Зарифьян//Известия вузов. Электромеханика. – 2018. – Том 61, № 5. – С. 78-85. DOI: 1017213/0136-3360-2018-78-85.

259. Соломин, А.В. Система магнитнолевитационного транспорта со стабилизацией воздушного зазора [Текст]/А.В. Соломин// Известия вузов. Электромеханика. – 2019. – Том 62, № 5. – С. 88-93. DOI: 1017213/0136-3360-2019-88-93.

260. A.V. Solomin, V.A. Solomin and N.A. Trubitsina, “Approaches to Modeling Current Distribution in Winding of Linear Induction Motor with Transverse Magnetic Flux,” 2019 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), Chelyabinsk, Russia, pp. 266-270. Doi: 10.1109/URALCON, 2019.8877690

261. A.V. Solomin and A.A. Chekhova, “Magnetic Field and Current Displacement in Groove of Secondary Element of Adjustable Linear Induction Motor,” 2019 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), Chelyabinsk, Russia, pp. 271-276. Doi: 10.1109/URALCON, 2019.8877608.

262. Патент 2709981 РФ. МПК В 60 L 13/08. Система магнитнолевитационного транспорта [Текст] / Соломин В.А., **Соломин А.В.** и др. № 2019102862/11 Заявл. 01.02.2019; опубл. 23.12.2019. Бюл. № 36.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Программа расчета коэффициентов увеличения активного и снижения индуктивного сопротивлений короткозамкнутой обмотки вторичного элемента

```
uses graph,crt,dos;
var xa,xz,x,y,n:integer;
ksi, fi, lambda, al,
ksp, ksm, sinp, sinm,
cosp, cosm, ep,em,
shm, chm,
a1,a2,a3,a4,
a2ksi, sh2,ch2,cos2,sin2
:real;
result_form:char;
f:text;
pp1_x,pp1_y,
arg_max,arg_min,fn_max,fn_min:real;
min_x,max_x,max_y,offx,offy:integer;
sm: word;
y_scale,x_scale:real;
s,s1,fname:string;
const alpha:array[1..9] of real = (0.05,0.1,0.2,0.4,0.5,0.6,0.8,0.9,0.95);
procedure graphics;
var Gd, Gm: Integer;
begin
Gd := Detect;
InitGraph(Gd, Gm, 'c:\tp\bgi');
if GraphResult <> grOk then
Halt(1);
end;

procedure get_screen(fname:string);
{ Распечатывание графика }
var xg,yg,yl,xm,ym:word;
bb,pxc,n1,n2,pix: byte;
f:text;
begin
assign(f,fname);
rewrite(f);
xm:=getmaxx+1+70; n1:=xm mod 256; n2:= xm div 256;
xm:=getmaxx;
ym:=(getmaxy-7) div 8;
for yg:=0 to ym do
begin
write(f,#27,'*','#6,chr(n1),chr(n2));
for xg:=1 to 70 do write(f,#0);
for xg:=0 to xm do
```

```
begin
bb:=0;
for pxc:=0 to 7 do

  if getpixel(xg,yg shl 3+pxc) >0 then bb:= ( bb shl 1) or 1
  else bb:= bb shl 1;
  write(f, chr(bb));
end;
write(f,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0,#0);
write(f,#27,#74,#24,#13);
end;

  close(f);
end;

procedure border(n:byte);
var i:byte;
begin
for i:=0 to n do
Rectangle(0+i, 0+i, max_x-i, max_y-i); { Draw a full-screen box }
end;

  procedure my_function;
begin
{ Расчет необходимых коэффициентов }

  { Замыкание проводников снизу вверх и справа налево }
a2ksi:=2*al*ksi;
sh2:=(exp(a2ksi)-exp(-a2ksi))/2;
ch2:=(exp(a2ksi)+exp(-a2ksi))/2;
sin2:=sin(a2ksi); cos2:=cos(a2ksi);

fi:= al*ksi*(sh2+sin2)/(ch2-cos2);
lambda:=3/a2ksi*(sh2-sin2)/(ch2-cos2);

end;
begin

result_form := 'g';

if (result_form = 'G') or (result_form = 'g') then
begin
{ Построение графика }
write(' Имя файла для печати ');readln(fname);
Graphics;

max_x:=GetMaxX;max_y:=GetMaxY;
min_x:=1;
setBkColor(getmaxColor);
setcolor(1);
```

```
border(1);
offx:=48; offy:=30;
{ Установка границ и коэффициентов масштабирования}
arg_min:=0.0; arg_max:=10.0;
fn_min:=0.0; fn_max:=30.1;
pp1_x:=5; pp1_y:=1;
y_scale:=(max_y-offy-4)/(fn_max-fn_min);
x_scale:=(max_x-offx-4)/(arg_max-arg_min);

{ Построение осей координат}
line(offx,0,offx,max_y-offy);
line(offx,max_y-offy,max_x,max_y-offy);
for x:=0 to round((fn_max-fn_min)*pp1_y-1) do
begin
y:=max_y-round(x/pp1_y*y_scale+offy)+2;
circle(offx,y,1);
str(x/pp1_y+fn_min:4:2,s);
outtextxy(5,y-4,s);
end;
for x:=0 to round((arg_max-arg_min)*pp1_x-1) do
begin
y:=offx+round(x/pp1_x*x_scale);
circle(y,max_y-offy,1);
if (x mod 5) = 0 then
begin
str((x/pp1_x+arg_min):4:2,s);
outtextxy(y-4,max_y-25,s);
circle(y,max_y-offy+1,1);
end;
end;
{ outtextxy(400,100,s);}
outtextxy(400,80,' Построение Фи');
{ outtextxy(400,80,' Построение Лямбда");
} outtextxy(552,80,#25);

str(al:5:2,s);
{ s:=concat('Alpha= ',s);
outtextxy(400,100+xa*20,s);
}
for sm:=1 to 9 do
begin

al:=alpha[sm];
for x:=min_x to max_x-offx-4 do
begin
ksi:=arg_min+(x/x_scale);
my_function;

{ y:=max_y-round((lambda-fn_min)*y_scale+offy)+2;
} y:=max_y-round((fi-fn_min)*y_scale+offy)+2;
```

```
if x<=min_x then MoveTo(x+offx,y)
else LineTo(x+offx,y);
end;
end;
get_screen(fname);
readln;
CloseGraph;
end;
if (result_form = 'T') or (result_form = 't') then
begin
{      eg_koeff:=0.1;
assign(f,'tabl.rs1');
rewrite(f);
for xz:=1 to 13 do
for xa:=1 to 7 do
begin
a:=xa/10; b:=a;
z:=all_z[xz];
writeln(f,#13,#10,'Z=',z:5:3, '  A=B=',a:5:3);
writeln(f,'E=G  KD1      KD2');
for x:=0 to 30 do
begin
e:=x*eg_koeff+0.2;
g:=e;
my_function;
writeln(f,e:4:1, ' ,kd1:10:6, ' ,kd2:10:6);
end;
end; }
close(f);
end;
end.
```


ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Вывод выражения для расчета напряженности магнитного поля в пазу вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя с частично закороченными проводниками при движении замыкающего элемента сверху вниз

$$\begin{aligned}
 \dot{H} &= C_1 \cdot e^{-py} + C_2 \cdot e^{py} = -\frac{I}{b_n} \cdot \frac{e^{2ph_n} \cdot e^{-py}}{e^{p(1-\alpha)h_n} - e^{2ph_n - p(1-\alpha)h_n}} + \\
 &+ \frac{I}{b_n} \cdot \frac{e^{py}}{e^{p(1-\alpha)h_n} - e^{2ph_n - p(1-\alpha)h_n}} = \frac{I}{b_n} \cdot \frac{e^{py} - e^{-py} \cdot e^{2ph_n}}{e^{p(1-\alpha)h_n} - e^{2ph_n} \cdot e^{-p(1-\alpha)h_n}} = \\
 &= \frac{I}{b_n} \cdot \frac{e^{py} - e^{-py} \cdot e^{2ph_n} + e^{-py} - e^{-py}}{e^{p(1-\alpha)h_n} - e^{2ph_n} \cdot e^{-p(1-\alpha)h_n} + e^{p(1-\alpha)h_n} - e^{-p(1-\alpha)h_n}} = \\
 &= \frac{I}{b_n} \cdot \frac{e^{py} - e^{-py} + e^{-py} (1 - e^{-py})}{e^{p(1-\alpha)h_n} - e^{-p(1-\alpha)h_n} + e^{p(1-\alpha)h_n} (1 - e^{2ph_n})} = \\
 &= \frac{I}{b_n} \cdot \frac{2shpy + e^{-py} (1 - e^{-py})}{2shp(1-\alpha)h_n + e^{p(1-\alpha)h_n} (1 - e^{2ph_n})}.
 \end{aligned}$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Преобразование выражений коэффициентов для расчета активных потерь
во вторичном элементе тягового линейного асинхронного двигателя

$$\begin{aligned}
 W' &= \frac{(1+j)[2(a_1 + jb_2)]}{2(a_3 + jb_3) - (a_2 + jb_2)} = \\
 &= \frac{2(a_1 + jb_1) - (a_2 + jb_2) + 2(-b_1 + ja_2)}{2(a_3 + jb_3) - (a_2 + jb_2)} = \\
 &= \frac{2(a_1 + jb_1) - (a_2 + jb_2) - 2(b_1 + ja_1) + (b_2 - ja_2)}{2(a_3 + jb_3) - (a_2 + jb_2)} = \\
 &= \frac{(2a_1 - a_2) + (b_2 - 2b_1) + j[(2b_1 - b_2) + (2a_1 - a_2)]}{2(a_3 + jb_3) - (a_2 + jb_2)} = \\
 &= \frac{(2a_1 - a_2) + (b_2 - 2b_1) + j[(2a_1 - a_2) + (2b_1 - b_2)]}{(2a_3 - a_2) + j(2b_3 - b_2)} = \\
 &= \frac{(2a_1 - a_2) + (b_2 - 2b_1) + j[(2a_1 - a_2) + (2b_1 - b_2)]}{[(2a_3 - a_2) + j(2b_3 - b_2)][(2a_3 - a_2) - j(2b_3 - b_2)]} \times \\
 &\times [(2a_3 - a_2) + j(2b_3 - b_2)] = \\
 &= \frac{A(2a_3 - a_2) + B(2b_3 - b_2) + j[B(2a_3 - a_2) - A(2b_3 - b_2)]}{C},
 \end{aligned}$$

где $A = (2a_1 - a_2) + (b_2 - b_1)$;

$B = (2a_1 - a_2) + (2b_1 - b_2)$;

$C = (2a_3 - a_2) + (2b_3 - b_2)^2$.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Вывод выражения для расчета коэффициента увеличения активного сопротивления короткозамкнутой обмотки вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя

$$\varphi(\xi) = \xi(1 - \alpha) \cdot \frac{A}{B},$$

где

$$\begin{aligned} A = & \left[\left(2ch\xi(1 - \alpha) \cdot \cos\xi(1 - \alpha) - e^{-\xi(1 - \alpha)} \cdot \cos\xi(1 - \alpha) + e^{\xi(1 + \alpha)} \cdot \cos(1 + \alpha) \right) + \right. \\ & + \left(-e^{-\xi(1 - \alpha)} \cdot \sin\xi(1 - \alpha) - e^{\xi(1 + \alpha)} \cdot \sin\xi(1 + \alpha) - 2sh\xi(1 - \alpha) \cdot \sin\xi(1 - \alpha) \right) \times \\ & \times \left(2sh\xi(1 - \alpha) \cdot \cos\xi(1 - \alpha) - e^{-\xi(1 - \alpha)} \cdot \cos\xi(1 - \alpha) + e^{\xi(1 + \alpha)} \cos\xi(1 + \alpha) \right) + \\ & + \left(2ch\xi(1 - \alpha) \cdot \cos\xi(1 - \alpha) - e^{-\xi(1 - \alpha)} \cdot \cos\xi(1 - \alpha) + e^{\xi(1 + \alpha)} \cos\xi(1 + \alpha) \right) + \\ & \left. + \left(2sh\xi(1 - \alpha) \cdot \sin\xi(1 - \alpha) + e^{-\xi(1 - \alpha)} \cdot \sin\xi(1 - \alpha) + e^{\xi(1 + \alpha)} \sin\xi(1 + \alpha) \right) \right] \times \\ & + \left(2ch\xi(1 - \alpha) \cdot \sin\xi(1 - \alpha) + e^{-\xi(1 - \alpha)} \cdot \sin\xi(1 - \alpha) + e^{\xi(1 + \alpha)} \sin\xi(1 + \alpha) \right); \\ B = & \left(2sh\xi(1 - \alpha) \cdot \cos\xi(1 - \alpha) - e^{-\xi(1 - \alpha)} \cdot \cos\xi(1 - \alpha) + e^{\xi(1 + \alpha)} \cos\xi(1 + \alpha) \right)^2 + \\ & + \left(2ch\xi(1 - \alpha) \cdot \sin\xi(1 - \alpha) + e^{-\xi(1 - \alpha)} \cdot \sin\xi(1 - \alpha) + e^{\xi(1 + \alpha)} \sin\xi(1 + \alpha) \right)^2; \end{aligned}$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

Вывод выражения для расчета коэффициента снижения индуктивного сопротивления короткозамкнутой обмотки вторичного элемента регулируемого линейного асинхронного двигателя

$$\lambda(\xi) = \frac{3}{2\xi(1-\alpha)} \cdot \frac{A}{B},$$

где

$$\begin{aligned} A = & \left[\left(2ch\xi(1-\alpha) \cdot \cos\xi(1-\alpha) - e^{-\xi(1-\alpha)} \cdot \cos\xi(1-\alpha) + e^{\xi(1+\alpha)} \cdot \cos(1+\alpha) \right) + \right. \\ & \left. + \left(2sh\xi(1-\alpha) \cdot \sin\xi(1-\alpha) + e^{-\xi(1-\alpha)} \cdot \sin\xi(1-\alpha) + e^{\xi(1+\alpha)} \sin\xi(1+\alpha) \right) \right] \times \\ & \times \left(2sh\xi(1-\alpha) \cdot \cos\xi(1-\alpha) - e^{-\xi(1-\alpha)} \cdot \cos\xi(1-\alpha) + e^{\xi(1+\alpha)} \cos\xi(1+\alpha) \right) - \\ & - \left[\left(2ch\xi(1-\alpha) \cdot \cos\xi(1-\alpha) - e^{-\xi(1-\alpha)} \cdot \cos\xi(1-\alpha) + e^{\xi(1+\alpha)} \cdot \cos(1+\alpha) \right) + \right. \\ & \left. + \left(-e^{-\xi(1-\alpha)} \cdot \sin\xi(1-\alpha) - e^{\xi(1+\alpha)} \cdot \sin\xi(1+\alpha) - 2sh\xi(1-\alpha) \sin\xi(1-\alpha) \right) \right] \times \\ & + \left(2ch\xi(1-\alpha) \cdot \sin\xi(1-\alpha) + e^{-\xi(1-\alpha)} \cdot \sin\xi(1-\alpha) + e^{\xi(1+\alpha)} \sin\xi(1+\alpha) \right); \\ B = & \left(2sh\xi(1-\alpha) \cdot \cos\xi(1-\alpha) - e^{-\xi(1-\alpha)} \cdot \cos\xi(1-\alpha) + e^{\xi(1+\alpha)} \cos\xi(1+\alpha) \right)^2 + \\ & + \left(2ch\xi(1-\alpha) \cdot \sin\xi(1-\alpha) + e^{-\xi(1-\alpha)} \cdot \sin\xi(1-\alpha) + e^{\xi(1+\alpha)} \sin\xi(1+\alpha) \right)^2; \end{aligned}$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

Программа поверочного расчета тягового линейного асинхронного двигателя

```
10 REM "Методика поверочного расчета ЛАД"
15 INPUT "Номинальная мощность"
20 INPUT "Номинальная скорость движения", VH
25 INPUT "Номинальное линейное напряжение", UN
30 INPUT "Частота питающего напряжения", F
35 INPUT "Воздушный зазор", D
40 INPUT "Толщина головки рельса", D2
45 INPUT "Коэффициент полезного действия", N
50 INPUT "Коэффициент мощности", F1
55 INPUT "Номинальное скольжение", SH
60 INPUT "Число фаз", M
65 INPUT "Число пар полюсов индуктора", P
70 "Полюсное деление ЛАД" T=VH/(2F(1-SH))
75 INPUT "Число пазов на полюс и фазу", Q=8
80 TZ=T/(M*Q)
85 REM "Соединение фаз звезда"
90 INPUT "Число параллельных ветвей", A
95 Y=M*Q
100 B=Y/T
105 INPUT "Число пазов индуктора", Z
110 2P=Z/(M*Q)
115 INPUT AR
120 INPUT "Ширина индуктора", B1
125 INPUT "Электропроводимость рельса", G2
130 KF=1.11
135 KG=1+(AR*T)/B1
140 KB1=2*D2*G2*T*F*SH/(KG*KF)
145 INPUT FIN
155 KB1*SIN(FIN)=AP/BD
160 KD1=1
165 MO=12.56*(10^(-7))
170 KB2=(3.14*KD1*D)/(MO*T)
150 KB1*COS(FIN)=FF/BD

175 REM "Линейная токовая нагрузка индуктора"
180 AI=0.6*(10^5)
185 INPUT KK
190 BD=AI/(KK*SQR((KB2+KB1*SIN(FIN))^2+(KB1*COS(FIN))^2))
195 INPUT «Число витков в секции», WC
200 WF=WC*Q
```

205 $KY = \sin(1.57 * Y / T)$
210 $KP = \sin(1.57 / M) / (Q * M)$
215 $KO = KY * KP$
220 $UF = UH(SQR(3))$
225 $IH = P2(V * UF * N * FI)$
230 $BP = (0.5 - 0.75) * TZ$; $BZ = TZ - BP$
235 INPUT «Сечение голого провода», SP
240 $J1 = IH / SP$
245 INPUT «Высота части паза, занятая обмоткой», HP
250 INPUT «Высота паза под «клин», НК
255 $KC = 0.95$
260 $B1 = (BD * TZ) / (BZ * KC)$
265 $KD = TZ / (TZ - ((BP / D)^2 / (5 + (BP / D)) * D))$
270 $FD = 1.6 * BD * KD * D * (10^4)$
275 INPUT «Высота зубца», H
280 INPUT «Напряженность магнитного поля в зубце», HZ
285 $FZ = HZ * H$
290 INPUT «Высота спинки индуктора», H1
295 $PSI = 1$
300 $BS = (BD * PSI * T) / (2 * H1 * KC)$
305 INPUT «Напряженность магнитного поля в спинке индуктора», HS
310 INPUT «Длина средней магнитной силовой линии в спинке», LS
315 $FS = HS * LS$
320 $FM = FD + FZ + FS$
325 $KM = FM / FD$
330 $IM = (P * FM) / (0.9 * M * WF * KO)$
335 $IMO = IM / \Pi$
340 INPUT «Ширина секции», BK
345 INPUT «Воздушный промежуток для охлаждения», BV
350 INPUT «Радиус закругления головки лобовой части», R
355 INPUT «Длина головки лобовой части», N1
360 INPUT «Высота секции», HS
365 INPUT «Длина прямой части секции обмотки индуктора», M1
370 $FC = BK + BV$
375 $A = (B * T - R - 0.5H) / SQR(1 - (FC / TZ)^2)$
380 $LL = A + 1.57 * HS + 2 * M1 + N1$
385 $LC = BI + LL$
390 $LB = 0.5 * A * FC / TZ + M1 + N1$
395 $L = 2 * M * WF * LC$
400 $QM = 8900$
405 $MM = QM * L * SP * (10^{(-6)})$
410 INPUT «Длина индуктора тягового ЛАД», L1
415 $QC = 7800$
420 $MC = L1 * H1 * B1 * QC$

```
425 MC=(L1-Z*BP)*B1*HZ
430 M1=MM+MC+MC
435 KV=1/007
440 P20=0.1785* (10^(-7))
445 INPUT«Рабочая температура обмотки», TP
450 INPUT«Число элементарных проводников», NP
455 R1=((KV*P20*L)*(235+TP))/((M*NP*SP*A)*(235+20))
460 W=2*3.14*F
465 D1=KD*D
470 X1=(2*M*((WF*KO)^2))*MO*T*B1*W)/(3.14^2*D1*P)
475 KP=CH(3.14D/T)
480 XD=(KP-1)*X1
485 GG=0.014: PG=0.85
490 KS=1-0.33*(BP^2)/(TZ*D)
495 OG=0.9*TZ*((Q*KO)^2)*PG*KS*GG/(D*KD)
500 OK=0.159*(LOQ((D^2)/(4*(BK^2))+0.25)+2D/BP+ARCTG(BP/D))
505 A1=0.175-0,15*D/T
510 OL=A*Q*(LL-0.64*T)/BP
515 KE1=(1+3*B)/4: KE=0.25+KE1/3
520 OP=HP*KE/(#*BP)+HK*KE1/BP
525 XG=0.158*F*((WF/100)^2*B1*(OP+OL+OG+OK)/(P*Q)+XD
530 R2P=(2*M1*((WF*KO)^2)/(G2*P*DE))(B1/T+(2T/9.86*(2*C-B1)/2))
535 REM «Расчет характеристик ЛАД»
540 FOR S=0 TO S=1 STEER 0.1
545 RM=(X1^2*R2P/S)/(X1^2+(R2P/S^2))
550 XM=(X1*(R2P/S)^2)/(X1^2+(R2P/S^2))
555 ZM=SQR(RM^2+XM^2)
560 RA=R1+RM
565 X=XG+XM
570 ZP=SQR(RA^2+X^2)
575 UF=UH/SQR3
580 I1=UF/ZP
585 COSFI=RA/ZP
590 H1=M*UF*I1*COSF1
595 I2=I1*ZM/(R2P/S)
600 PM=(M*(I2^2)*R2P*(1-S)/S
605 V=T/2*F(1-S)
610 FF=P2/V
615 N1=P2/P1
620 UM=UF*SQR2
625 PRINT «Скольжение»; «S=»; S
630 «Полное сопротивление схемы замещения»; «ZP=»; ZP
635 PRINT«Фазный ток индуктора ЛАД»; «I1=»; I1
640 PRINT«Коэффициент мощности»; «COSFI=»; COSFI
```

```
645 PRINT«Потребляемая мощность»; «P1=»; P1
650 PRINT«Ток во вторичном элементе»; «I2=»; I2
655 PRINT«Электромагнитная мощность»; «PM=»; PM
660 PRINT «Полезная мощность»; «P2=»; P2
675 NEXT S
665 PRINT«Механическое усилие»; «FF=»; FF
670 PRINT«КПД ЛАД в тяговом режиме»; «N1=»; N
680 SI=BI*LI
685 FP=(3/(2*MO*SI))*((UM/(4.44*WF*F))
690 END
```


**Акты внедрения и использования результатов
диссертационной работы**

Федеральное государственное бюджетное
учреждение науки
ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ И
ЭЛЕКТРОНИКИ им. В.А.КОТЕЛЬНИКОВА
РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК
(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН)

Моховая ул., д. 11/7, Москва, 125009
Тел. +7 (495) 629-35-74
Факс +7 (495) 629-36-78
ire@cplire.ru, <http://www.cplire.ru>

№ _____

о подтверждении включения документов в
комплект технической документации стенда

АКТ

Комиссия в составе зав. лаб., проф. Шаврова В.Г., в.н.с., д.ф.-м.н. Коледова В.В. составила настоящий акт, подтверждающий, что результаты исследований к.т.н. Соломина А.В. по созданию линейных асинхронных двигателей с боковой стабилизацией для высокоскоростного магнитнолевитационного атмосферного и вакуумного высокоскоростного транспорта, расчету их магнитных полей и оценки возможности рекуперации и повторного использования энергии используются при разработке экспериментальных стендов в лаборатории магнитных явлений в микроэлектронике под руководством проф. РАН, д.ф.-м.н. Шаврова В.Г. в рамках проведения работ по гранту РФФИ_РЖД № 17-20-04236 «Магнитное охлаждение перспективных транспортных и энергетических систем», руководитель проекта в.н.с., д.ф.-м.-н. В.В.Коледов.

Директора ИРЭ
им. В.А.Котельникова РАН
чл.-корр. РАН

Зав. лаб., проф.

Ведущий научный сотрудник,
д.ф.-.м.н.



Никитов С.А.
Шавров В.Г.
Коледов В.В.



ГОСКОРПОРАЦИЯ «РОСАТОМ»

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО

«НИИЭФА им. Д.В. Ефремова»

(АО «НИИЭФА»)

НТЦ «Синтез»

196641, Санкт-Петербург, поселок Металлострой,
дорога на Металлострой, дом 3

Телефон: (812) 464-48-82
<http://www.niiefa.spb.su>

06.03.2018 № 222-Ч.1-26/122

На № _____ от _____

о подтверждении включения
документов в комплект технической
документации стенда

Комиссия НТЦ «Синтез» АО «НИИЭФА» в составе Сычевского С.Е. и Васильева В.Н. подтверждает, что пакет рабочих чертежей индуктора линейного асинхронного двигателя, мощностью 36 кВт, разработанный к.т.н. Соломиным А.В. в рамках безвозмездного научно-технического сотрудничества в области исследований перспективных магнитнолевитационных технологий, включен в комплект технической документации стенда среднемасштабного магнитнолевитационного макета с пониженным энергопотреблением АО «НИИЭФА» для исследования равновесия, устойчивости и движения комбинированных электромагнитных и электродинамических подвесов, предназначенных для высокоскоростного магнитнолевитационного транспорта.

Директор НТЦ «Синтез»



Родин И.Ю.

Начальник отдела НИВО «Синтез»

Сычевский С.Е.

Начальник лаборатории
КЛМ НИВО «Синтез»

Васильев В.Н.

УТВЕРЖДАЮ:



Главный инженер Пассажирского вагонного депо Минеральные Воды Северо-Кавказского филиала АО «ФПК»

 В.И. Киселев

2015 г.

А К Т

внедрения результатов научных исследований

Полученные при исследованиях Соломина А.В. результаты по созданию, разработке и изучению свойств новых, перспективных конструкций линейных асинхронных двигателей, предназначенных для транспорта (магистрального, внутризаводского и внутрицехового), и многофункциональных линейных электрических приводов шлифовальных и строгальных станков, манипуляторов и промышленных роботов для поштучной подачи стальных листов в зону обработки приняты к внедрению в Пассажирском вагонном депо Минеральные Воды Северо-Кавказского филиала АО «ФПК».

Электроприводы на базе разработанных линейных двигателей с продольно-поперечным магнитным потоком, способны бесконтактно (на магнитном подвесе) перемещать электропроводящие листы и детали не допуская их поперечного смещения, по пути произвольной конфигурации.

В результате внедрения повышается производительность и качество труда в прессово-заготовительном производстве.

Начальник производственно-технического отдела



С.А. Степанов



Ростовский вертолетный
производственный комплекс-
Публичное акционерное общество
«РОСТВЕРТОЛ»

«УТВЕРЖДАЮ»

Главный металлург

ПАО «РОСТВЕРТОЛ»


В.А. Замшин

« _____ » ноября 2015 г.



АКТ

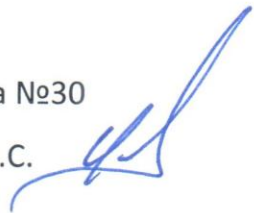
внедрения результатов научно-исследовательской работы

Результаты научных работ и опытно-конструкторских разработок, выполненных А.В. Соломиным по созданию и исследованию новых линейных асинхронных двигателей и электрических приводов на их основе, приняты к внедрению в ОАО «Роствертол».

На основании представленных научных результатов будут разработаны многофункциональные, переналаживаемые отечественные линейные электроприводы для автоматической поштучной подачи стальных листов рабочую зону обрабатывающих станков (например, прессов или гильотинных ножниц). Применение разработанных линейных асинхронных двигателей позволит обеспечить поштучный захват листов из стопы, перемещение в зону обработки, точную фиксацию и удаление немерных остатков из рабочей зоны.

Внедрение результатов исследований А.В. Соломина позволит повысить производительность и безопасность труда, заменить ручной труд машинным.

Начальник цеха №30

Ульяновский В.С. 

«УТВЕРЖДАЮ»

Заместитель генерального директора



ОАО «Севкавэлектроремонт»

В.А. Куценко

» 12 2015 г.


А К Т

внедрения результатов научных исследований и разработок

Результаты научных работ, выполненных при участии А.В. Соломина в области создания, теоретического и экспериментального исследования вновь разработанных линейных асинхронных двигателей и многофункциональных линейных электроприводов, приняты к внедрению в ОАО «Севкавэлектроремонт».

На основании полученных А.В. Соломиным научных результатов на основе решения полевых задач, позволяющих повысить точность расчета тяговых усилий линейных двигателей с учетом продольного и поперечного краевых эффектов, разрабатываются методики расчета линейных электроприводов автоматической подачи медных шин в станках для изготовления статорных и роторных обмоток турбо и гидро генераторов большой мощности. Применение регулируемых линейных асинхронных двигателей позволит создать электроприводы с широким и плавным регулированием скорости и с большим пусковым усилием, что позволит повысить производительность труда и качество ремонта крупных электрических машин.

Главный конструктор ОАО «Севкавэлектроремонт»

 Шириков А.А.

24.12.2015



РОСЖЕЛДОР
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Ростовский государственный университет путей сообщения»
(ФГБОУ ВО РГУПС)

пл. Ростовского Стрелкового Полка Народного Ополчения, д. 2, г. Ростов-на-Дону, 344038
Тел. (863) 245-06-13, ж.д. 5-88-01, Факс (863) 255-32-83, 24506-13, E-mail: up_del@dep.rgups.ru
ОКПО 01116006, ОГРН 1026103709499, ИНН/КПП 6165009334/616501001



Проректор по учебной работе –
начальник УМУ

А.В. Охотников

«13» января 2017 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационного исследования
к.т.н., доцента Соломина А.В. «Совершенствование тяговых устройств
с линейными асинхронными двигателями для высокоскоростного транспорта
(развитие теории, создание устройств, повышающих безопасность движения
экипажей на магнитном подвесе).

Мы, нижеподписавшиеся, декан энергетического факультета д.т.н., профессор Финоченко В.А., заведующий кафедрой «Электрические машины и аппараты» д.т.н., доцент Колпахчян П.Г., начальник отдела докторантуры и аспирантуры к.т.н., доцент Костюков А.В. составили настоящий акт о том, что в учебном процессе энергетического факультета и кафедры «Электрические машины и аппараты» внедрены и используются результаты научных исследований к.т.н., доцента Соломина А.В.

Результаты диссертационной исследовательской работы по исследованию новых типов линейных асинхронных двигателей для высокоскоростного магнитолевитационного транспорта используются при чтении курса лекций по дисциплинам: «Линейные двигатели для высокоскоростного транспорта», «Линейные двигатели для тормозных устройств подвижного состава», «Специальные электрические машины».

Для освоения практических и лекционных курсов студенты электротехнических специальностей используют в образовательном процессе материалы научных исследований Соломина А.В. на основе нового принципа действия (применение встречно бегущих магнитных полей) линейные асинхронные двигатели с продольно-поперечным магнитным потоком, повышающие безопасность движения высокоскоростного транспорта на магнитном подвесе. Результаты диссертации используются также и при проведении лабораторных исследований.

Результаты диссертации Соломина А.В. использованы при издании учебно-методической литературы:

1. Специальные электрические машины: учебно-методическое пособие к лабораторным работам/ В.А. Соломин, Л.Л. Замшина, А.В. Соломин. – РГУПС. – Ростов н/Д, 2008. – 33 с.

2. Специальные электрические машины: учеб. пособие. Ч.2/ В.А. Соломин, Л.Л. Замшина, А.В. Соломин. – РГУПС. – Ростов н/Д, 2010. – 74 с.

3. Соломин В.А., Замшина Л.Л., Соломин А.В. Линейные асинхронные двигатели для высокоскоростного подвижного состава и их математическое моделирование. – М.: ФГБОУ «УМЦ на ж.д. трансп.», 2015. – 164 с.

Декан энергетического факультета
ФГБОУ ВО РГУПС
д.т.н., профессор

В.А. Финоченко

Зав. кафедрой «Электрические машины и аппараты»
ФГБОУ ВО РГУПС
д.т.н., доцент

П.Г. Колпахчян

Нач. отдела докторантуры и аспирантуры
ФГБОУ ВО РГУПС
к.т.н., доцент

А.В. Костюков