

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Тульский государственный университет»

На правах рукописи



МАЛЮТИН Дмитрий Михайлович

**СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИНФОРМАЦИОННО -
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ
ГИРОСТАБИЛИЗАТОРОВ**

Специальность 2.2.11. Информационно-измерительные и управляющие
системы

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант:
д-р, техн. наук, проф.,
Заслуженный деятель науки РФ
Распопов В.Я.

Тула – 2024

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	8
ГЛАВА 1. СПОСОБЫ ПОЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИНФОРМАЦИОННО - ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ГИРОСТАБИЛИЗАТОРОВ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ГРАВИМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ В ДВИЖЕНИИ.....	21
1.1. Области применения информационно - измерительных систем на основе управляемых гиросtabilизаторов для измерения ускорения силы тяжести (гравитационных измерений).....	23
1.2.1. Информационно - измерительные системы на основе управляемых гиросtabilизаторов для измерения ускорения силы тяжести. Принципы построения. Обзор существующих технических решений.....	28
1.2.2. Краткая характеристика и результаты некоторых гравиметрических исследований с применением комплекса «ГРИН».....	59
1.3. Способы построения гиросtabilизатора морского гравиметра с системой коррекции настроенной на период Шулера с автономным демпфированием собственных колебаний.....	75
1.4. Двухосный индикаторный гиросtabilизатор морского гравиметра с системой коррекции, настроенной на период Шулера с автономным демпфированием собственных колебаний, обеспечивающей инвариантность системы к линейным ускорениям (с точностью до малой величины ε) при прямолинейном движении и при циркуляции судна.....	84
1.5. Разработка контура ускоренной выставки длиннопериодной гировертикали.....	93
1.6. Гиросtabilизатор морского гравиметра повышенной точности с параметрической коррекцией сигнала первого интегратора системы интегральной коррекции.....	100

1.7. Синтез контура стабилизации с высокими динамическими характеристиками.....	108
Выводы по главе 1.....	117
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУР АКСЕЛЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ ГИРОСТАБИЛИЗАТОРА МОРСКОГО ГРАВИМЕТРА С САМОНАСТРОЙКОЙ ПАРАМЕТРОВ.....	120
2.1. Разработка и исследование структуры акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров.....	120
2.2. Способ технической реализации системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением дополнительного апериодического звена.....	127
2.3. Разработка и исследование структуры акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением в качестве дополнительного звена комбинации апериодического и форсирующего звеньев первого порядка.....	132
2.4. Алгоритмы цифрового управления гиростабилизатором.....	137
2.5. Анализ эффективности применения акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с целью уменьшения систематической погрешности гравиметра из-за ускорений и наклонов основания в случае нерегулярной качки.....	141
2.6. Система для морских гравиметрических измерений повышенной точности с самонастройкой параметров.....	144
Выводы по главе 2.....	151
ГЛАВА 3. ГИРОСТАБИЛИЗАТОР МОРСКОГО ГРАВИМЕТРА С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ.....	154
3.1. Функциональная схема гиростабилизатора с комбинированным управлением.....	154
3.2. Математическая модель гиростабилизатора с комбинированным управлением.....	155

3.3. Передаточные функции каналов компенсации возмущающих моментов.....	157	
3.4. Структурные решения построения каналов компенсации возмущающих моментов и соотношения для выбора параметров... ..	158	
3.5. Гиросtabilизатор с комбинированным управлением и самонастройкой параметров каналов компенсации возмущающих воздействий.....	169	
3.6. Математическая модель гиросtabilизатора с комбинированным управлением и самонастройкой параметров каналов компенсации возмущающих воздействий.....	170	
3.7. Результаты динамических исследований функционирования гиросtabilизатора с комбинированным управлением и самонастройкой параметров каналов компенсации возмущающих воздействий.....	174	
Выводы по главе 3.....	176	
ГЛАВА 4. СТРУКТУРНЫЕ РЕШЕНИЯ ПОСТРОЕНИЯ		
УСИЛИТЕЛЬНО - ПРЕОБРАЗУЮЩИХ ТРАКТОВ		
ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПОВЫШЕННОЙ		
ТОЧНОСТИ ГИРОСТАБИЛИЗАТОРОВ ИНФОРМАЦИОННО -		
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ.....		178
4.1. Исследование динамики акселерометра компенсационного типа и методика проектирования усилительно-преобразующего тракта.....	178	
4.2. Исследование динамики датчика угловой скорости и методика проектирования усилительно-преобразующего тракта	190	
4.3. Разработка аналого-цифрового преобразователя чувствительных элементов гироскопических систем с компенсацией апертурной погрешности.....	196	
4.4. Микромеханический акселерометр прямого преобразования с повышенной динамической точностью измерений.....	205	
4.5. Способ повышения динамической точности микромеханического акселерометра.....	210	

4.6. Алгоритмическая компенсация изменения нулевого сигнала микромеханического гироскопа от температуры.....	215
4.7. Система ориентации на микромеханических акселерометрах.....	219
4.8. Структурные решения, обеспечивающие увеличение динамической точности волнового твердотельного гироскопа.....	227
Выводы по главе 4.....	236
ГЛАВА 5. МИНИАТЮРНАЯ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИОННО - ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ И УПРАВЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ГИРОСТАБИЛИЗАТОРА.....	240
5.1. Область применения.....	240
5.2. Разработка математической модели двухосного индикаторного гиростабилизатора на микромеханических чувствительных элементах в режиме стабилизации.....	249
5.3. Анализ устойчивости. Динамика гиростабилизатора на неподвижном основании.....	258
5.4. Возмущения, действующие на двухосный индикаторный гиростабилизатор при трехкомпонентной качке основания.....	266
5.5. Имитационная модель гиростабилизатора в режиме стабилизации при трехкомпонентной качке основания.....	272
5.6. Структурная схема многофункциональной информационно-измерительной и управляющей системы на основе гировертикали на микромеханических чувствительных элементах.....	276
5.7. Математическая модель многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах.....	285
5.8. Передаточные функции многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах	291
5.9. Элементная база гировертикали.....	298
5.10. Пример компоновочной схемы многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах	301
5.11. Исследования динамики многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах. Определение	

параметров системы коррекции и контуров стабилизации гировертикали.....	302
5.12. Имитационная модель многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах и результаты исследования погрешностей на неподвижном и подвижном основании..	306
5.13. Способ формирования управляющего сигнала, обеспечивающего повышение быстродействия гировертикали.....	312
5.14. Погрешности информации об углах крена и тангажа в процессе программируемого поворота платформы, обусловленные отклонением параметров гировертикали от параметров вычислительного устройства..	315
5.15. Структурные решения построения многофункциональной гировертикали повышенной точности на микромеханических чувствительных элементах.....	319
5.16. Способы повышения точности многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах.....	330
5.17. Особенности реализации гировертикали на микромеханических чувствительных элементах (ММЧЭ) и результаты испытаний.....	336
Выводы по главе 5.....	338
ГЛАВА.6. ДИНАМИКА ДВУХОСНОГО ИНДИКАТОРНОГО ГИРОСТАБИЛИЗАТОРА НА ДИНАМИЧЕСКИ - НАСТРАИВАЕМОМ ГИРОСКОПЕ.....	342
6.1. Математическая модель двухосного индикаторного гиростабилизатора на динамически - настраиваемом гироскопе в режиме стабилизации	343
6.2. Разработка имитационных моделей двухосного индикаторного гиростабилизатора на динамически - настраиваемом гироскопе.....	350
6.3. Способ построения контуров стабилизации повышенной точности и результаты математического моделирования динамических процессов двухосного индикаторного гиростабилизатора на динамически - настраиваемом гироскопе.....	354
Выводы по главе 6.....	359

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	360
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	364
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	387
Приложение А.....	388
Приложение Б.....	391

ВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Информационно - измерительные и управляющие системы (ИИиУС) на основе управляемых гиросtabilизаторов (ГС) нашли широкое применение при использовании на подвижных объектах. К ним относятся: гравиметрические комплексы для аэро и морских измерений; системы оптического наблюдения гражданского назначения; системы ориентации и навигации подвижных объектов; информационно - измерительные охранные системы.

Управляемые ГС ИИиУС представляют собой сложные многоконтурные системы автоматического управления, работающие в широком диапазоне температур, возмущающих воздействий в разнообразных режимах: удержания в пространстве заданного направления, электрического арретирования, ориентации в заданный сектор пространства, измерения параметров ориентации подвижного объекта и др. и во многом определяют выходные характеристики системы в целом. К таким системам предъявляются высокие требования по точности стабилизации и ориентации в пространстве стабилизируемой аппаратуры, технологичности конструкции, малому числу функциональных элементов, и, следовательно, повышенной надежности при малом времени готовности, малой потребляемой мощности. Создание теории, на базе которой организованы мероприятия по совершенствованию ИИиУС на основе управляемых ГС путем повышения точности и улучшения комплекса технических и экономических характеристик управляемых ГС является актуальной научной проблемой.

Разработкой, производством этих систем и решением задачи повышения их точности, улучшения технических характеристик в настоящее время активно занимаются такие фирмы и организации как La Coste Romberg, «SYSTRON DONNER», «Goodrich Corporation» (США), BODENSEEWORК (ФРГ), DST CONTROL АВ (Швеция), Controp (Израиль), АО «Южморгеология» г. Геленджик, ФГУП ГНЦ «Электроприбор», ИФЗ РАН г. Москва, научно - производственный конструкторский центр «Новик-XXI век», ООО «ТеКнол», ГОУ ВПО «Казанский государственный технический университет им. А.Н. Туполева», МГТУ им. Баумана, МАИ, АО «Раменское приборостроительное

конструкторское бюро», «Пермская научно - производственная приборостроительная компания», ОАО «Мичуринский завод «Прогресс» (Россия).

Развитие теории ИИиУС на основе управляемых ГС связано с именами Д.С. Пельпора [1-7], С.С. Ривкина [8-11,18], А.К. Неусыпина [12], В.Г. Пешехонова [13-15], В.А. Бессекерского [16,17], А.Д. Березы [11, 18], Л.П. Несенюка [14,15,19], В.А. Матвеева [5, 20], В.Я. Распопова [21, 22], Л.А. Северова [23-25], А.Я. Шайденко [26, 28, 29], В.К. Карпова [27-29], В.П. Подчезерцева [20], В.В. Фатеева [20], В.Д. Арсеньева [30, 31], А.В. Репникова [32], Г.П. Черноморского [32], В.И. Родионова [33-36], Ю.В. Иванова [37], Л.К. Железняк [38, 39], В.Н. Конешова [38, 39, 40], А.Н. Лысова [41] и др.

Управляемые ГС вышеперечисленных систем имеют свои особенности построения, но вместе с тем подчиняются и общим законам функционирования и математического описания, что позволяет разрабатывать универсальные методы и средства повышения точности, применимые к этим системам.

Несмотря на то, что в настоящий момент достигнут высокий уровень качественных показателей ИИиУС на основе управляемых ГС, существует противоречие между потенциальными возможностями таких систем и достигнутым уровнем. Основными причинами отмеченного противоречия является несовершенство используемых структурных схем построения, математического описания, алгоритмов функционирования и элементной базы. В результате, практические погрешности существенно превышают потенциально достижимые.

В связи с этим **научная проблема** диссертационного исследования – развитие теории построения информационно-измерительных и управляющих систем повышенной точности на основе гиросtabilизаторов.

Цель диссертации – повышение точности информационно - измерительных и управляющих систем на основе гиросtabilизаторов.

В реальных условиях эксплуатации ИИиУС на основе ГС функция распределения возмущений заранее неизвестна и её параметры изменяются. Таким образом, имеет место априорная и текущая неопределенность в описании

модели внешних возмущений. В этих условиях повышение точности возможно за счёт использования самонастраивающихся систем, в которых для восполнения недостающей информации о возмущениях активно используется текущая информация. Следовательно, одним из целесообразных путей решения проблемы повышения точности ИИиУС на основе ГС является использование принципа самонастройки. Самонастраивающиеся системы имеют ряд неоспоримых преимуществ при работе в условиях априорной неопределенности возмущений. Однако использование принципа самонастройки в ИИиУС на основе управляемых ГС сдерживается отсутствием общей методологии и теоретической базы, позволяющих исследовать и обосновывать направления его эффективного использования, синтезировать критерии и законы самонастройки параметров систем и разрабатывать алгоритмические и программные средства для решения различных задач.

Весьма эффективным методом повышения точности ИИиУС на основе ГС является метод комбинированного управления. Система с комбинированным управлением представляет собой объединение в одну систему замкнутой системы управления по отклонению и разомкнутой системы управления по возмущающему воздействию. Применение этого метода особенно актуально в условиях повышенного уровня возмущений, когда не удается добиться требуемых точностных показателей стабилизации полезной нагрузки в пространстве путем увеличения коэффициента усиления по контуру в замкнутой системе управления по отклонению, значение которого ограничено условиями устойчивости системы.

Перспективным решением проблемы повышения точности ИИиУС на основе управляемых ГС является также метод управления с применением эталонной модели системы.

Способы повышения точности ИИиУС на основе управляемых гиросtabilизаторов представляют собой совокупность и порядок действий, реализуемых перспективными структурами построения ИИиУС, состоящими из системы элементов и устойчивых межэлементных связей и обеспечивающих повышение точности ИИиУС.

Для достижения поставленной цели сформулированы следующие **новые задачи**:

1. Разработать структуру построения и математическое описание двухосного индикаторного ГС морского гравиметра повышенной точности с системой коррекции, настроенной на период Шулера с автономным демпфированием собственных колебаний, обеспечивающей инвариантность системы к линейным ускорениям (с точностью до малой величины ε) не только при прямолинейном движении, но и при циркуляции судна.

2. Разработать структуру построения и математическое описание двухосного индикаторного ГС морского гравиметра повышенной точности с параметрической коррекцией сигнала первого интегратора системы интегральной коррекции.

3. Разработать структуры построения и математическое описание адаптивных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра повышенной точности. Разработать критерии самонастройки параметров адаптивных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра.

4. Разработать структуру построения и математическую модель двухосного индикаторного ГС гравиметрического комплекса с комбинированным управлением, включая описание каналов компенсации возмущающих воздействий, а также контуров самонастройки параметров каналов компенсации возмущающих воздействий для повышения точности системы стабилизации гравиметрического комплекса. Исследовать различные структурные решения построения каналов компенсации возмущающих воздействий и получить соотношения для выбора параметров каналов компенсации, обеспечивающих наилучшее качество работы.

5. Разработать структурные решения построения усилительно - преобразующих трактов (УПТ) чувствительных элементов (ЧЭ) ГС ИИиУС, обеспечивающих повышенную динамическую точность.

6. Разработать структуру построения и математическое описание многофункциональной информационно - измерительной и управляющей системы на основе двухосной индикаторной гировертикали на ММЧЭ, обеспечивающей

функции стабилизации и управления полезной нагрузки (ПН) в пространстве и выработку параметров ориентации подвижного основания.

7. Разработать способ повышения точности и математическую модель двухосного индикаторного ГС ПН на динамически настраиваемом гироскопе (ДНГ).

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались методы математического анализа, теории автоматического управления, спектрального анализа, теории гироскопических приборов и систем, методы обработки измерительной информации.

Объектом исследования являются ИИиУС на основе ГС подвижных морских, наземных и воздушных объектов.

Предмет исследования: структурные схемы ГС ИИиУС и их чувствительных элементов, математические модели ГС ИИиУС и их чувствительных элементов, алгоритмы функционирования ГС ИИиУС, способы и средства повышения точности ГС ИИиУС и их чувствительных элементов.

Научная новизна диссертации представлена следующими результатами:

1. Структура построения двухосного индикаторного ГС морского гравиметра, с системой коррекции настроенной на период Шулера, отличающаяся от известных автономным способом демпфирования собственных колебаний с применением полосового фильтра в прямой цепи, охватывающей первый интегратор и наличием приборных перекрестных связей между каналами системы коррекции и обеспечивающая инвариантность ГС к линейным ускорениям (с точностью до малой величины ε) не только при прямолинейном движении, но и при циркуляции судна. Особенностью математического описания структуры построения двухосного индикаторного ГС морского гравиметра, является возможность прогнозирования погрешностей ГС и погрешностей гравиметрических измерений в зависимости от кинематических параметров движения судна.

2. Структура построения двухосного индикаторного ГС морского гравиметра повышенной точности, отличающаяся от известных введением в

систему интегральной коррекции контуров параметрической коррекции сигнала первого интегратора для обеспечения устойчивого режима работы ГС при сохранении инвариантности к движению судна.

3. Структуры построения адаптивных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра, в отличие от известных, обеспечивают повышенную точность гравиметрических измерений. Особенностью математического описания адаптивных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра являются критерии самонастройки параметров этих схем.

4. Структура построения и математическая модель двухосного индикаторного ГС гравиметрического комплекса с комбинированным управлением, отличающаяся от известных наличием каналов компенсации не только моментов сил вязкого трения, но и инерционных возмущающих воздействий, а также наличием контуров самонастройки параметров каналов компенсации возмущающих воздействий для повышения точности ГС гравиметрического комплекса. Соотношения для выбора параметров каналов компенсации возмущающих воздействий, обеспечивающие наилучшее качество работы системы.

5. Структурные решения построения УПТ ЧЭ ГС ИИиУС и проектировочные зависимости, обеспечивающие повышение динамической точности работы (микромеханических акселерометров (ММА) и микромеханических гироскопов (ММГ); волнового твердотельного гироскопа (ВТГ) в режиме ДУС; акселерометров компенсационного типа и датчика угловой скорости (ДУС) на основе поплавкового интегрирующего гироскопа (ПИГ), в отличие от известных решений, с учетом процессов модуляции и демодуляции полезного сигнала, цифрового преобразования выходного сигнала и заданными величиной динамической погрешности и помехи на выходе акселерометра компенсационного типа и ДУС на основе ПИГ).

6. Структура построения и математическое описание многофункциональной ИИиУС на основе двухосной индикаторной гировертикали на ММЧЭ, отличающейся от известных управлением с применением образцовых моделей

контуров стабилизации и коррекции гировертикали, обеспечивающей функцию стабилизации и управления положением ПН в пространстве и функцию выработки параметров ориентации подвижного основания. Способы повышения точности многофункциональной информационно - измерительной и управляющей системы на основе двухосной индикаторной гировертикали на ММЧЭ.

7. Способ повышения точности двухосного индикаторного ГС ПН на ДНГ, основанный на введении в УПТ каналов стабилизации, в отличие от известных решений, комбинации изодромного, интегро - дифференцирующего звена и трех режекторных звеньев, и обеспечивающий устойчивый режим работы ГС, расширение полосы пропускания, повышение динамической точности, инвариантность ГС к временной нестабильности ряда параметров ДНГ. Обобщенная математическая модель двухосного ГС ПН на ДНГ (как система нелинейных дифференциальных уравнений, включающая дифференциальные уравнения движения полезной нагрузки, дифференциальные уравнения функционирования ДНГ, дифференциальные уравнения функционирования УПТ контуров управления, дифференциальные уравнения кинематики движения элементов карданова подвеса), отличающаяся от имеющихся подробным представлением возмущений в виде функций угловых скоростей качки основания, угловых скоростей движения элементов карданова подвеса при переменных углах поворота рам карданова подвеса и учетом динамических связей между каналами системы, позволяющая анализировать работу системы в реальных условиях эксплуатации на подвижном основании.

Теоретическая и практическая значимость работы:

1. Структура построения двухосного индикаторного ГС морского гравиметра с системой коррекции, настроенной на период Шулера, с автономным способом демпфирования собственных колебаний, позволяет обеспечить инвариантность ГС к линейным ускорениям (с точностью до малой величины ε) не только при прямолинейном движении, но и при циркуляции судна. Математическое описание двухосного индикаторного ГС морского гравиметра позволяет прогнозировать погрешности ГС и погрешности гравиметрических измерений в зависимости от кинематических параметров движения судна.

2. Структура построения двухосного индикаторного ГС морского гравиметра с контурами параметрической коррекции сигнала первого интегратора системы интегральной коррекции позволяет устранить противоречие между обеспечением инвариантности ГС к линейным ускорениям при настройке системы на период Шулера для обеспечения повышенной точности функционирования и автономным демпфированием собственных колебаний стабилизируемой платформы.

3. Структуры построения и математическое описание адаптивных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра являются методологической и теоретической базой, позволяющей исследовать, обосновывать и синтезировать критерии самонастройки и разрабатывать алгоритмические и программные средства для решения задачи повышения точности гравиметрических измерений.

4. Структура построения и математическая модель двухосного индикаторного ГС с каналами компенсации возмущающих воздействий и контурами самонастройки параметров каналов компенсации возмущающих воздействий описывает решение, обеспечивающее требуемую точность стабилизации полезной нагрузки в условиях повышенного уровня возмущений, когда это не удастся добиться путем увеличения коэффициента усиления по контуру в замкнутой системе управления по отклонению, величина которого ограничена условиями устойчивости системы. Результаты исследования различных структурных решений построения каналов компенсации возмущающих воздействий и соотношения для выбора параметров каналов компенсации позволяют обеспечить высокое качество работы системы в процессе проектирования (значение ЛАЧХ по передаточной функции, являющейся отношением возмущающего момента после компенсации к действующему возмущающему моменту, на частоте 1с^{-1} составляет от -36дБ до -167дБ в зависимости от применяемого структурного решения).

5. Структурные решения построения УПТ ЧЭ ГС ИИиУС обеспечивают повышение динамической точности работы этих ЧЭ, а следовательно и всей ИИиУС. Аналитические выражения для определения параметров УПТ позволяют

обеспечить проектирование ЧЭ с заданным значениям динамической погрешности, а также с заданной величиной помехи на выходе.

6. Структура построения многофункциональной информационно - измерительной и управляющей системы на основе индикаторной гировертикали на ММЧЭ позволяет реализовать с помощью этой системы совмещенный режим стабилизации, управления ПН в пространстве и измерения параметров ориентации подвижного основания, выполняя функции традиционно применяющихся для решения этих задач двух систем: карданной или бескарданной системы ориентации и системы стабилизации и управления ПН. Математическое описание многофункциональной информационно - измерительной системы позволяет анализировать погрешности стабилизации ПН и погрешности выработки параметров ориентации подвижного основания. Способы повышения точности обеспечивают уменьшение погрешностей стабилизации полезной нагрузки и измерения параметров ориентации подвижного основания.

7. Предложенный способ повышения точности двухосного индикаторного ГС ПН на ДНГ позволяет приблизить точностные характеристики системы к потенциально достижимым. Разработанная в работе математическая модель двухосного ГС ПН на ДНГ позволяет повысить достоверность результатов проектирования ИИиУС, сократить временные затраты при проектировании, получить оценки точности работы системы в условиях приближенным к реальным при установке на подвижном основании.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Структура построения и математическое описание двухосного индикаторного ГС морского гравиметра с двухканальной системой коррекции, настроенной на период Шулера, с автономным способом демпфирования собственных колебаний, обеспечивающей инвариантность системы к горизонтальным ускорениям (с точностью до малой величины ε) не только при прямолинейном движении, но и при циркуляции судна.

2. Структура построения и математическое описание двухосного индикаторного ГС морского гравиметра повышенной точности с контурами

параметрической коррекции сигнала первого интегратора системы интегральной коррекции для обеспечения устойчивого режима работы ГС при сохранении инвариантности к движению судна.

3. Структуры построения адаптивных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра, обеспечивающие повышение точности гравиметрических измерений и математическое описание адаптивных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра. Критерии самонастройки параметров адаптивных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра.

4. Структура построения и математическая модель двухосного индикаторного ГС гравиметрического комплекса с комбинированным управлением, включающая каналы компенсации возмущающих воздействий и контуры самонастройки параметров каналов компенсации возмущающих воздействий для повышения точности ГС гравиметрического комплекса. Соотношения для выбора параметров каналов компенсации, обеспечивающие наилучшее качество работы системы.

5. Структурные решения и проектировочные зависимости построения УПТ ЧЭ ГС ИИиУС, обеспечивающие повышение динамической точности работы (акселерометров компенсационного типа и датчика угловой скорости на основе поплавкового интегрирующего гироскопа с учетом процессов модуляции и демодуляции полезного сигнала и цифрового преобразования выходного сигнала; ММА; волнового твердотельного гироскопа в режиме датчика угловой скорости).

6. Структура построения и математическое описание многофункциональной информационно - измерительной и управляющей системы на основе двухосной индикаторной гировертикали на ММЧЭ, обеспечивающей совмещенный режим стабилизации и управления положением ПН в пространстве и выработки параметров ориентации подвижного основания. Способы повышения точности системы.

7. Способ повышения точности двухосного индикаторного ГС ПН на ДНГ. Математическая модель двухосного индикаторного ГС ПН на ДНГ, достоверно

отражающая динамику системы в реальных условиях эксплуатации на подвижном основании.

Достоверность полученных результатов подтверждается согласованностью с результатами лабораторных и натурных экспериментальных исследований ИИиУС на основе ГС, имитационным моделированием ИИиУС на основе ГС, положительной оценкой при обсуждении на научно - технических конференциях высокого уровня.

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты исследования, полученные автором, использовались при выполнении грантов, проектов в рамках научно - технических программ и работ по заказам предприятий, исполнителем которых являлся ФГБОУ ВО Тульский государственный университет:

- научно-исследовательская работа (НИР) «Модернизация гравиметрического комплекса «ГРИН» и передача техдокументации» (заказчик ФГУП ГНЦ НПО «Южморгеология», договор № 2001-17, 2001г., подтверждено актом внедрения (Приложение А));
- проект 03.01.025 «Разработка аэроморского гравиметрического комплекса нового поколения для поиска месторождений углеводородного сырья» (по подпрограмме 206 «Топливо и энергетика» научно - технической программы «Научные исследования высшей школы по приоритетным направлениям науки и техники» - Министерство образования РФ, 2001-2002 г.);
- НИР «Передача технической документации на пассивный демпфер для гироплатформ семейства «ГРИН» (заказчик ФГУП ГНЦ НПО «Южморгеология», договор №2003-27, 2003 г., подтверждено актом внедрения (Приложение А));
- проект 03.01.003 «Разработка теории и принципов построения гравиметрического комплекса для поиска месторождений нефти и газа» (по подпрограмме 206 «Топливо и энергетика» научно - технической программы «Научные исследования высшей школы по приоритетным направлениям науки и техники» - Министерство образования РФ, 2003-2004 г.);
- НИР «Разработка и исследование гравиметрического комплекса «ГРИН-2000»» (заказчик ПО «Южморгеология», г. Геленджик договор №013604, 2006 г., подтверждено актом внедрения (Приложение А));

- ОКР «Разработка и серийное производство конкурентоспособного многооборотного интеллектуального электропривода нового поколения для управления, регулирования и мониторинга запорной арматурой систем автоматизации предприятий, газовых и нефтяных магистралей, ТЭЦ, ГРЭС, ГЭС и АЭС», договор 539 в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства с участием высшего учебного заведения в рамках постановления Правительства РФ №р-218, 2010-2012 г.);
- НИР «Разработка модуля гиромагнитной курсовертикали волномерного буя» (заказчик ОАО «Концерн «ЦНИИэлектроприбор», г. Санкт-Петербург, 2013 г., подтверждено актом внедрения (Приложение А));
- Грант РФФИ 17-08-00434 «Разработка физических и технологических принципов создания измерительных средств повышенной точности для проведения работ в области гравиинерциальных и гидрографических измерений с подвижного объекта», 2017-2018 г.;
- Грант «Оформление заявки на получение патента на изобретение «Двухосный индикаторный гиросtabilизатор для беспилотного летательного аппарата» (заказчик Правительство Тульской области, договор ДС/110, 2022 г.).
- Результаты диссертационного исследования внедрены в учебный процесс и используются при чтении лекций, проведении лабораторных работ и практических занятий по курсу «Теория гироскопических систем» для студентов, обучающихся на кафедре «Приборы управления» Тульского государственного университета, подтверждено актом внедрения (Приложение А).

Апробация результатов исследования. Результаты исследования докладывались и обсуждались на следующих конференциях: X Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам (г. Санкт-Петербург, 2003 г.); VIII Всероссийская НТК «Проблемы проектирования и производства систем и комплексов» (Тула, 2005); XIII Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам (г. Санкт-Петербург, 2006 г.); XIV Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам (г. Санкт-Петербург, 2007 г.); XVI Санкт-Петербургская международная

конференция по интегрированным навигационным системам (г. Санкт-Петербург, 2009 г.); XXVII конференции памяти выдающегося конструктора гироскопических приборов Н.Н. Острякова. 2010 (г. Санкт-Петербург, 2010 г.); VI международная научно-техническая конференция «Информационные технологии в науке, образовании и производстве» (г. Орел, 2014 г.); «Системы управления беспилотными космическими и атмосферными летательными аппаратами» III Всероссийская научно-техническая конференция (г. Москва, 2015 г.); «Приборостроение-2015» 8-я международная научно-техническая конференция, (г. Минск, Республика Беларусь, 2015 г.); «Актуальные вопросы исследований в авионике: теория, обслуживание, разработки» II Всероссийская научно-практическая конференция «АВИАТОР» (г. Воронеж, 2015); «Актуальные вопросы исследований в авионике: теория, обслуживание, разработки» III Всероссийская научно-практическая конференция «АВИАТОР» (г. Воронеж, 2016); XXIII Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам (г. Санкт-Петербург, 2016 г.); XXIV Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам (г. Санкт-Петербург, 2017 г.); «Приборостроение-2017» 10-я международная научно-техническая конференция (г. Минск, Республика Беларусь, 2017 г.); Юбилейная XXV Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам (г. Санкт-Петербург, 2018 г.); «Приборостроение-2018» 11-я международная научно-техническая конференция (г. Минск, Республика Беларусь, 2018 г.); «Приборостроение-2019» 12-я международная научно-техническая конференция (г. Минск, Республика Беларусь, 2019 г.); XXVII Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам (г. Санкт-Петербург, 2020); «Приборостроение-2020» 13-я международная научно-техническая конференция (г. Минск, Республика Беларусь, 2020 г.); 57-я научно-практическая конференция профессорско-преподавательского состава ТулГУ с всероссийским участием (г. Тула, 2021 г.); Юбилейная XXX Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам (г. Санкт-Петербург, 2023 г.).

ГЛАВА 1. СПОСОБЫ ПОЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИНФОРМАЦИОННО - ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ГИРОСТАБИЛИЗАТОРОВ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ГРАВИМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ В ДВИЖЕНИИ

В настоящее время во многих странах продолжают активные исследования в области гравиметрии с использованием информационно - измерительных систем на базе управляемых (корректируемых) гиростабилизаторов для измерения аномалий поля силы тяжести в движении с борта подвижного объекта.

Без знания гравитационного поля Земли (ГПЗ) невозможно решать многие практические и научные задачи [38].

В прикладной геофизике по данным гравиметрических измерений изучаются любые геологические объекты, поскольку они обуславливают аномалии на поверхности Земли: тектонические нарушения, складчатые формы, скрытые осадочными породами, сбросы и сдвиги, погребенный рельеф коренных пород, различные формы интрузий, а также линзы, жилы, штоки и связанные с этими структурами месторождения углеводородного и минерального сырья.

В метрологии для воспроизведения эталонов силы, давления и других величин требуется знание силы тяжести с соответствующей точностью.

С момента создания первых отечественных гравиметров выполнен огромный объем работ по съемке ГПЗ. Собранный материал представлен в виде карт и компьютерных баз данных и широко используется в различных областях. Потребная точность измерений определяется решаемой задачей и колеблется в пределах от 0,01 до 10 мГал.

На акваториях и труднодоступных территориях ГПЗ измеряется относительными гравиметрами при транспортировании их морскими и воздушными судами. Информационно - измерительная аппаратура для таких измерений является уникальной, так как инерционные помехи в сотни тысяч раз превышают полезный сигнал, наклоны основания составляют десятки градусов, действуют другие возмущающие факторы длительного характера.

Гравиметрические измерения могут быть выполнены при наличии высокоточных информационно - измерительных автоматизированных систем на

базе управляемых (корректируемых) гиросtabilизаторов, способных выполнить детальную гравиметрическую съемку с большой производительностью. Для измерения силы тяжести в движении требуется решение ряда сложнейших научно-технических проблем с привлечением математики, механики, гироскопии, материаловедения, оптики, теплофизики, электроники, вычислительной техники, метрологии, методов обработки информации, которые используются при создании аппаратуры, методики метрологического обеспечения. В настоящее время точность гравиметрических измерений необходимо повысить в несколько раз, что является трудной задачей.

Измерение силы тяжести в движении имеет ряд особенностей. Гравиметры должны регистрировать полезный сигнал на фоне значительных помех. Основным источником погрешностей являются наклоны основания и возмущающие ускорения, вызванные качкой и движением центра тяжести судна, с борта которого ведутся измерения. Поэтому обеспечение точной стабилизации гравиметра имеет очень важное значение. Основное внимание в главе уделено направлению разработки теории гиросtabilизаторов информационно - измерительных систем для гравиметрических измерений с целью повышения точности и эффективности гравиметрических измерений. Фундаментальность поставленной задачи подтверждается тем, что имеются большие потенциальные возможности повышения точности и эффективности гравиметрических измерений за счет совершенствования работы гиросtabilизаторов гравиметрических информационно - измерительных систем.

Совершенствование гиросtabilизаторов гравиметрических информационно - измерительных систем возможно не только при использовании новых чувствительных и исполнительных элементов повышенной точности, но и за счет придания системе стабилизации новых свойств, а именно: свойств приспособляемости к заранее непредвиденным изменениям условий работы путем автоматического, контролируемого изменения своих параметров; а также за счет использования метода комбинированного управления, включая компенсацию возмущающих воздействий (особенно при работе на малотоннажных судах в условиях повышенного уровня возмущений);

исследования различных структурных решений при построении контуров самонастройки и компенсации возмущающих воздействий; получения оптимальных соотношений для выбора параметров контуров самонастройки и компенсации возмущений.

1.1. Области применения информационно - измерительных систем на основе управляемых гиросtabilизаторов для измерения ускорения силы тяжести (гравитационных измерений)

Гравиметрия (лат. – *gravitas* тяжесть, греч. *μετρέω* – измеряю) – в буквальном переводе измерение притяжения – в узком смысле слова есть наука метрическая, изучающая приемы и инструменты, с помощью которых осуществляется измерение силы тяжести. [42].

В работе [42] Грушинский Н.П. пишет «..относя к гравиметрии области ее практического применения, мы все равно остаемся в рамках частного вопроса: изучения аномалий силы тяжести на Земле или планетах Солнечной системы и связи их с формой и внутренним строением Земли или планет. Однако гравитационное взаимодействие действует во всей Вселенной, определяя ее строение и эволюции. Под влиянием гравитации формируются галактики и звездные скопления, она же создает звезды и планеты, определяет их внутреннее строение и фигуру. Изучение гравитационного поля Земли – это изучение всеобъемлющей силы и ее порождений в малом объеме. Все задачи гравиметрии решаются в рамках ньютоновой механики, и пока не возникает надобности выхода за ее пределы. Однако нарастание точности измерений ставит в порядок дня такие вопросы, как изменяемость силы тяжести во времени и постоянство гравитационной константы – вопрос, уже непосредственно связанный с общей теорией гравитации».

Общая характеристика величин изменения поля силы тяжести приведена в таблице 1 [42].

Задачи и области применения гравитационных измерений освещены в ряде литературных источников по гравиметрии и гироскопической стабилизации гравиметров [39,43-51].

Таблица 1. Характеристики поля силы тяжести

Характеристики поля силы тяжести	Значение, мГал
Среднее значение g на поверхности Земли	979700
Полное изменение g от полюса к экватору	5200
Изменение g за счет центробежной силы	3400
Изменение g от полюса к экватору за счет сплюснутости	1800
Максимальные аномалии силы тяжести	600
Изменение g при перемещении по высоте на 1м	0,3
Максимальная амплитуда лунно-солнечных возмущений δg	0,24
Возможная годичная величина вековых изменений	0,1

В работе [42] отмечено: «...глобальное гравитационное поле Земли изменяется довольно правильно. Его напряженность увеличивается с увеличением широты и достигает максимума на полюсах, оставаясь почти постоянной при движении по параллелям. Это изменение довольно точно описывается формулами нормальной силы тяжести. Однако, если отбросить эту закономерную часть и перейти к полю аномалий, которое изменяется на порядок меньше нормального поля силы тяжести, то на первый взгляд, это изменение не подчинено никаким четким законам. Если общий закономерный ход силы тяжести g связан с фигурой Земли и ее вращением, то аномалии Δg обуславливаются неоднородностью слагающих ее масс как видимых (горы, долины, впадины и поднятия, континенты и океаны), так и невидимых, связанных с особенностями геологического строения (изменением толщины земной коры, различными погребенными структурами, поднятием и опусканием кристаллического фундамента, изменением петрографического состава).

Увеличение плотности пород соответствует увеличению силы тяжести, а значит, и появлению положительных аномалий. Наоборот, уменьшение плотности пород вызывает уменьшение аномалий и появление их минимумов. Картина осложняется наличием внешнего рельефа и связью его с состоянием вещества под ним. Так, на горах, за счет выступающих дополнительных масс (т.е. самих гор), казалось бы, должно наблюдаться увеличение аномалий. Однако вследствие

изостатической компенсации, к которой стремится земная кора, выступающим избыточным массам соответствует разрежение плотности под этими массами (т. е. под горами), и аномалии силы тяжести могут оказаться не только не увеличенными, но даже уменьшенными. Кроме того, всегда следует иметь в виду и то, как определены эти аномалии, т. е. какие редукции введены». Пусть $P(\varphi, \lambda, H)$ некоторая точка на физической поверхности Земли, координаты которой φ – широта, λ – долгота, H – высота над поверхностью теоретической Земли. Если $g(\varphi, \lambda, H)$ и $\gamma(\varphi, \lambda, H)$ – измеренное и нормальное значения силы тяжести в одной и той же точке, то аномалия силы тяжести определяется как [47]

$$\Delta g(\varphi, \lambda, Y) = g(\varphi, \lambda, H) - \gamma(\varphi, \lambda, H). \quad (1.1.1)$$

Основными задачами гравитационной разведки являются [42]:

- 1) тектоническое районирование, т.е. выделение областей с различным геологическим строением, а также выявление особенностей этого строения;
- 2) поиск структур, к которым могут быть приурочены залежи тех или иных полезных ископаемых, главным образом, нефти и газа;
- 3) изучение глубинного строения рудных районов, выделение основных рудоконтролирующих структур, прямой поиск и оконтуривание отдельных рудных тел;
- 4) прямые поиски залежей нефти и газа.

Последние две задачи решаются с помощью высокоточной гравитационной разведки полезных ископаемых. Для удобства интерпретации аномальное гравитационное поле представляется в виде гравиметрических карт, на которые нанесены значения аномалий. Места с одинаковыми значениями аномалий соединяются непрерывными линиями, называемыми изоаномалами.

Материалы гравиразведки могут быть использованы для оценки перспектив нефтегазоносности изучаемых структур. Нефть и газ благодаря меньшей по сравнению с водой плотности обычно занимают верхние части коллектора. Уменьшение в результате этого эффективной плотности пород может обусловить гравитационную аномалию. Предположим, что пористость коллектора нефти $k_n = 20\%$, плотность пластовой воды $\sigma_1 = 1,11 \text{ г/см}^3$, а нефти $\sigma_2 = 0,75 \text{ г/см}^3$,

тогда разность плотностей пласта, насыщенного водой и пласта, насыщенного нефтью будет равна $\Delta\sigma = k_n(\sigma_1 - \sigma_2)/100 = 0,072/\text{см}^3$. Если мощность пласта равна $h = 20\text{м}$, то максимально возможное изменение силы тяжести $\Delta g = 0,0418\Delta\sigma h = 0,06\text{мГал}$. Для пласта с мощностью 100м аномалия силы тяжести будет равна уже $0,3\text{мГал}$. Если пласт насыщен не нефтью, а газом, плотность которого близка к $0,152/\text{см}^3$, то эффективная разность плотностей окажется равной $0,192/\text{см}^3$, тогда аномалии для первого и второго пластов соответственно равны $0,16\text{мГал}$ и $0,8\text{мГал}$.

В работе [48] показано, что крупные структуры, перспективные на нефть и газ, соляные купола, антиклинальные складки с крупным падением крыльев создают интенсивные аномалии силы тяжести, достигающие 10 – 50 мГал, которые просто обнаруживаются и оконтуриваются по данным гравиметрических съемок масштабов 1:200000 и 1:100 000 – картам изоаномал с сечением 2 - 1мГал. Менее четко отображаются в аномальном гравитационном поле влияния пологих структур, колебания средних амплитуд которых достигают 20 - 30м, углов падения крыльев от десятых долей до первых единиц градусов. Пологие структуры создают аномалии силы тяжести интенсивностью 0,1 - 1,5мГал. Обнаружение и выделение пологих структур требует проведения высокоточных и детальных съемок масштабов 1:50000, 1:25000, 1:10000. Кроме залежей нефти и газа антиклинального типа представляют интерес залежи и другого типа, подсольевые, приуроченные к малоамплитудным структурам, к ловушкам неантиклинального типа, связанным с зонами регионального литологического выклинивания и стратиграфического несогласия, литологически ограниченные залежи, обусловленные шнурковым (рукавообразным) распространением коллекторов, рифогенными образованиями и др. Указанные залежи, за исключением крупных, создают аномалии силы тяжести интенсивностью 0,05 - 1мГал. В настоящее время проблема прямых поисков нефти и газа требует существенного увеличения разрешения гравиметрических измерений.

В работе [49] приведена модель изменения силы тяжести в предположении, что аномалия силы тяжести обусловлена гравитационным

эффектом лишь одной цилиндрической поверхности раздела с учетом изменения глубины по синусоидальному закону. Периодическая часть аномалии описывается для сильно расчлененного рельефа (гравиметрическая съемка на океанах и, прежде всего над подводными горами, в рифтовых зонах и т.д.) зависимостью

$$\Delta g = 1,72 \cdot 10^{-5} B e^{-2\pi H_0/B} \cos(2\pi x/B), \quad (1.1.14)$$

а для сравнительно спокойного поля (детальная съемка на шельфах) зависимостью

$$\Delta g = 0,34 \cdot 10^{-5} B e^{-2\pi H_0/B} \cos(2\pi x/B), \quad (1.1.15)$$

где B – ширина подошвы подводной вершины, возвышенности, холма при аппроксимации их синусоидой, H_0 – средняя глубина поверхности. В первой модели ширина поднятия B не должна превосходить $40 H_0$, а во второй $200 H_0$. Расчеты показывают, что уменьшение погрешности гравиметрической съемки позволяет определять аномалии меньшей протяженностью, например, при погрешности 0,5 мГал практически можно определить аномалии протяженностью 4-5 км, а при погрешности меньшей 0,1 мГал протяженностью 2 км и меньше.

В работах [39,50,51] приводятся результаты гравиметрической съемки с помощью морского гравиметрического комплекса (при применении дифференциального варианта системы «Navstar») и говорится о том, что в настоящее время достигнута возможность проведения гравиметрических измерений с погрешностью 0,1 мГал, хотя существует потребность увеличения этой точности, по крайней мере, в несколько раз. Это открывает новые возможности при проведении прямого поиска нефтегазоносных структур на шельфе России, для фундаментальных геофизических исследований, постановки задачи о гравиметрическом мониторинге зон активной тектонической деятельности.

Данные гравиразведки обладают замечательным качеством: они не стареют. По мере получения дополнительной информации о геологическом строении района исследований из данных гравиразведки можно извлечь новую информацию.

1.2.1. Информационно - измерительные системы на основе управляемых гиросtabilизаторов для измерения ускорения силы тяжести. Принципы построения. Обзор существующих технических решений

При измерениях на подвижном объекте гравиметр определяет так называемое кажущееся ускорение, то есть разность между абсолютным ускорением места установки гравиметра на судне и гравитационным ускорением. Если предположить, что измерительная ось гравиметра направлена по вертикали места, то проекция кажущегося ускорения на эту ось состоит из суммы ускорений силы тяжести, вертикальных составляющих ускорений качки и вибрации места установки гравиметра, а также ускорения, обусловленного вращением Земли и движением судна относительно Земли. Для выделения из указанной суммы полезного сигнала (ускорения силы тяжести) необходимо компенсировать оставшиеся составляющие. Исключение вертикальной составляющей ускорения качки осуществляется методами фильтрации. Для снижения ускорений вибрации применяют antivибрационные устройства. Учет ускорения из-за вращения Земли и движения корабля осуществляется введением соответствующей поправки (поправки Этвеша).

В условиях качки судна ось чувствительности гравиметра будет отклонена от истинной вертикали места. При этом в показаниях гравиметра возникнут погрешности, вызванные отклонениями оси чувствительности от вертикали, горизонтальными составляющими возмущающих ускорений, совместным влиянием горизонтальных и вертикальных ускорений качки при наличии корреляции между ними («кросс-каплинг» или эффект орбитального движения). Для уменьшения этих погрешностей морские гравиметры первоначально устанавливались в кардановом подвесе, а затем на гиросtabilизированные платформы [11].

Первые попытки измерить силу тяжести на море сделал Геккер в 1901 году с помощью ртутного барометра, показания которого зависят от силы тяжести. Погрешность измерения составляла $\pm 30 \div 60 \text{ мГал}$. Основным результатом этих исследований было доказательство того, что сила тяжести мало отличается от нормальной. Первые результаты, имеющие практическую ценность для

геофизики, были получены голландским ученым Венинг – Мейнесом, который разработал аппаратуру для маятниковых измерений на подводной лодке в 1923 – 1939 годах. Сущность его метода состоит в том, что для двух строго одинаковых маятников, качающихся в одной плоскости, можно образовать так называемый «фиктивный» или разностный маятник, который в первом приближении нечувствителен к горизонтальным возмущающим ускорениям [52].

Возможность морских измерений в массовом масштабе появилась только в 50-х годах прошлого века с появлением демпфированного гравиметра. Идею использовать статический гравиметр с сильно затухающей упругой системой впервые высказал и осуществил в 1954г. К.Е. Веселов [53]. Была разработана теория и изготовлен первый действующий макет морского набортного статического гравиметра СЗ-1 с жидкостным демпфированием чувствительного элемента на много превышающем критическое. Прибор изготовлен на базе неастирированного кварцевого гравиметра с горизонтальной крутильной нитью в виде подвеса пробной массы в плоскости горизонта и жидкостной температурной компенсацией типа Норгарда. Использовалась полиэтилсилоксановая жидкость большой вязкости. Морские испытания этих гравиметров показали их работоспособность. Надежность и простота в обращении сделали этот прибор популярным при гравиметрических съемках [54]. Основным недостатком этих приборов было непостоянство цены деления – зависимость от положения маятника, подвешенного на торсионном кварцевом подвесе и большое влияние эффекта орбитального движения [55].

Успех первых экспериментов со статическими гравиметрами послужил толчком для широкого развития этого направления исследований. Большой вклад в разработку морского демпфированного гравиметра внес Е.И. Попов. В созданном под его руководством приборе, пробная масса размещается на рычаге, который удерживается в горизонтальном положении двумя предварительно закрученными нитями (торсионный подвес), что обеспечивает одну степень свободы. Конструкция изготовлена из особо чистого кварцевого стекла, одной точкой закреплена в корпусе, заполняемом жидкостью. Упругая система для морского гравиметра строилась как двойная, предложенная С.Е. Александровым.

В соответствии с теоретическими требованиями для подавления инерционных помех две кварцевые системы, входящие в двойную, должны быть идентичными по чувствительности и демпфированию, развернутыми друг относительно друга на 180° и иметь параллельные оси вращения. В 1959 г. были проведены первые измерения с прибором, установленным на карданов подвес. Регистрация показаний велась на фотопленку. Первые образцы прибора имели невысокую точность (5 мГал и более) и могли работать только в условиях спокойного моря. В работе [56] были оценены возможности стабилизации направления оси чувствительности гравиметра с помощью карданова подвеса маятникового типа и показано, что для того, чтобы погрешность за влияние горизонтальных ускорений в осредненном показании гравиметра не превышало ± 1 мГал, необходимо, чтобы среднее значение амплитуды горизонтальных ускорений не превышало ± 2 Гал. Такой способ возможен лишь в случае малого фона возмущающих ускорений (на плавающих льдах, на кораблях во время их движения по спокойной воде, например, среди плавающих льдов), когда требуется снять лишь влияние наклонов основания, на котором размещена аппаратура.

В связи с необходимостью решения ряда научных и прикладных задач, прежде всего для определения фигуры Земли, под руководством Е.И. Попова разработан морской гравиметр ГАЛ-М (гравиметр аэрогравиметрической лаборатории), гироскопический стабилизатор для которого был разработан ЦНИИ «Электроприбор» и получил название «Чета». Прибор под общим названием МГФ выпускался серийно. Погрешность измерений составляла 3-5 мГал, а при благоприятных погодных условиях 1,5 - 2 мГал. Прибор ГАЛ-М использовался и при установке его в четырехгироскопный гиromаятниковый гиростабилизатор. Такая система (рис.1.2.1) получила название ТГГ-1 [57]. На рис.1.2.1 обозначено: 1 – корпус прибора, 2 – кварцевая система, 3 – регистрирующее устройство, 4 – основание, 5 – гиromоторы силового типа. Различные модификации гравиметра ГАЛ имели фотографическую систему регистрации, фотоэлектрический микрометр, оптический или оптико - механический преобразователь смещения луча света в цифровой код, емкостной преобразователь. Параллельно сотрудниками ГАИШ и ВНИИГеофизики велась разработка гравиметра с

автоматической обратной связью. Этот гравиметр получил название АНГ. Портативная модель гравиметра на основе кварцевой астазированной системы с обратной связью, получившая шифр ГМН (гравиметр морской набортный), была разработана во ВНИИГеофизики. С 1975 по 1990 годы большой объем производственных гравиметрических измерений в нашей стране выполнялся гравиметрами ГМН, установленными в гиromаятниковом подвесе, серийно выпускаемыми заводом НефтеКИП.

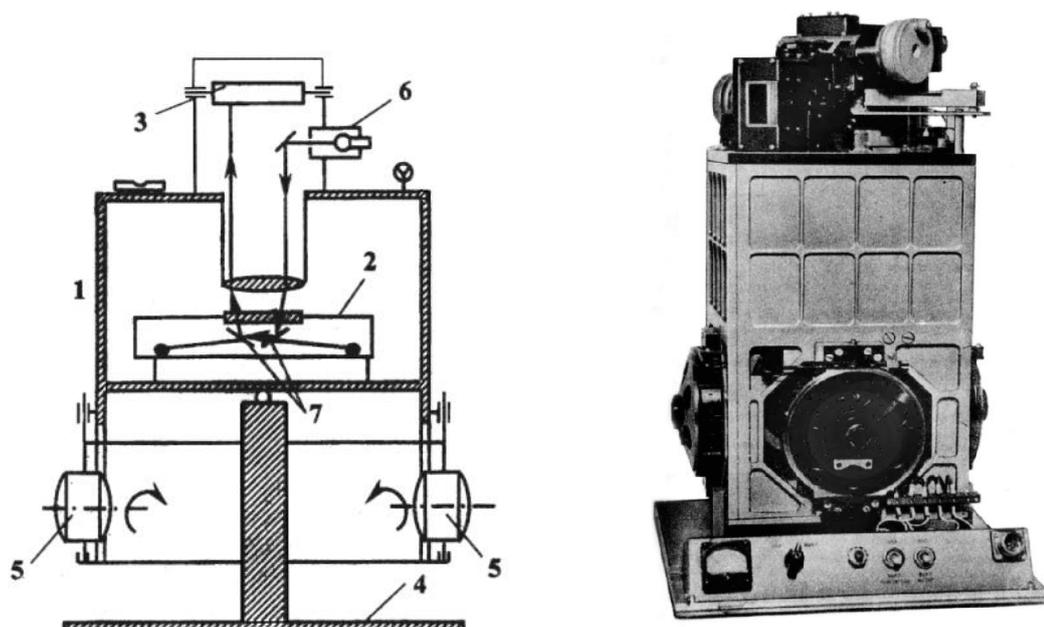


Рис.1.2.1. Устройство и общий вид гиросtabilизированного гравиметра ТГГ-1

В модели гравиметра ГМН-К применена обратная связь с маятником на компенсационный винт с гидродинамическим форсированием по производной. Принципиальное устройство гравиметра показано на рис.1.2.2 [49]. Изменение силы тяжести приводит к отклонению пробного тела, изготовленного в виде рычага 1 чувствительного элемента, несущего на себе зеркало 2. В свою очередь, оно отклоняет луч света и посылает его на дифференциальный фоторезистор (ДФ). Этот луч высвечивает на светочувствительном слое площадку, которая в исходном положении разделена поверхностью ДФ на две равные половины. При отклонении рычага ЧЭ отклоняется и возникает разбаланс светового потока, появляется электрический сигнал, который поступает на вход фильтра низких частот (ФНЧ). Сглаженный сигнал поступает на вход релейного преобразователя

(РП). РП включает реверсивный двигатель (РД), направление вращения ротора которого определяется знаком выходного сигнала ФНЧ. Двигатель через редуктор (Р) соединен с микровинтом (МК), который имеет жесткую связь как с потенциометром (П), так и с упругой системой. Как только рычаг под действием силы тяжести изменит свое положение, микровинт будет перемещать верхний конец измерительной пружины 3 и восстановит его первоначальное положение. Таким образом, сигнал рассогласования (отклонение рычага) превращается в электрический сигнал, сглаживается и включает такое направление вращения микровинта, которое приводит рычаг в сбалансированное состояние. Все эти трансформации будут происходить не мгновенно. Первое запаздывание прохождения сигнала создает ФНЧ.

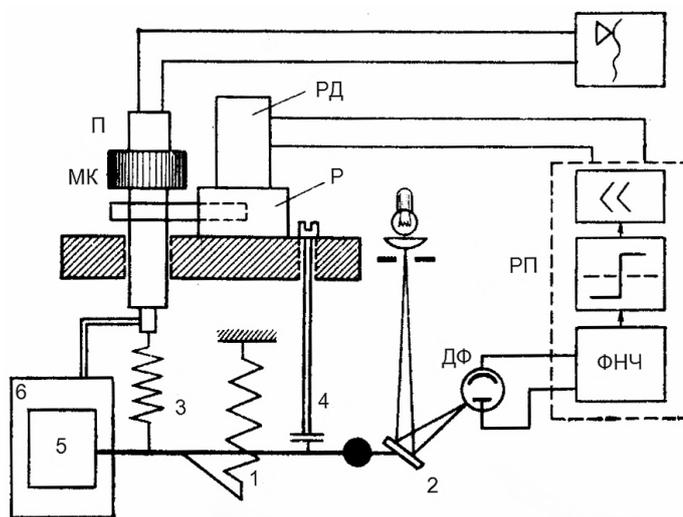


Рис. 1.2.2. Устройство гравиметра ГМН-К

Измерительная пружина, погруженная в вязкую среду, сжимается и растягивается неравномерно. Поскольку рычаг имеет демпфирующее устройство 4, он будет реагировать на внешнюю силу с некоторым запаздыванием. Если не принимать специальных мер, в системе будут происходить автоколебания. Для устранения этого явления в конструкции предусмотрено форсирующее устройство, содержащее специальную пластину 5, закрепленную непосредственно на рычаге, и вертикальную пластину 6, соединенную со штоком микровинта. Обе пластины находятся друг от друга на малом расстоянии. При вертикальном перемещении штока вязкое трение между пластинами будет создавать силу $F = \eta(S/d)\dot{\vartheta}$, где η – коэффициент вязкости жидкости, S – площадь подвижной

пластины, d – расстояние между пластинами, ϑ – относительная скорость их перемещения. Вязкое трение создает момент сил, действующий непосредственно на рычаг в то же мгновение, как только начинает вращаться микровинт. В этом случае процесс установления рычага будет апериодическим.

Гравиметр ГМНК-КМ (Флагман) – последняя модификация гравиметра ГМН. Он имеет более совершенную конструкцию системы управления маятника упругой системы. Скорость смещения нуля пункта уменьшена до 0,5 мГал /сут. ($1\text{мГал}=10^{-5}\text{м/с}^2$) за счет совершенствования технологии изготовления упругой системы. Важным усовершенствованием является введение гармонической линеаризации. На релейный преобразователь кроме сигнала с фильтра низких частот подается переменное напряжение с частотой 10Гц, которое «сканирует» релейную характеристику преобразователя, что позволяет в пределах рабочего участка считать динамическую систему линейной. Общий вид гравиметра ГМН в гиromаятниковом подвесе представлен на рис. 1.2.3. Гиromаятниковые стабилизаторы, на основе четырехгироскопной вертикали просты по конструкции, дешевы, компактны, не требуют специальной подготовки оператора при обслуживании, надежны. Гиromаятниковый гиростабилизатор представляет собой устройство, состоящее из карданова подвеса с двумя взаимно перпендикулярными осями, на внутренней раме которого размещены гиromоторы, а также устанавливается гравиметр.



Рис.1.2.3. Гравиметр ГМН-К в гиromаятниковом подвесе

Центр тяжести всей конструкции лежит ниже точки подвеса. В каждой из взаимноперпендикулярных плоскостей расположена пара гиromоторов с противоположным направлением вращения роторов, связанных между собой антипараллелограммом. Оси кинетических моментов гиromоторов лежат в плоскости платформы, а оси их прецессии перпендикулярные. Гиromоторы связаны при помощи пружины с опорой. В работе [49] рассмотрены уравнения движения одноосного гиromаятникового стабилизатора. Показано, что в рамках прецессионной теории уравнение движения не отличается по форме от уравнения движения физического маятника. Однако, включение гиromотора приводит к увеличению эффективного момента инерции карданова подвеса и делает его более инерционным, вследствие чего он слабо реагирует на действие горизонтальных ускорений корабля

$$J_{эф} = J_k \cdot \left(1 + \frac{H^2}{t_\Gamma}\right),$$

где $J_{эф}$ – эффективный момент инерции карданова подвеса, J_k – момент инерции прибора в кардановом подвесе, H – кинетический момент гиromотора, t_Γ – крутильная жесткость.

Передаточная функция такого стабилизатора может быть записана

$$W_\alpha(p) = \frac{n_0^2 \cdot (p^2 + 2\varepsilon_2 \cdot p + \nu_0^2)}{(p^2 + 2\varepsilon_1 \cdot p + n_0^2) \cdot (p^2 + 2\varepsilon_2 \cdot p + \nu_0^2) + \chi^2 \nu_0^2 p^2},$$

где m_k – масса карданова подвеса, L – расстояние до точки подвеса от центра масс, h_Γ – коэффициент, характеризующий вязкое трение, A_Γ – момент инерции гиromотора, h – постоянная,

$$\chi = \frac{H}{\sqrt{J_k \cdot t_\Gamma}}, n_0^2 = g \cdot \frac{m_k \cdot L}{J_k}, \nu_0^2 = \frac{t_\Gamma}{A_\Gamma}, \varepsilon_1 = \frac{h}{J_k}, \varepsilon_2 = \frac{h_\Gamma}{A_\Gamma}.$$

Для случая отсутствия трения в осях, частотные характеристики гиromаятникового стабилизатора имеют вид

$$W_\alpha(iw) = \frac{n_0 \cdot (\nu_0^2 - w^2)}{(n_1^2 - w^2) \cdot (n_2^2 - w^2)},$$

где $n_1 = n_0 / \chi$ – частота свободных колебаний, $n_2 = \nu_0 \cdot \chi$ – частота нутации. Из этой формулы видно, что когда частота вынужденных колебаний совпадает с одной из частот собственных колебаний, возникает резонанс. В случае ее совпадения с частотой упругих колебаний гироскопа ν_0 , амплитуда вынужденных колебаний равна нулю. Такая настройка является оптимальной. Показано также, что включение гироскопических элементов в карданов подвес уменьшает эффект Броуна по сравнению со свободным кардановым подвесом маятникового типа в $0,5 \cdot T_1^2 / (T\nu^2 - T_w^2)$ раз, где T_1 , T_ν , T_w – периоды соответственно собственных колебаний, упругих колебаний гироскопа, качки корабля. В работе отмечается, что когда существует трение как в оси вращения карданова подвеса, так и в оси прецессии гироскопа, включение гироскопа увеличивает добротность подвеса как колебательной системы. Это основной недостаток гироскопического стабилизатора. В спектре возмущающих ускорений всегда содержатся такие частоты, которые создают резонансные возмущения, и гироскопический стабилизатор непрерывно совершает практически незатухающие колебания с частотой, близкой к частоте собственных колебаний. Это создает вполне ощутимый фон низкочастотных возмущений в показаниях гравиметров.

В работе [58] отмечается, что средняя квадратическая погрешность относительно истинной вертикали в условиях наблюдений для современных ГМС достигает 6 угл. мин. ГМС имеют невыгодную разность фаз между отклонениями и вызывающими их горизонтальными ускорениями, близкую к 180° . Поэтому предлагается осуществить демпфирование прецессионных колебаний гироскопов. Отмечается, что демпфирование прецессионных колебаний гироскопов приводит к увеличению погрешности стабилизации, однако, сдвиг фаз горизонтальных ускорений и отклонений ГМС с увеличением демпфирования стремится к $\pi/2$. Показано, что оптимальным для выбора коэффициента демпфирования следует считать отношение

$$\varepsilon = \frac{n}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{(1 - w^2 / S^2) / (2 \cdot (1 - w^2 / p^2) - 1)},$$

где n – частота собственных колебаний ГМС с работающими гироскопами, S – частота колебаний выключенных гироскопов вокруг оси прецессии, p – частота

собственных колебаний ГМС с неработающими гиromоторами, w – частота внешнего возмущения. При этом суммарное влияние горизонтальных компонентов ускорения основания и его наклонов на показания гравиметров минимально. При $S = p/\sqrt{2}$ и $n \ll w$ коэффициент демпфирования принимает постоянное значение $\varepsilon = n/\sqrt{2}$ и не зависит от частоты изменения горизонтального ускорения в широком диапазоне. Погрешность гравиметра для этого случая запишется:

$$\delta g = \frac{W_{n0} \cdot n^4}{4 \cdot g \cdot w^4} \cdot \left(1 - \left(\frac{w}{s}\right)^2 - \left(\frac{w}{s}\right)^4 + \left(\frac{w}{s}\right)^6\right).$$

У такого стабилизатора при $n = w$, $W_{n0} = 5 \text{ Гал}$, $\varepsilon = n/\sqrt{2}$ погрешность определения ускорения составит $\delta g = 3,2 \text{ мГал}$, W_{n0} – значение действующего ускорения.

В работе [59] развивается идея воздействовать на корпус гиromотора, подчинить его движение какому-либо требуемому условию. Для этого предлагается использовать информацию от акселерометра или датчика угла прецессии с тем, чтобы получить желаемый вид передаточной функции маятникового стабилизатора. Полученная информация обрабатывается при помощи фильтров с передаточными функциями $M(p)$ и $N(p)$ для последующего воздействия на корпус гиromотора. Наименьшим временем переходного процесса обладают системы с передаточной функцией $W(p) = (1 + Tp)^{-n}$, для случая $n = 3$ получение такой желаемой передаточной функции возможно при реализации корректирующих фильтров вида

$$M(p) = 0, N(p) = \frac{H}{3 \cdot A \cdot T} \cdot \frac{1}{1 + Tp + T^2 p^2 / 3}$$

или

$$N(p) = 0, M(p) = \frac{H^2}{3 \cdot A \cdot J \cdot T \cdot n_0^2} \cdot \frac{p}{1 + (T - 1/T \cdot n_0^2)p + T^2 \cdot p^2 / 3}.$$

В работе [11] приведены формулы для вычисления погрешностей гиromаятникового стабилизатора. Показано, что скоростная погрешность,

обусловленная вращением Земли и движением судна, может быть вычислена по формуле

$$\alpha_c = -T^2 \cdot U_\zeta \cdot U_\xi,$$

где U_ζ, U_ξ – составляющие угловой скорости трехгранника $O\zeta\eta\xi$ (полученного в результате поворота географического трехгранника $OEN\xi$ на угол курса K) вследствие вращения Земли и движения судна. Эта погрешность весьма мала и не нуждается в компенсации. Баллистическая погрешность определяется зависимостью

$$\alpha_\delta = -\frac{1}{g} \cdot \left(\frac{V^2}{R} \sin K \cdot \operatorname{tg} \varphi + 2 \cdot U \cdot V \cdot \sin \varphi \right),$$

где V – скорость движения судна, K – курс, φ – широта, U – угловая скорость вращения Земли, R – радиус Земли. Погрешность из-за кориолисова ускорения является существенной. При $U = 7,29 \cdot 10^{-5} \text{ c}^{-1}$, $V = 10 \text{ м/с}$, $K = 90^\circ$, $\varphi = 75^\circ$ достигает величины $\alpha_\delta = 30''$. Баллистическая погрешность ГМС при ускорении может быть вычислена по формуле

$$\beta_{\delta.cm.} = \dot{V} / g,$$

при $\dot{V} = 0,005 \text{ м/с}^2$ достигает величины $\beta_{\delta.cm.} = 1,7'$. При циркуляции судна гиromаятниковый стабилизатор устойчив, если частота собственных незатухающих колебаний больше частоты разворота. Статическое значение баллистической ошибки при циркуляции

$$\alpha_{\delta.cm.} = -\frac{n^2}{(n^2 - w^2)} \cdot \frac{V \cdot w}{g}.$$

Для значений $n = 0,105 \text{ c}^{-1}$, $V = 10 \text{ м/с}$, $w = 0,05 \text{ c}^{-1}$ статическая погрешность достигает величины $\alpha_{\delta.cm.} = -4,07^0$. Отмечается, что задача компенсации баллистических погрешностей в гиromаятниках является весьма сложной, поэтому в ГМС эта задача практически не решается.

Для решения некоторых задач возникла потребность измерения силы тяжести в реальном времени. При научном руководстве и непосредственном участии ИФЗ РАН (Л.К. Железняк, Е.И. Попов) с привлечением ряда организаций

(головная – ЦНИИ «Электроприбор») в 1982 году был создан морской автоматизированный информационно - измерительный гравиметрический комплекс «Чета-АГГ» (рис.1.2.4). Комплекс включает в себя [14] 1-3 измерителя, каждый из которых состоит из чувствительного элемента гравиметра (ЧЭГ), прибора питания (ЭП) и блока регулирования термостата (БПР). ЧЭГ устанавливается на силовой гиросtabilизированной платформе (ГСП) с маятниковой коррекцией. ГСП крепится на амортизирующем устройстве, выполненном по схеме трехстепенного пространственного амортизатора. Управление ГСП осуществляется от прибора УГСП, принимающего информацию от лага и гироскопа. Данные ЧЭГ и датчиков скорости и курса судна обрабатываются в специальном цифровом вычислителе СВЦ. При этом в реальном времени производятся цифровая фильтрация гравиметрической информации, выработка координат гравиметрических пунктов, вычисление поправки Этвеша и ввод поправки за смещение нуль-пункта. Создана конструкция и технология сборки двойной упругой системы гравиметра с идентичностью параметров двух половин свыше 99,7% и не параллельностью осей менее 20 угл. мин., что обеспечило устойчивость к возмущающим ускорениям. Принципиальная схема ЧЭГ представлена на рис.1.2.5. Выпускаемый серийно комплекс, позволял выполнять съемку в любом районе Мирового океана при любых погодных условиях и получать значение силы тяжести на момент измерений с погрешностью 0,5 мГал. Комплекс «Чета - АГГ» использовался на судах Минприроды. Пределы измерения ускорения силы тяжести 7 Гал. Упругая система гравиметра (УСГ) [14] состоит из двух одинаковых развернутых относительно друг друга на 180° кварцевых систем. Каждая система содержит рамку с нитью 18, к которой приварен маятник с пробным телом 17 и зеркалом 19. Нити предварительно закручены так, что маятники находятся в положении близком к горизонтальному. Изменение угла закручивания является мерой изменения ускорения силы тяжести. Упругая система помещена в корпус 16, заполненной полиметилсилансаксановой жидкостью 21. В верхней части корпуса установлено защитное стекло 15, к которому прикреплена реперная бипризма 20, служащая для правильности функционирования ЧЭГ. Термостатирование

осуществляется на уровне 0°C . Измерение угла поворота маятника осуществляется оптико - электронным преобразователем, который включает в себя: источник инфракрасного излучения 2, щелевую диафрагму 1, установленную в фокальной плоскости объектива 14, светоделительную призму 13, линзу-коллектив 11, фотоэлектронный умножитель 10 и сканирующее устройство, состоящее из синхронного двигателя с укрепленным на его оси цилиндрическим барабаном. На боковой поверхности барабана имеются две сетки с анализирующими щелями 9 и 6, расположенными параллельно оси вращения и смещенными друг относительно друга в направлении образующей сканирующего барабана и одновременно перпендикулярно ей.



Рис. 1.2.4. Общий вид морского гравиметрического комплекса «Чета - АГГ»

На поверхности барабана, совпадающей с фокальной плоскостью объектива, формируются четыре автоколлимационных изображения светящейся щели: два (5,8) – от граней реперной призмы и два (12,7) – от зеркал маятников упругой системы. Расстояние между изображениями 5 и 12, 8 и 7 характеризуют ускорение силы тяжести, измеряемое каждой кварцевой системой. При сканировании этих изображений на выходе фотоэлектронного умножителя возникает последовательность импульсов, временные интервалы между которыми преобразуются в код.

Градуировка чувствительного элемента гравиметра является одним из важнейших факторов, определяющих точность измерений. Относительная погреш-

ность градуировочной характеристики прямо определяет систематическую составляющую погрешности. При работе в большом диапазоне измерений требуется, чтобы погрешность градуировочной характеристики не превышала 0.01%.

Для градуировки гравиметра применяется метод наклона его измерительной оси. В этом случае изменение силы тяжести определяется простым соотношением $\Delta g = g(\cos\theta - 1)$. Задавая последовательно ряд наклонов θ и выполняя отсчеты прибора m , можно определить градуировочную характеристику простым вычислением. Угол наклона θ должен определяться с погрешностью менее 1 угл.с. Таким образом, при обработке сигнала гравиметра используется весьма простое соотношение

$$g_r = K(m - m_0) + B(m - m_0)^2 - C\Delta t + g_{\text{Э}}, \quad (1.2.1)$$

где g_r – показания гравиметра (мГал); m_0 – отсчет гравиметра при горизонтальном положении рычага крутильной системы; C – скорость смещения нуля-пункта (мГал/сут); Δt – промежуток времени от опорных до текущих наблюдений (сут); $g_{\text{Э}}$ – поправка Этвеша (мГал).

Инерционные ускорения являются помехами с широким частотным диапазоном. Здесь имеется постоянная составляющая (эффект Этвеша) и переменные с периодами от часов и десятков минут (приливы, вариации эффекта Этвеша от рыскания судна, переменные течения и др.) до секунд и долей секунд (качка, вибрации). По энергии основными являются ускорения качки. Методом борьбы с ускорением качки является частотная фильтрация, хорошо разработанная в различных областях науки и техники.

Эффект Этвеша вычисляется по траекторным измерениям. В зависимости от того, какие параметры движения измеряются, используется одна из представленных формул

$$g_{\text{Э}} = 7,5V \sin K \cos\varphi + 0,004V^2, \quad (1.2.2)$$

$$g_{\text{Э}} = 7,5V \cos^2 \varphi dL / \Delta t + 0,004V^2. \quad (1.2.3)$$

Здесь $g_{\text{Э}}$ – поправка (мГал); V – скорость судна (уз); $dL / \Delta t$ – скорость изменения долготы (угл.мин/ч). Формула (1.2.2) применяется, если известны скорость и курс траектории судна (например, по компасу и лагу), а (1.2.3) – когда

производятся определения координат. После вычисления поправка пропускается через фильтр, аналогичный фильтру гравиметра. Точность вычисления поправки определяется точностью исходных данных и частоты их поступления.

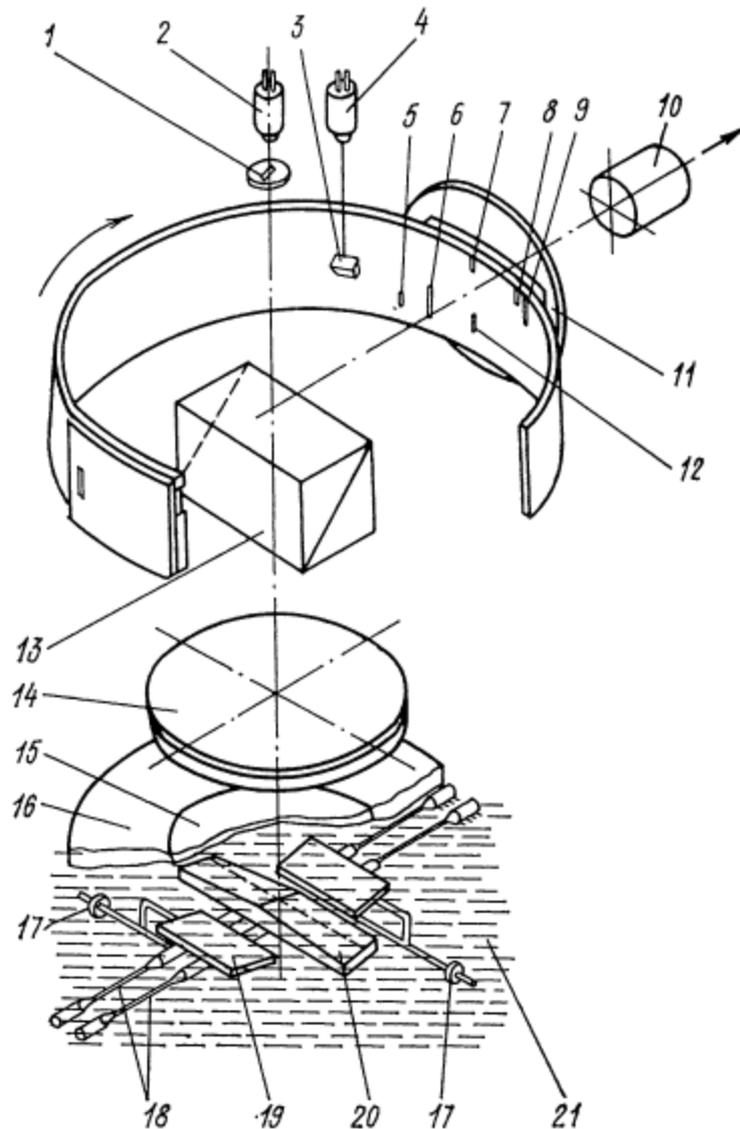


Рис.1.2.5. Принципиальная схема ЧЭГ: 1 – щелевая диафрагма; 2 – источник инфракрасного излучения; 3 – призма; 4 – опорный источник инфракрасного излучения; 5,7, 8,12 – автоколлимационные изображения светящейся щели ; 6,9 – анализирующие щели; 10 – фотоэлектронный умножитель; 11 – линза коллектив; 13 – светоделительная призма; 14 – объектив; 15 – защитное стекло; 16 – корпус; 17 –пробное тело; 18 – кварцевые нити; 19 – зеркало; 20 – реперная бипризма; 21 – полиметилсилаксановая жидкость

Стабилизация гравиметра обеспечивается при помощи двухосного силового гиросtabilизатора рис.1.2.6, в котором приведение платформы в плоскость

горизонта производится с помощью механической коррекции, путем создания маятникового момента гироскопа [18].

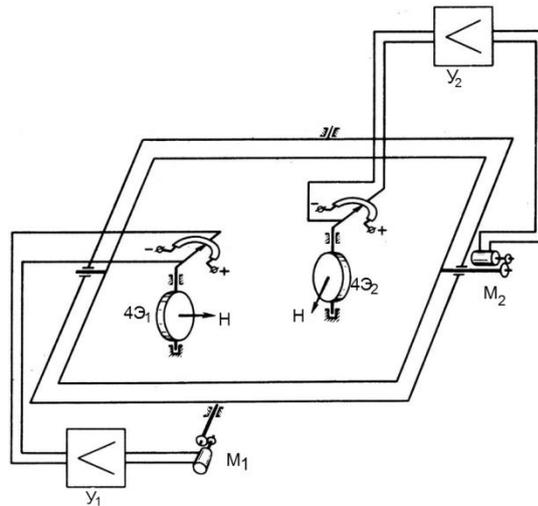


Рис.1.2.6. Двухосный силовой гиросtabilизатор

Механическая коррекция осуществляется путем смещения l центра тяжести каждого гироскопа в экваториальной плоскости относительно оси прецессии. При этом, если плоскость стабилизированной платформы расположена в горизонте, возникает момент, действующий относительно оси собственного вращения гироскопа $M_K = m \cdot g \cdot l$. При вертикальном расположении оси прецессии гироскопа момент M_K только нагружает подшипники оси прецессии. Момент относительно оси прецессии не возникает и в случае наклона гирорамы вокруг оси собственного вращения. При наклоне гироскопа вокруг оси чувствительности момент коррекции раскладывается на две составляющие $M_1 = m \cdot g \cdot l \cdot \sin \alpha$, $M_2 = m \cdot g \cdot l \cdot \cos \alpha$. M_2 корректирующего действия не оказывает. Момент M_1 действует относительно оси прецессии. В этом случае гироскоп стремится повернуться вокруг оси стабилизации, но наличие стабилизирующего двигателя с редуктором не позволяют гироскопу повернуться вокруг оси стабилизации. Он повернется вокруг оси прецессии, при этом сигнал с датчика угла через усилитель воздействует на стабилизирующий двигатель. Гирорама поворачивается до тех пор, пока ось собственного вращения гироскопа не придет в нулевое положение. При этом $M_K = m \cdot g \cdot l \cdot \alpha$, т.е. имеется пропорциональная коррекция. На осях прецессии гироскопов имеются датчики моментов, к которым прикладываются

моменты на компенсацию скоростных и баллистических погрешностей.

Уравнения движения такого прибора приведены в работе [11]:

$$A \cdot \ddot{\alpha} + C \cdot \dot{\alpha} + H \cdot \dot{\gamma} + b \cdot \gamma - H \cdot U_{\zeta} \cdot \delta = -H \cdot U_{\zeta} + M_1,$$

$$B \cdot \ddot{\beta} + C \cdot \dot{\beta} + H \cdot \dot{\delta} + b \cdot \delta + H \cdot U_{\zeta} \cdot \gamma = -H \cdot U_{\zeta} - M_2,$$

$$J_{\Gamma_1} \cdot \dot{\gamma} - H \cdot \dot{\alpha} - S(1 + W_{\zeta}/g) \cdot \alpha + H \cdot U_{\zeta} \cdot \beta = -S \cdot W_{\xi}/g + H \cdot U_{\eta} + M_{yZ_1} + M_3,$$

$$J_{\Gamma_2} \cdot \dot{\delta} - H \cdot \dot{\beta} - S(1 + W_{\zeta}/g) \cdot \beta - H \cdot U_{\zeta} \cdot \alpha = -S \cdot W_{\eta}/g - H \cdot U_{\xi} + M_{yZ_2} + M_4,$$

где $O\xi\eta\zeta$ – оси, полученные в результате поворота географического трехгранника $OEN\xi$ на угол курса $K = const$ при движении корабля по локсодромии, $OX_nY_nZ_n$ – трехгранник, связанный с гирос платформой, α, β – погрешности стабилизации платформы относительно плоскости горизонта, характеризующие положение трехгранника $OX_nY_nZ_n$ относительно системы $O\xi\eta\zeta$, γ, δ – углы поворота гироскопа вокруг их осей прецессии, $U_{\xi}, U_{\eta}, U_{\zeta}$ – составляющие угловой скорости трехгранника $O\xi\eta\zeta$ вследствие вращения Земли и движения корабля, $W_{\xi}, W_{\eta}, W_{\zeta}$ – составляющие вектора ускорения места установки гравиметра в осях $O\xi\eta\zeta$, g – ускорение силы тяжести, M_{yZ_1}, M_{yZ_2} – моменты управления, M_1, M_2, M_3, M_4 – возмущающие моменты, A, B – моменты инерции платформы со всеми связанными с ними элементами, $J_{\Gamma_1}, J_{\Gamma_2}$ – моменты инерции гироскопов относительно осей прецессии, S – коэффициент усиления контура коррекции, b – коэффициент усиления в цепи стабилизации, C – коэффициент демпфирования.

В работе приводятся также зависимости для определения погрешностей прибора. Скоростные погрешности определяются:

$$\alpha_c = T \cdot U \cdot \cos \varphi \cdot \cos K, \quad \beta_c = -T \left(U \cdot \cos \varphi \sin K + \frac{V}{R} \right),$$

здесь $T = H/m \cdot g \cdot l$ – постоянная времени цепи коррекции. Скоростные погрешности могут достигать десятков угловых минут, поэтому необходима их компенсация, для чего в свою очередь необходима информация об инерциальных параметрах движения судна. Скоростные погрешности в случае их компенсации определяются погрешностями в измерениях инерциальных параметров.

Установившееся значение баллистической погрешности может быть вычислено

$$\alpha_{\delta.cm.} = -\frac{1}{g} \left(\frac{V^2}{R} \cdot \sin Ktg\varphi + 2 \cdot U \cdot V \cdot \sin \varphi \right)$$

и достигает для случая $V = 10 м/с$, $K = 90^\circ$, $\varphi = 75^\circ$, $\alpha_\delta = 31''$.

Баллистическая погрешность силового ГС при ускорении $\beta_{\delta.cm.} = \dot{V}/g$.

Силовой гиросtabilизатор является устойчивым при скорости циркуляции $\omega \leq 3^\circ/с$. Статические значения установившихся ошибок при циркуляции:

$$\alpha_{\delta.cm.} = -\frac{1}{T \cdot \omega} \cdot \frac{V}{T \cdot g}, \beta_{\delta.cm.} = \frac{V}{T \cdot g}$$

при $\omega = 3^\circ/с$, $V = 10 м/с$ эти погрешности достигают величин $\alpha_{\delta.cm.} = -4,2'$, $\beta_{\delta.cm.} = 27'$.

В работе [60] показано, что при маневрировании судна необходимо вводить компенсацию баллистических девиаций. Для этого на датчик момента гироскопа необходимо подавать момент $M_y = -m \cdot g \cdot l \cdot v \cdot \omega/g$, при условии полциркуляции $t = \pi/\omega$ выражение для погрешности компенсации имеет вид:

$$\delta_\alpha = \frac{\left(\frac{1}{T}\right)^2}{g\omega} \cdot \left(\frac{\pi}{\omega} - 2\right) \cdot \delta V + \frac{2 \cdot \left(\frac{1}{T}\right)^2 V}{g\omega^2} \left(1 - \frac{\pi}{T}\right) \delta \omega,$$

где T – постоянная времени системы коррекции, $\delta V, \delta \omega$ – погрешности определения линейной скорости и угловой скорости разворота судна. Погрешность определения ускорения силы тяжести при маневрировании судна и компенсации равна:

$$W_{\xi\delta\alpha} = \frac{1}{g} \cdot V \cdot \left(\left(2 - \frac{\pi}{\omega}\right) \cdot \delta V - \frac{2 \cdot V}{\omega} \left(1 - \frac{\pi}{T}\right) \delta \omega \right).$$

Циркуляция судна $V = 15 м/с$, $\omega = 3^\circ/с$ является наилучшей. В этом случае погрешность определения ускорения силы тяжести будет равна $3 мГал$.

Предельные значения погрешности силового гиросtabilизатора с механической коррекцией при качке достигает $\alpha = 3,28$ угл. мин. Следует

отметить, что ГС с механической коррекцией в рамках прецессионной теории представляет собой апериодическое звено. При значительном значении постоянной времени фазовые сдвиги между возмущающими моментами и отклонениями платформы от плоскости горизонта близки к $\varphi = 90^0$.

Динамика силовых гиросtabilизаторов, применяющихся для стабилизации гравиметров исследована так же в работах [28,29,61,62].

Наличие таких недостатков, как невысокая точность стабилизации гиросмаятниковых стабилизаторов; большие габариты, невысокая мобильность и большая трудоемкость оперативной перестановки на различные объекты комплекса «Чета-АГГ», невысокая степень автоматизации измерений отечественной аппаратурой поставили перед разработчиками задачу создания мобильных гравиметрических комплексов нового поколения путем перехода от принципов гиросмаятниковой и силовой стабилизации гравиметра к принципу индикаторной стабилизации [63, 64], а также повышения точности навигационного обеспечения и автоматизации измерений. Уже в 1991 году прошел испытания мобильный гравиметрический информационно - измерительный комплекс «ГРИН» разработки Тульского государственного университета и НПО «Южморгеология» (г. Геленджик). Разработка и испытания комплекса «ГРИН» выполнялись при непосредственном участии автора диссертации [65,76,77,78,100,101]. Функциональная схема информационно - измерительной системы «ГРИН» [66] приведена на рис.1.2.7. В дальнейшем работа по совершенствованию гравиметрического информационно - измерительного комплекса «ГРИН» в Тульском государственном университете и НПО «Южморгеология» была продолжена и привела к созданию комплекса «ГРИН-2000». В ТулГУ исследования выполнялись автором диссертационной работы.



Рис.1.2.7. Функциональная схема информационно - измерительной системы ГРИН-2000

Наборный гравиметрический комплекс ГРИН - 2000

Комплекс ГРИН-2000 (разработка Тульского государственного университета и НПО «Южморгеология») сертифицирован Государственным комитетом Российской Федерации по стандартизации и метрологии (сертификат соответствия № 0000938 от 15.12.2005 г.). В состав наборного гравиметрического комплекса ГРИН-2000 входят:

- гиростабилизатор индикаторного типа с двумя гравиметрическими датчиками;
- управляющий компьютер, реализующий алгоритм цифрового управления комплексом;
- блоки электронного обеспечения гиросплатформы;
- пульт управления гравиметрическими датчиками;
- система сбора, предобработки и визуализации информации на базе РС-компьютера;
- источник бесперебойного питания.

В качестве чувствительных элементов ГС применены высокоточные поплавковые гироскопы и акселерометры. Каналы коррекции ГС работают в режиме самонастройки и обеспечивают постоянный фазовый сдвиг -270° между остаточными наклонами и горизонтальными ускорениями, минимизируя тем самым поправку Броуна. ГС имеет электронный контур автоматического

совмещения осей чувствительности гироскопов и акселерометров. Каналы стабилизации обладают следующими достоинствами: высокая динамическая точность в области рабочих частот, эффективное подавление высокочастотных помех сигнала датчика угла гироскопа после демодуляции при требуемых запасах устойчивости.

С целью исключения кросс - каплинг эффекта на внутренней раме ГС установлены два гравиметрических датчика, чувствительные элементы которых встречно ориентированы. Параметры настройки, при которых достигается компенсация кросс-каплинг эффекта, тщательно подбираются на стенде, имитирующем орбитальное движение судна. Кварцевая система гравиметрических датчиков построена по принципу вертикального сейсмографа Голицина с главной пружиной нулевой длины. Кварцевые гравиметрические датчики с жидкостным демпфированием, охваченные форсирующей обратной связью, обеспечивают очень сильное подавление помех и широкую полосу пропускания полезного сигнала.

Сигналы с гравиметрических датчиков (положение маятника, угол поворота микрометрического винта, температура внутри гравиметрического датчика, внешняя температура) подаются на плату измерительного преобразователя, представляющую собой мостовые схемы, в которые включены дифференциальный фоторезистор, многооборотный потенциометр, терморезистор, медный резистор. С платы измерительного преобразователя сигналы в виде напряжений рассогласования мостов подаются на 8-канальные модули АЦП ADAM-4018, которые управляются персональным компьютером через плату PCL-745, реализующую интерфейс RS-485. Отсчет АЦП ADAM-4018 по каналам маятников после цифровой фильтрации преобразуется в код управления ШИМ-модулятором, реализованным на плате таймеров ЛА-TMP, с которой ШИМ-сигнал в TTL-уровнях подается на усилители мощности, реализованные на оптронных ключах, сигналы с которых подаются на двигатели гравиметрических датчиков, связанные через редуктор с микрометрическими винтами, изменяющими натяжение измерительной пружины гравиметрических датчиков.

Гравиметрические датчики имеют двойной контур термостатирования.

Краткие технические характеристики бортового гравиметрического комплекса ГРИН-2000:

Диапазон измерения без перестройки параметров гравиметра – 800 мГал.

Инструментальная погрешность каналов гравиметрических датчиков – 0,02 мГал.

Погрешность измерений на море при площадных съемках – 0,2 мГал.

Температура статирования гравиметрических датчиков – 45°С.

Линейное смещение нуля-пункта гравиметрических датчиков – не более 1 мГал/сут.

Точность удержания вертикали гиросtabilизатором в динамике $\pm 15''$.

Напряжение питания – 220 В, 50 Гц.

Потребляемая мощность – 1 кВт.

Масса системы стабилизации без гравиметров 35 кг.

Масса стабилизированных датчиков 25 кг.

Бортовой гравиметрический комплекс ГРИН-2000 синхронизирован с GPS по каналу навигационных данных, работающему в режиме реального времени.

Регистрация и оперативный контроль гравиметрических данных в режиме реального времени осуществляется с помощью интегрированной системы сбора информации на базе РС-компьютера. Данные регистрируются с интервалом 1 с в виде ASCII- файлов.

Регистрируемые и визуализируемые параметры:

- время UTS;
- dG (приращение силы тяжести) наблюдаемое по двум гравиметрам;
- положение рычагов чувствительных элементов гравиметров;
- поправка Этвеша, вычисленная по навигационным данным;
- ускорения по X и Y каналам;
- угловая скорость судна;
- температурный режим гравиметров;

- температурный режим лаборатории;
- навигационные данные;
- служебная информация.

Ежедневно данные архивируются и демонстрируются Представителю Заказчика. Общий вид гравиметрического комплекса «ГРИН - 2000» представлен на рис.1.2.8. В гравиметрическом комплексе «ГРИН - 2000М» (рис.1.2.9) в качестве гравиметрического датчика использован прибор ЧЭГ разработки ИФЗ РАН г. Москва. Комплекс «ГРИН» применен при проведении научных исследований и производственных работ в акватории Мирового океана и переходных зон на научно – исследовательском судне «17 съезд профсоюзов» водоизмещением 5000т; при проведении научных и производственных работ в районе Штокмановского, Приразломного месторождений в Баренцевом море, в период с 2000 по 2005г. комплексом ГРИН-2000 выполнено более 10000 км. гравиметрической съемки на акваториях Азовского, Черного и Каспийского морей, причем более 2000 км съемки выполнено в условиях предельного мелководья на глубинах от 1 до 2,5м с использованием плоскодонных судов, имеющих осадку 0.7-1м.



Рис.1.2.8. Гравиметрический комплекс
«ГРИН-2000»



Рис.1.2.9. Гравиметрический
комплекс «ГРИН-2000М»

Дальнейшее совершенствование аппаратуры разработки ИФЗ РАН и ЦНИИ «Электроприбор» велось в направлении повышения точности и надежности за

счет обновления элементной базы, уменьшения габаритов и улучшения эксплуатационных характеристик. В 1994 году разработан комплекс «Скалочник», а на его базе разработаны его варианты «Чекан», «Чекан-М», «Чекан -А», в которых использовалась разработанная ИФЗ РАН для каждого из них упругая система из кварцевого стекла.

2001 году в России были созданы мобильный гравиметр «Чекан - АМ» разработки ГНЦ РФ ЦНИИ «Электроприбор» и мобильный гравиметр МАГ-1 разработки ЗАО НТП «Гравиметрические технологии», аэрогравиметрический измерительный комплекс «Гравитон - М», используемый ЦНИИ Аэрогеофизика.

Мобильный гравиметр «Чекан - АМ» был создан в 2000 – 2002 гг. в рамках государственного контракта с Министерством промышленности, науки и технологий РФ и предназначен для использования в самолетных, вертолетных и морских геофизических комплексах для разведки полезных ископаемых по данным измерения гравитационных аномалий поля силы тяжести Земли [67]. Морская модификация гравиметра используется на исследовательских судах, выполняющих сейсмические работы в интересах поиска углеводородных залежей. Аэрогравиметр планируется использовать в составе системы сбора и обработки информации комплексной аэрогеофизической станции для выполнения региональной аэросъемки масштаба 1:200000 в труднодоступных районах Арктики. Мобильный гравиметр отличается малыми масса - габаритными характеристиками, обеспечивающими возможность оперативной установки на различных объектах. Существенным достоинством гравиметра является синхронный прием данных от спутниковых навигационных систем GPS, что обеспечивает возможность учета ускорений, вызываемых вертикальным перемещением летательного аппарата.

Основные технические характеристики.

Средняя квадратическая погрешность, мГал	0,15
Динамический диапазон измерений, Гал	15
Чувствительность (цена единицы младшего разряда), мГал	0,01
Погрешность определения постоянной	

времени гравиметра, с	0,01
Динамическая погрешность при качке до 15°, угл. с	15
Напряжение питания, В, Гц	220, 50
Потребляемая мощность, Вт	300
Габариты, мм	Ø430x450
Масса, кг	50.

Мобильный гравиметр представляет собой гравиметрический датчик (ГД), устанавливаемый в малогабаритный гиросtabilизатор (ГС). ГД построен на основе двойной кварцевой упругой системы крутильного типа (УСГ). Приращение ускорения силы тяжести вызывает изменение угла поворота маятников УСГ, измерение которого производится посредством оптико-электронного преобразователя автоколлимационного типа. В качестве фотоэлектрического приемника применяется телевизионная камера на основе двух приборов с зарядовой связью линейного типа (рис.1.2.10) [40,68,69]. Выходные данные гравиметра передаются в компьютер по последовательному интерфейсу с частотой до 50 Гц, синхронизованной от приемника GPS или другого внешнего источника. В реальном времени обеспечивается сглаживание гравиметрических данных посредством цифрового фильтра с параметрами, задаваемыми оператором в зависимости от условий измерений, и регистрация полученных результатов с дискретностью 1 с. Пакет прикладных программ обеспечивает совместную постобработку гравиметрических и навигационных данных с формированием каталога гравиметрических пунктов и оценкой точности съемки по расхождению аномалий силы тяжести в точках пересечения галсов. ГС выполнен на основе поплавковых гироскопов ДПГ-6 с коррекцией от кварцевых акселерометров АК-10. В течение длительного времени прототип гравиметра успешно используется при проведении морских сейсмических работ. Эксплуатация гравиметра производится без оператора. Общий вид прибора представлен на рис.1.2.11.

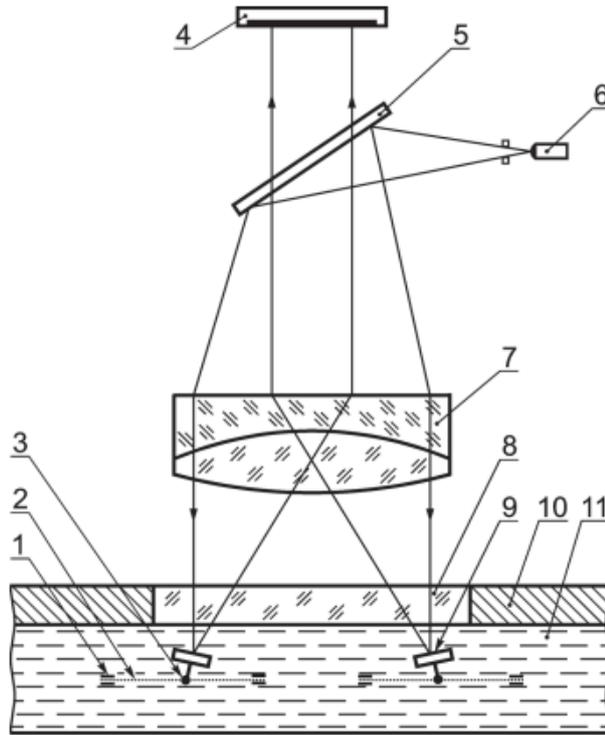


Рис.1.2.10. Гравиметрический датчик нового поколения: 1 – кварцевая рамка, 2 – кварцевый торсион, 3 – маятник с пробной массой, 4 – телекамера, 5 – светоделительный элемент, 6 – светодиод, 7 – объектив, 8 – прозрачное окно в корпусе, 9 – зеркало, 10 – корпус, 11 – демпфирующая жидкость

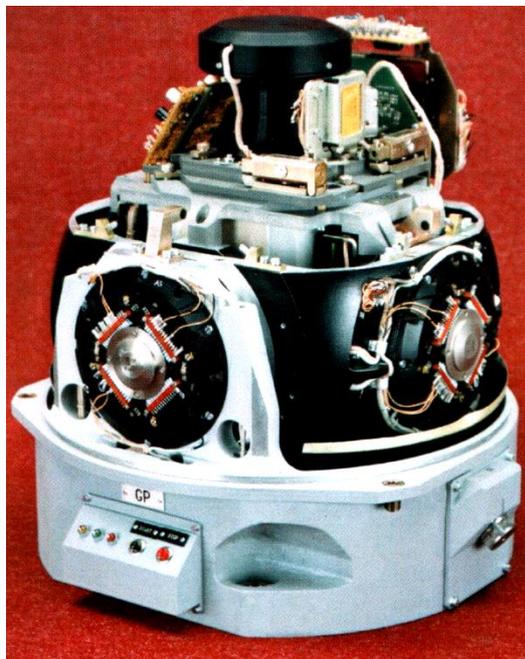


Рис.1.2.11. Мобильный гравиметр «Чекан - АМ»

Мобильный гравиметр МАГ - 1 создан в рамках межведомственной научно - технической программы «Научное приборостроение» в 2000 гг. и предназначен

для определения ускорений силы тяжести с подвижных объектов (самолет, вертолет, морские суда) с целью геологической разведки нефтегазоносных структур и других полезных ископаемых по аномалиям гравитационного поля Земли [70]. Основная область применения мобильного гравиметра – самолетные и вертолетные геофизические комплексы, осуществляющие высокопроизводительную разведку полезных ископаемых, особенно в труднодоступных районах Земли и шельфовой зоны морей и океанов. Возможно также применение гравиметра в морских геофизических комплексах. Функциональная схема информационно - измерительной системы на базе трехосного управляемого гиросtabilизатора представлена на рис.1.2.12 и состоит из центрального инерциально-гравиметрического прибора, установленного на амортизаторе; прибора управления, индикации и сбора информации (ПУИС) - промышленной ПЭВМ; бортового приемника СНС типа Ashtech Z-12; системы электропитания; одного или нескольких базовых (наземных) приемников GPS для обеспечения дифференциального режима в аэроварианте. Центральный прибор ИГК содержит не возмущаемую движением гиросплатформу, стабилизированную в географической системе координат. На платформе установлены: гравиметрический чувствительный элемент (Г'РЧЭ), два горизонтальных акселерометра (АК), динамически настраиваемый гироскоп (ДНГ) с вертикальной ориентацией кинетического момента, волоконно-оптический гироскоп (ВОГ) с вертикальной осью чувствительности и два устройства для калибровки гравиметра (УКГР), представляющего собой осевую конструкцию с пробной массой на упругом подвесе, фотоэлектрический датчик положения и магнитоэлектрические датчики сил обратной связи и компенсирующей силы. Ток, пропорциональный вертикальному кажущемуся ускорению, протекает в обмотке датчика силы обратной связи и во включенном последовательно с ней эталонном резисторе. Выходной сигнал W_z в виде напряжения, снимаемого с эталонного резистора, через интегрирующий аналого-цифровой преобразователь (АЦП) поступает в центральное процессорное устройство (ЦПУ) типа MicroPC фирмы Octagon System. На обмотку компенсирующего датчика силы подается стабилизированный опорный ток, ком-

пенсирующий фиксированное значение силы тяжести. Интегрирующий АЦП ГРЧЭ выполнен в виде последовательного соединения преобразователей «напряжение-частота» и «частота-код». АЦП имеет два канала – с диапазоном 0,25 g и с диапазоном 0,5 g [71], что позволяет благодаря их селективному обеспечению точности, практически равную точности узкодиапазонного преобразователя в диапазоне 0,5 g. ГРЧЭ (совместно с АЦП) имеет полосу пропускания порядка 100 Гц и случайную составляющую погрешности 0,1-0,2 мГал при времени осреднения 60 с. Нестабильность масштабного коэффициента ГРЧЭ – 10^{-4} . ДНГ гироскоп типа ГБ-23 имеет случайную составляющую погрешности 0,01 град/ч (3σ) при времени осреднения 10 мин. ВОГ типа ВГ910ФОС – случайную составляющую погрешности 0,6 град/ч (σ) при времени осреднения 60 с и нестабильность масштабного коэффициента порядка 10^{-3} . Акселерометры АК-10 кварцевого типа имеют случайную составляющую погрешности $2 \cdot 10^{-6}$ g (σ) при времени осреднения 60 с, длиннопериодную (со временем корреляции порядка 20 ч) погрешность $5 \cdot 10^{-5}$ g (3σ) и нестабильность масштабного коэффициента $6 \cdot 10^{-4}$. Устройство для калибровки гравиметра разработано на базе акселерометра АК-10. УКГР выполняют функцию высокоточного индикатора фиксированного угла наклона гиросплатформы вокруг ее горизонтальных осей, что позволяет обеспечить эталонирование ГРЧЭ методом наклона без его демонтажа [72]. В процессе эталонирования, кроме масштабного коэффициента ГРЧЭ, определяются масштабные коэффициенты АК и углы неперпендикулярности оси чувствительности ГРЧЭ плоскости платформы. Гиросtabilизированная платформа помещена в трехосный карданов подвес с внешней азимутальной осью, расположенной вне корпуса прибора [73]. Такая схема подвеса, по сравнению с двухосной, позволяет практически устранить погрешность за нестабильность масштабного коэффициента ВОГ и неперпендикулярность кинетического момента ДНГ плоскости платформы, а по сравнению с традиционной трехосной, позволяет устранить так называемую «румбовую» погрешность, вызванную переменной ориентацией платформы относительно ис-

точников магнитных и тепловых полей, расположенных на кольцах подвеса и на корпусе прибора.

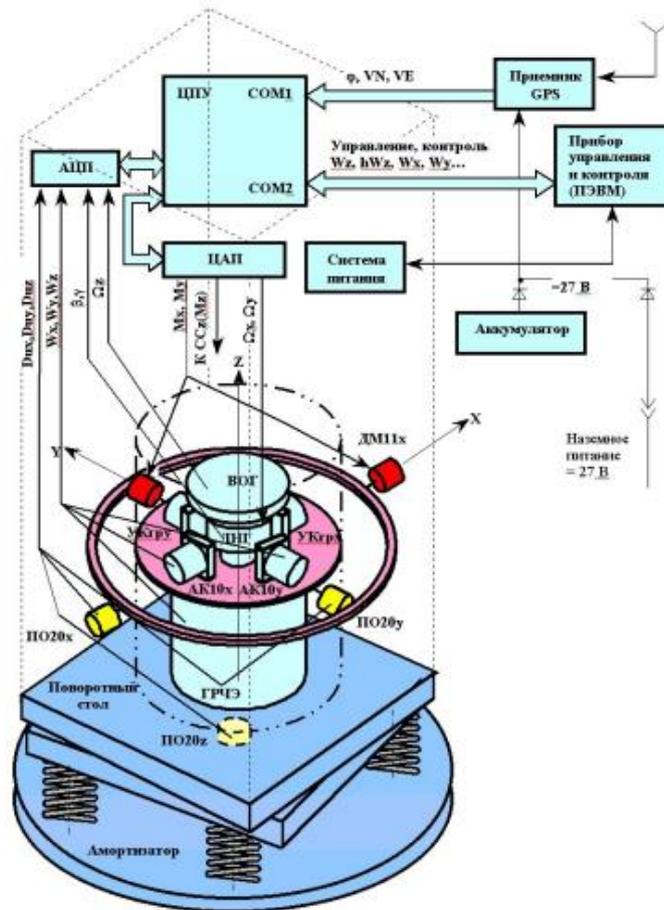


Рис.1.2.12. Функциональная схема МАГ-1

На оси карданова подвеса установлены датчики углов (ДУ) типа ПО-20, предназначенные для выработки углов качек и курса объекта, и двигатели следящих систем (СС) стабилизации (на рис.1.2.12 двигатель азимутальной СС не показан). Для обеспечения постоянства температуры чувствительных элементов и основных узлов гравиметра использованы три системы термостатирования (СТС): двухконтурная СТС ГРЧЭ и источника опорного напряжения; одноконтурная СТС ЦАП управления ДНГ; одноконтурная СТС ДНГ, АК и УКГР. Управление исполнительными элементами СТС (обмотками нагрева и вентиляторами) осуществляется ЦПУ по сигналам термодатчиков, поступающим в ЦПУ через АЦП. Обмен информацией с ПУИС и бортовым приемником GPS производится через СОМ-порты ЦПУ. Все процессы, протекающие в гравиметрическом комплексе, включая процессы запуска и эталонирования ГРЧЭ, контроля за

состоянием аппаратуры, полностью автоматизированы. На экране ПУИС отображается вся необходимая информация, сгруппированная по функциональным кадрам: запуска, прогрева, рабочего режима, опорных измерений, контроля, эталонирования ГРЧЭ, регламентных работ. На кадре контроля отображаются результаты контроля с локализацией места возникшей неисправности. ПУИС обеспечивает также ввод команд управления, констант, отображает графики основных параметров в реальном времени. В процессе гравиметрической съемки файлы гравиметрической и навигационной информации накапливаются на жестком диске ПУИС. Малая потребляемая гравиметрическим комплексом мощность (200 Вт) позволяет в качестве источника электропитания в авиационном варианте использовать аккумулятор, что обеспечивает полную независимость от бортовой сети самолета.

Основные технические характеристики по результатам объектовых испытаний.

Средняя квадратическая погрешность измерения силы тяжести без учета погрешности внешней информации:

- с морских носителей 0,3 – 0,5 мГал при автономной работе до 2 месяцев;
- с наземных и воздушных носителей 0,2 – 0,3 мГал при автономной работе до 12 часов.

Динамический диапазон измерений – 400 Гал.

Постоянная времени чувствительного элемента – 0,01 с.

Потребляемая мощность – 150 Вт.

Масса центрального прибора с амортизатором – 75 кг.

Габариты центрального прибора – Ø600x750 мм.

Основными элементами мобильного гравиметра являются: центральный инерциально - гравиметрический прибор, установленный на амортизатор - измеритель кажущегося ускорения; бортовой приемник GPS и один или несколько базовых (наземных) приемников GPS (для обеспечения дифференциального режима) – измеритель скорости и перемещения объекта; пульт управления, индикации и сбора информации – ПЭВМ; система электропитания; комплекс программ постобработки, разработанный

специалистами лаборатории навигации и управления МГУ им. М.В. Ломоносова (г. Москва). Общий вид мобильного гравиметра МАГ-1 представлен на рис.1.2.13.



Рис.1.2.13. Мобильный гравиметр МАГ-1

В аэрогравиметрическом комплексе «Гравитон–М» использованы струнные гравиметры и гиростабилизатор, контур коррекции которого настроен на период Шулера. В комплексе используются данные спутниковой навигационной системы. Точность гравиметрических измерений 0,8 мГал. Общий вид аэрогравиметрического комплекса «Гравитон–М» представлен на рис.1.2.14. Динамика гиростабилизатора морского гравиметра рассмотрена также в работе [11].



Рис.1.2.14. Аэрогравиметрический комплекс «Гравитон - М»

За рубежом получили распространение наборные гравиметрические комплексы KSS 31 фирмы BODENSEEWORK, BGM-3 фирмы BELL Aerospace, гиросtabilизированный гравиметр La Coste Romberg [74].

Гравиметрический комплекс KSS 31 обеспечивает точность гравиметрических измерений на профиле при вертикальных ускорениях до 15 Гал не хуже 0,5 мГал, при вертикальных ускорениях от 15 до 80 Гал не хуже 1 мГал, при вертикальных ускорениях от 80 до 200 Гал не хуже 2 мГал. Динамический диапазон измерений 10 Гал. Скорость смещения нуля пункта гравиметра не более 3 мГал/месяц. При обработке информации используется фильтр Бесселя четвертого порядка с постоянной времени от 10,5 до 75 секунд. Общий вид гравиметрического комплекса KSS 31 представлен на рис.1.2.15.



Рис.1.2.15. Гиросtabilизированный гравиметр KSS 31 фирмы BODENSEEWORK

Гравиметрический комплекс BGM-3 обеспечивает точность гравиметрических измерений в море не хуже 0,2 мГал, чувствительность 0,01 мГал, диапазон измерений 978-983 Гал, предсказуемое смещение нуля пункта гравиметра составляет не более 1,2 мГал/месяц. Температура термостатирования 46°C. Точность удержания вертикали гиросtabilизированной платформой составляет $\pm 0,1$ мрад. Прокачка гироплатформы по дифференту составляет ± 30 град, а по крену ± 45 град. Регистрация гравиметрической информации

осуществляется с дискретностью 1с. Общий вид гравиметрического комплекса BGM-3 представлен на рис.1.2.16.



Рис.1.2.16. Гиросtabilизированный гравиметр BGM-3 фирмы BELL Aerospace

Гиросtabilизированный гравиметр La Coste Romberg [75] имеет чувствительность 0,01мГал, обеспечивает точность гравиметрических измерений 0,2 мГал при выделении аномалий с периодом 0,5 км. Период собственных колебаний гироплатформы равен 4 мин. Общий вид гиросtabilизированного гравиметра La Coste Romberg представлен на рис.1.2.17.



Рис.1.2.17. Гиросtabilизированный гравиметр La Coste Romberg

1.2.2. Краткая характеристика и результаты некоторых гравиметрических исследований с применением комплекса «ГРИН»

Гиросtabilизатор комплекса «ГРИН» – это двухосный индикаторный

гиростабилизатор, имеющий внешний карданов подвес, опирающийся на две несущие стойки. Общий вид гиростабилизатора представлен на рис. 1.2.18.



Рис. 1.2.18. Гиростабилизатор комплекса «ГРИН»

Стабилизированная платформа, которой является внутренняя рама карданова подвеса, несет два гравиметра общей массой до 25 кг. Гравиметры крепятся в крайних базовых отверстиях диаметром до 230 мм, расположенным по разные стороны посадочного отверстия под блок чувствительных элементов, центр последнего лежит на пересечении осей карданова подвеса.

Блок чувствительных элементов (рис. 1.2.19) представляет собой корпус в виде полого цилиндра, закрытый с двух противоположных сторон защитными кожухами. На верхней плоскости корпуса крепятся два акселерометра системы коррекции типа ДА-2. Над акселерометрами с помощью специальной стойки укреплены два поплавковых интегрирующих гироскопа ГПИ-5, один из которых – датчик канала стабилизации, второй – датчик угловой скорости. На нижней плоскости дна корпуса укреплен с помощью второй стойки поплавковый гироскоп, являющийся датчиком второго канала стабилизации. Оси чувствительности акселерометров параллельны осям чувствительности поплавковых двухстепенных гироскопов каналов стабилизации, ось чувствительности датчика угловой скорости ортогональна плоскости

стабилизируемой площадки и параллельна направлению векторов кинетических моментов гироскопов каналов стабилизации при наличии электрических нулей на выходе датчиков всех чувствительных элементов. Конструктивное исполнение стоек блока чувствительных элементов предусматривает возможность механической регулировки положения чувствительных элементов с помощью микрометрических устройств. Таким образом, блок чувствительных элементов представляет собой моноблок со всеми необходимыми датчиками, имеющий собственную корпусную систему и токопроводящую коммутационную аппаратуру, что обеспечивает удобство при выставке и настройке чувствительных элементов.

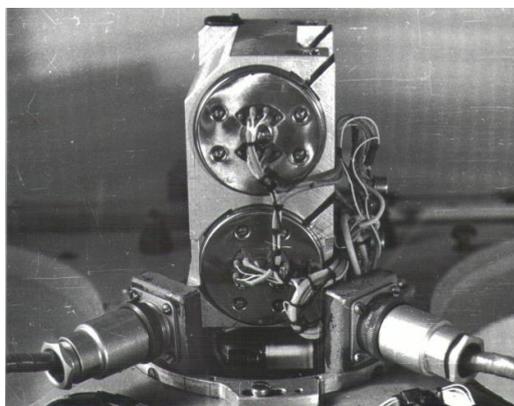


Рис.1.2.19. Блок чувствительных элементов

Узлы вращения наружной и внутренней рамы имеют унифицированную конструкцию. В каждом из них расположен шарикоподшипник, а также по два моментных датчика постоянного тока типа ДМ-10. Токосъемные устройства датчиков вынесены на внешние стороны узлов. На валах вращения закрепляются роторы моментных датчиков и внутренние кольца шарикоподшипников. Внешние кольца подшипников и статоры крепятся в цилиндрических втулках, две из которых жестко связаны с наружной рамой, а две с несущими стойками. Несущие стойки укреплены на нижней литой плите, снабженной амортизаторами. Таким образом, на внутренней и наружной осях карданова подвеса расположены по четыре датчика момента, представляющие собой двухканальный безредукторный исполнительный привод с максимальным моментом 2 Нм по каждому каналу, осуществляющий функцию компенсации возмущающих моментов и управление

стабилизированной платформой в пространстве. Выполнение опорной плиты в виде монолита с ребрами жесткости сводит к минимуму остаточные деформации. Стойки имеют сложную геометрическую форму. Они усилены в нижней части для обеспечения устойчивости. Увеличение габаритов в верхней части продиктовано размещением узлов вращения. На одной из стоек крепится узел арретирования рам карданова подвеса. Он представляет собой устройство пинольного типа с выдвигаемым шпинделем. Для оценки метрологических характеристик ГС были проведены экспериментальные исследования, включающие статические и динамические лабораторные испытания, которые проводились на базе НИПИокеангеофизика г. Геленджик (рис. 1.2.20 - 1.2.22).



Рис.1.2.20. Комплекс «ГРИН» на стенде орбитального движения

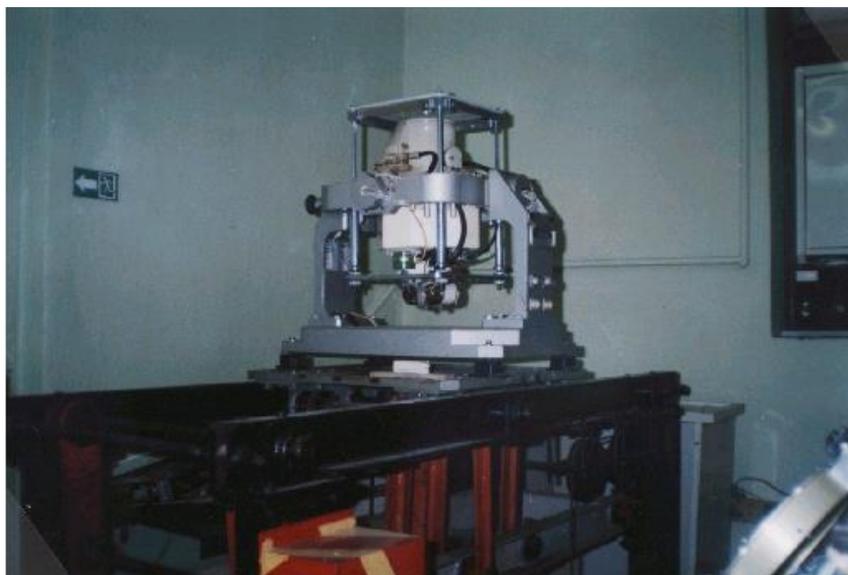


Рис.1.2.21. Комплекс «ГРИН-М» на стенде горизонтального движения



Рис.1.2.22. Комплекс «ГРИН» на стенде вертикальных перемещений (применены гравиметры ГМН с двойным контуром термостатирования)

В процессе лабораторных статических испытаний ГС устанавливался на тумбе и испытывал воздействие от внешних микросейсмических колебаний основания и проекций угловой скорости суточного вращения Земли. Целью проведения статических испытаний являлось :

- проверка работоспособности и устойчивости работы контуров стабилизации ГС,
- проверка правильности функционирования системы коррекции ГС, определение точности удержания вертикали индикаторным ГС в течении серии шести часовых включений с регистрацией по показаниям пузырьковых датчиков уровня и акселерометров ДА-2,
- определение зоны неоднозначности при повторных включениях ГС.

Лабораторные испытания позволили сделать вывод об устойчивой работе контура стабилизации. В процессе работы отсутствовали сбои, не наблюдалось самовозбуждения и режима автоколебаний гироскопической платформы с установленными на нее гравиметрами. На рис.1.2.23 представлен график переходного процесса выхода стабилизируемой платформы к горизонту, построенный по показаниям акселерометров системы коррекции ГС, после окончания которого были получены результаты, позволяющие оценить точность удержания вертикали

прибором в статике. Напряжение 1 мВ на выходе акселерометра соответствует углу поворота стабилизируемой площадки 0,83 угл. мин. Начальный угол отклонения стабилизированной площадки ГС по каналу наружной рамы составил 2,9 град, а по каналу внутренней рамы 2,5 град.

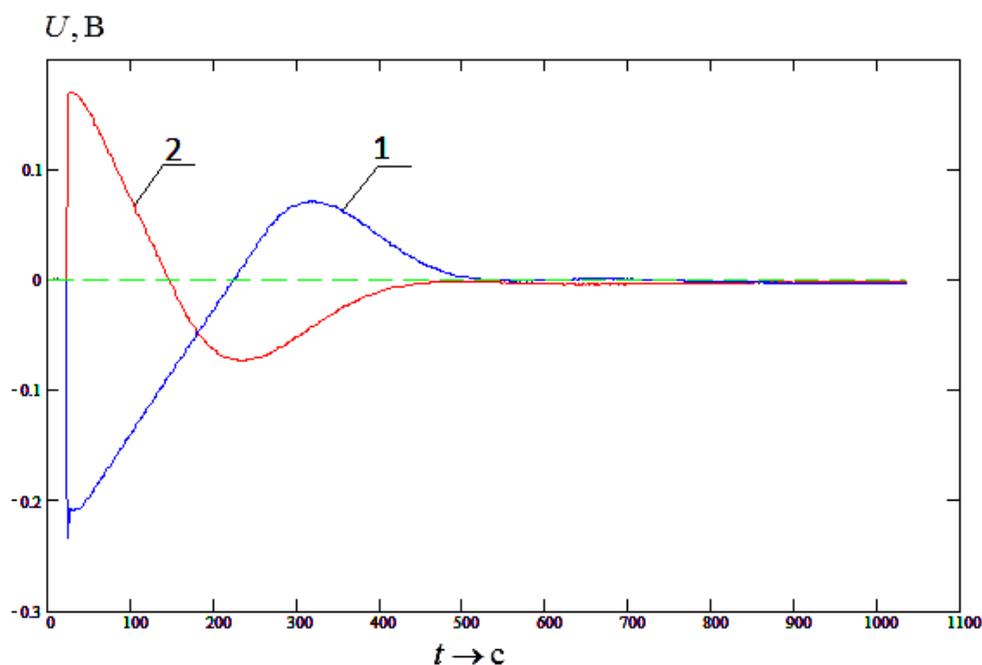


Рис.1.2.23. Переходный процесс выхода стабилизируемой платформы к горизонту: 1 – канал наружной рамы, 2 – канал внутренней рамы

Амплитуда отклонений от вертикали в статическом режиме не превысила $\pm 3''$. При десяти включениях зона неоднозначности составила $3''$.

Динамические испытания проводились на стенде СИН-3, который моделирует гармоническую качку в двух взаимноперпендикулярных плоскостях и азимутальные колебания. Каждый из трех режимов может задаваться в отдельности, так и в комбинации с другими режимами. В процессе динамических испытаний ГС с двумя гравиметрами ГМН устанавливался на рабочем столе стенда и подвергался воздействию качки. Поскольку рабочий стол стенда находится выше осей его вращения, на чувствительные элементы системы коррекции действовали знакопеременные линейные ускорения, достигающие 0,1g при наибольших углах прокачки и наименьших периодах качки. Испытания по каждому из режимов проводились в течении пяти часов. В процессе динамических испытаний определялись систематические составляющие и

случайные составляющие погрешностей гравиметров, установленных на ГС. Систематические погрешности определялись как разность показаний гравиметров в статике и при качке. Среднеквадратическое отклонение (СКО) определялось по вариациям трассы записи показаний гравиметров (табл.1.2.1).

Таблица.1.2.1. Результаты стендовых испытаний

Параметры стенда					Гравиметры			
Амплитуда наклонов (град)		Период наклона (с)	Период азимутального поворота (с)	Амплитуда азимутального поворота (град)	52А		52Б	
Дифференг	Крен				Систематическая погрешность (мГал)	СКО (мГал)	Систематическая погрешность (мГал)	СКО (мГал)
±5	0	4	-	-	0	0,07	0	0,07
±5	±7,5	4	-	-	0	0,13	-0,3	0,13
±5	±7,5	8	-	-	+0,2	0,13	+0,3	0,13
0	0	0	50	±5	0	0,07	0	0,07

По показаниям акселерометров (на рис.1.2.24) показан процесс выхода к горизонту, статический режим, режим двухкомпонентной качки, статический режим). Путем исключения составляющей с периодом качки стенда, определялась амплитуда длиннопериодной составляющей углов наклона гиросtabilизированной платформы при качке (рис.1.2.25).

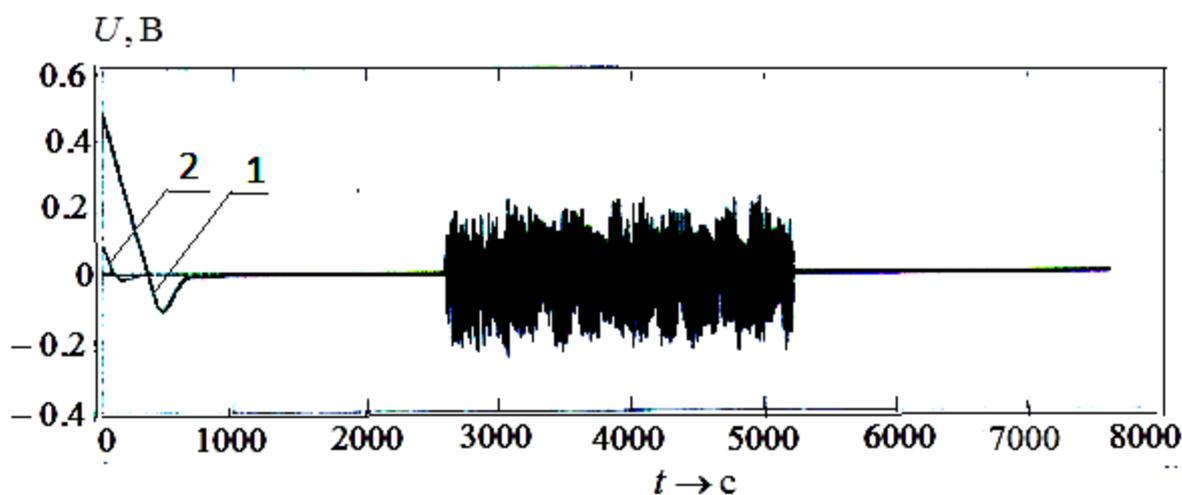


Рис.1.2.24. Показания акселерометров: 1– канал наружной рамы, 2 – канал внутренней рамы

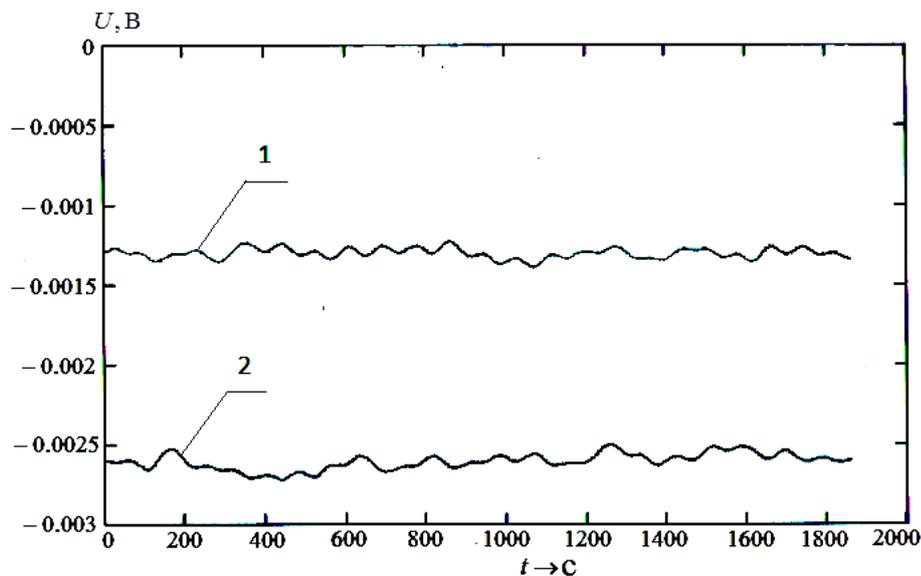


Рис.1.2.25. Показания акселерометров после фильтрации составляющей с частотой качки стенда: 1– канал наружной рамы, 2 – канал внутренней рамы

Амплитуда колебаний длиннопериодной составляющей по показаниям акселерометров по каналам наружной и внутренней рам не превышает $6''$.

Погрешности ГС с периодом качки основания определялись в процессе стендовых испытаний при помощи автоколлиматора. Амплитудное значение погрешности не превысило $15''$. На рис.1.2.26. представлена фотография ленты самописца автоколлиматора, на которой представлен график погрешности стабилизации ГС «ГРИН» в процессе качки основания с амплитудой 5 град и периодом качки 12,5 с. На рис.1.2.26 одна клетка ленты самописца по вертикали соответствует угловому отклонению 30 угл.с.

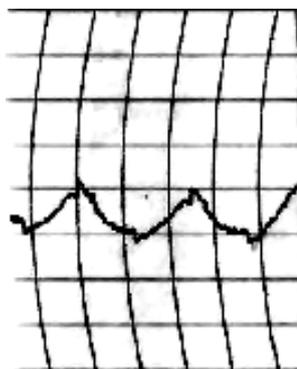


Рис.1.2.26. Фотография ленты самописца автоколлиматора

Приведем краткую характеристику и результаты некоторых гравиметрических исследований с применением комплекса «ГРИН» [76,77,78].

1990-1991г. – научные исследования и исследования акватории Мирового океана и переходных зон.

В период с 14.02.1990 г. по 7.06.1990 г. были проведены гравиметрические работы с применением комплекса «ГРИН» в Тихом и Индийском океанах на научно - исследовательском судне (НИС) «17 съезд профсоюзов» (рис.1.2.27).



Рис.1.2.27. НИС«17 съезд профсоюзов»

Индикаторный гиросtabilизатор комплекса «ГРИН» с установленными на нем двумя гравиметрами ГМН/К № 52А,52Б размещался на специальной тумбе в геофизической лаборатории НИС«17 съезд профсоюзов». Информация с гравиметров выводилась на самописец, а также преобразовывалась в цифровой код с последующей записью на цифровой носитель. Одновременно на борту судна набортная гравиметрическая съемка проводилась с помощью серийных приборов МГК и гравиметров ГМН/К в гиросмаятниковых подвесах, гравиметров ГМН/К на силовом ГС «Альфа» разработки НИПИОкеангеофизика г. Геленджик. Наличие на борту судна нескольких комплектов аппаратуры для стабилизации морских гравиметров представляло широкие возможности для внутреннего контроля гравиметрических данных. Гравиметрическая съемка велась при различных погодных условиях. Амплитудное значение вертикальных ускорений при плохих погодных условиях достигало 150 Гал. При использовании одинаковых

источников информации о скорости движения судна и его курсе для счисления поправки Этвеша получено хорошее совпадение результатов гравиметрической съемки с помощью гравиметров ГМН/К комплекса «ГРИН» и комплексом МГК. По результатам гравиметрической съемки в течении 29 суток систематическая составляющая между комплектами приборов составила 0,36 мГал, а случайная составляющая 1,05 мГал. Большая разница получена в показаниях гравиметров комплекса «ГРИН» и среднем значением трех комплектов ГМН/К, установленных в гиromаятниковых подвесах: систематическая составляющая составила 5,26 мГал, а случайная 1,5 мГал. Причем показания гравиметров, установленных в гиromаятниковых подвесах, смещены в «легкую» сторону. Это объясняется худшим качеством стабилизации гравиметров, установленных в гиromаятниковых подвесах. Если при хороших погодных условиях и небольших величинах вертикальных ускорений показания всех приборов имели хорошую внутреннюю сходимость, то при увеличении внешних возмущений в показаниях гравиметров ГМН/К в гиromаятниковых подвесах, гравиметров ГМН/К на силовом ГС «Альфа» появляется систематическая и высокочастотная погрешности .

В 1991 году на НИС «17съезд профсоюзов» проведены гравиметрические измерения в Тихом и Индийском океанах. Измерения проводились комплексом МГК, гравиметрами ГМН/К в гиromаятниковых подвесах, комплексом «ГРИН», гиросtabilизированным гравиметром «La Coste Romberg». Систематическая погрешность измерений, проводившихся непрерывно в течении двух суток между комплексами «La Coste Romberg» и «ГРИН» составила 0,3 мГал, а случайная составляющая 0,35 мГал.

1994 г. – аэрогравиметрические работы в районе Ладожского озера, самолет АН-30Д, заказчик ГП «Севморгео» г. Санкт-Петербург.

Специалистами ТулГУ, НИПИокеангеофизика, Севморгео, Полярной морской гравиметрической экспедицией (ПМГРЭ) на базе ГП "Севморгео" г. Санкт-Петербург проведен комплекс стендовых и летных испытаний, целью которых являлось определение возможности использования в аэрогравиметрическом комплексе нового поколения индикаторного

гиростабилизатора комплекса "ГРИН" и выяснение условий его адаптации для работы на борту самолета.

На горизонтальном стенде ГП "Севморгео" проведены испытания струнных аэрогравиметров типа ГСДМ, установленных на ГС "ГРИН". Комплекс продемонстрировал высокую точность удержания вертикали по показаниям акселерометров ДА-2 и гравиметров ГСДМ в интервале возможных для данного стенда периодов от 6 с до 40 с при амплитуде перемещений 400 мм. Результаты этих испытаний сведены в таблицы 1.2.2, 1.2.3. В графе "Статика" первая цифра – это средний отсчет гравиметра в статическом режиме, вторая цифра – это осредненные показания гравиметра в интервале периода качаний стенда в статике. В графе "Динамика" первая цифра – средний отсчет гравиметра в динамическом режиме, вторая цифра – это средний отсчет осредненных показаний гравиметра в интервале периода качаний в динамике. Вариации показаний гравиметров в графе "Динамика" обусловлены вертикальными ускорениями, имеющимися на стенде. Время измерений в динамике – 20 минут, в статике – 10 минут. Как видно из результатов стендовых испытаний применение ГС "ГРИН" позволило исключить систематическую погрешность от горизонтальных ускорений с амплитудой до 40 Гал с точностью не хуже 0,8 мГал. В большинстве режимов точность составляет 0,5 мГал, а в отдельных случаях не превышает 0,1 мГал. Высокая точность работы ГС в условиях высокочастотных возмущающих горизонтальных ускорений открывает перспективы его использования так же при аэрогравиметрических измерениях на вертолете.

На самолете АН-30Д проведены летные испытания гиростабилизатора "ГРИН" в составе аэрогравиметрического комплекса (рис.1.2.33). В комплекс также входили: струнные гравиметры ГСДМ, система измерения вертикальной скорости, измерители наружной и внутренней температуры, барометр, инерциальная система И-11-1, высотомер. Запись показаний всех систем проводилась с использованием аэрогеофизического регистратора СИЭЛ, разработанного ПМГРЭ. С его помощью, в частности, фиксировались значения горизонтальных акселерометров гиростабилизированной платформы "ГРИН".



Рис.1.2.33. Гравиметрическая съемка с борта самолета АН-30Д

Регистрация показаний проводилась непрерывно с дискретностью 1с в течении всего полета. Целью испытаний являлась проверка работоспособности ГС "ГРИН" при всех режимах полета: рулежка, взлет, набор высоты, режим гравиметрических наблюдений, маневрирование, снижение, посадка. Испытания проводились с аэродрома "Ржевка" г. Санкт-Петербург в районе Ладожского озера. 19 декабря полет продолжался 2 часа 40 минут на высоте 1500 м со скоростью 300 км/ч, 21 декабря – 2 часа 40 минут на высоте 6000 м со скоростью 400 км/ч. Во время испытаний в прямом и обратном направлениях пройден один и тот же 100 километровый участок пути. Непрерывная цифровая регистрация показаний акселерометров ГС "ГРИН" позволяет провести обработку результатов и анализ поведения ГС при использовании ее на борту самолета. Ось чувствительности акселерометра X направлена вдоль продольной оси самолета. Ось чувствительности акселерометра Y направлена по оси тангажа. Обработаны показания акселерометров на трех маршрутах. При обработке показаний акселерометров выделялся средний уровень на протяжении каждого из трех маршрутов. Далее каждый из маршрутов разбивался на более короткие временные интервалы и выделялся средний уровень показаний для данных интервалов внутри маршрута.

Результаты, полученные после обработки, сведены в таблицы 1.2.4, 1.2.5.

Таблица 1.2.2. Показания струнного гравиметра ГСДМ N24, установленного на ГС "ГРИН", при стендовых испытаниях в статическом и динамическом режимах

Периоды качаний гравиметра ГСДМ N24	Статика мГал	Динамика мГал
6 с.	956213.044+-1.013 956213.045+-0.596	956212.570+-330.504 956212.656+-99.232
10 с.	956212.489+-1.202 956212.490+-0.782	956212.029+-196.475 956211.688+-15.263
12 с.	956212.756 +- 1.564 956212.754 +- 1.193	956211.980+-134.684 956212.000+-14.151
16 с.	956213.080 +-1.210 956213.075 +-0.791	956212.464+-79.044 956212.647+-7.717
23 с.	956212.887+-1.286 956212.879+-0.738	956213.258+-35.529 956212.955+-4.670
40 с.	956212.957+-0.962 956212.960+-0.211	956212.629+-32.129 956212.769+-2.202

Таблица 1.2.3. Показания струнного гравиметра ГСДМ N26, установленного на ГС "ГРИН", при стендовых испытаниях в статическом и динамическом режимах

Периоды качаний гравиметра ГСДМ N26	Статика мГал	Динамика мГал
6 с.	956289.740+-1.339 956289.742+-0.594	956289.102+-123.014 956289.165+-23.135
10 с.	956289.932+-1.303 956289.936+-0.383	956289.187+-93.232 956289.103+-9.425
12 с.	956290.160+-1.440 956290.177+-0.401	956289.739+-68.696 956289.774+-7.879
16 с.	956290.613+-1.359 956290.618+-0.256	956290.213+-44.164 956290.177+-4.076
23 с.	956290.848+-1.340 956291.005+-0.237	956290.948+-23.214 956291.005+-2.717
40 с.	956291.096+-1.328 956291.069+-0.134	956291.069+-20.895 956290.999+-1.682

Таблица 1.2.4. Показания акселерометра X ГС "ГРИН" при летных испытаниях в режиме гравиметрических наблюдений

Маршрут (номер)	Время час.мин.	Среднее значение		
		на маршруте усл.ед.	между маршрутами угл.мин.	по отношению к среднему на маршруте угл.мин.
1	15.02.-15.12	0,0141427	0	-
	15.02.-15.05	0,014769		+ 0,7
	15.05.-15.08	0,01391		-0,27
	15.08 -15.11	0.014367		+0,26
3	16.08-16.22	0,01426	+0,1440	-
	16.08-16.15	0,014349		+0,096
	16.15-16.22	0,01413		-0,15
4	16.42-16.59	0,01457	+0,516	-
	16.42-16.48	0,014109		-0,54
	16.48-16.54	0,01443		-0,18
	16.54-16.59	0,01494		+0,44

Таблица 1.2.5. Показания акселерометра Y ГС "ГРИН" при летных испытаниях в режиме гравиметрических наблюдений

Маршрут	Время час, мин.	Среднее значение		
		на маршруте усл.ед.	между маршрутами угл.мин.	по отношению к среднему на маршруте угл.мин.
1	15.02-15.12	0,01685	1,2	
	15.02-15.07	0,016789		-0,08
	15.07-15.12	0,016962		+0,132
2	16.09-16.22	0,015259	-0,57	
	16.09-16.15	0,015714		+0,55
	16.15-16.22	0,014788		-0,56
3	16.42-16.59	0,01574	0	
	16.42-16.52	0,01556		-0,216
	16.52-16.59	0,01597		+0,276

Проведенные испытания позволили сделать вывод о возможности успешного использования ГС «ГРИН» для проведения аэрогравиметрических измерений на самолете и вертолете.

1993-1995 г. – морские гравимагнитные исследования в Баренцевом море.

1997-1999 г. – морские гравимагнитные исследования Ахтанизовских лиманов приазовья, заказчик Мингео РФ, катер водоизмещением 10 т.

2000 г. – морские гравимагнитные исследования в центральной и северной части Каспийского моря, заказчик – Министерство природных ресурсов, судно водоизмещением 300 т.

– морские гравимагнитные исследования в северной части Каспийского моря, заказчик – Министерство природных ресурсов, судно водоизмещением 100т.

2001 г. – морские гравимагнитные исследования Каспийского моря в интересах компании ЛУКОЙЛ, судно водоизмещением 2000 т.

При работе в районе Центрального Каспия на судне СР-933 гравиметрическая лаборатория размещалась в районе матацентра судна, а навигационная лаборатория в рубке судна. Между лабораториями осуществлялась селекторная связь. Гравиметрические наблюдения осуществлялись двумя гравиметрическими комплексами «ГРИН» и комплексом «La Cost and Romberg» (США). Навигационное обеспечение осуществлялось с помощью спутникового приемоиндикатора AgGPS 132 и на основе информации чувствительных элементов системы стабилизации. Для поддержания стабильной температуры в боксе гравиметрической лаборатории была установлена сплит система. Вся гравиметрическая аппаратура подключалась к судовому дизель-генератору. Питание гравиметрических комплексов осуществлялось от блоков бесперебойного электропитания. Регистрация и оперативный контроль гравиметрических измерений комплексов «ГРИН» осуществлялись с помощью персональной ЭВМ, путем вывода на экран диагностирующих и гравиметрических данных.

2002 г. – морские гравимагнитные исследования в дельте Волги и северной части Каспийского моря в условиях предельного мелководья, заказчик – Министерство природных ресурсов, плоскодонное судно водоизмещением 80т, осадка 0,7м, катер с водометным движителем для обеспечения гравиметрической съемки со штатива.

При выполнении гравиметрической съемки проведены сравнительные испытания комплекса ГРИН-2000, донных гравиметров ГДК и штативных гравиметров Sodin Prospector 200-Т, изготовленными по заказу ГНЦ «Южморгеология» специально для проведения съемки со штатива. Штативные гравиметры Sodin Prospector 200-Т имеют чувствительность 1 мкГал, рабочий диапазон 200 мГал без перестройки и дрейф менее 0,1 мГал в сутки. Погрешность измерений при проведении набортной съемки по отношению к штативной не превысила 0,25 мГал.

2003 г. – морские гравимагнитные исследования на Черном море в интересах компании ЮКОС, заказчик – компания TOTAL FINA ELF, судно водоизмещением 5600 т.

– морские гравимагнитные исследования на Азовском море в интересах компании ПРИАЗОВНЕФТЬ, судно водоизмещением 120 т.

Сравнение результатов измерений на прямом и возвратном профилях, подтвердило высокую точность функционирования комплекса «ГРИН-2000». Разность показаний не превысила 0,2 мГал.

– морские гравимагнитные исследования на Азовском море в интересах компании Черноморнефтегаз, судно водоизмещением 650 т.

2004 г. – морские гравимагнитные исследования на Азовском море, заказчик – Министерство природных ресурсов, судно водоизмещением 100 т (плоскодонный буксир - толкач).

2005 г. – морские гравимагнитные исследования на Черном и Азовском море, заказчик – Министерство природных ресурсов, судно водоизмещением 300 т. (НИС «Янтарь»).

2006 г. – гравиметрические исследования на р. Волга, заказчик Министерства природных ресурсов и компании «Приморьнефтегаз» (катер водоизмещением 20 т), морские гравимагнитные исследования на Каспийском и Азовском морях, заказчик – Министерство природных ресурсов, Черноморнефтегаз; судно водоизмещением 100 т (плоскодонный буксир-толкач).

Средняя квадратическая погрешность гравиметрических измерений на

пересечениях профилей для вышеперечисленных работ составляла от 0,13 до 0,3 мГал.

1.3. Способы построения гиросtabilизатора морского гравиметра с системой коррекции настроенной на период Шулера с автономным демпфированием собственных колебаний

Известно, что благодаря демпфированию, система интегральной коррекции ГС, функционирующего в режиме гировертикали, становится стационарной системой. Это означает, что возмущения в виде стационарных случайных функций времени не будут давать нарастающих дисперсий погрешностей, а дисперсии выходных погрешностей будут меняться в ограниченных пределах.

С другой стороны, введение демпфирования приводит к нарушению условия инвариантности по отношению к движению судна [79]. Поэтому возникает задача синтеза эффективной структуры системы интегральной коррекции гировертикали, обеспечивающей стабилизацию гравиметров, позволяющей добиться низкой чувствительности гировертикали к движению судна при измерении ускорения силы тяжести, необходимого демпфирования системы и обладающей достаточной простотой при реализации и настройке. Обеспечение демпфирования собственных колебаний автономным способом является важным преимуществом при построении системы.

Известен способ автономного демпфирования при помощи прямой связи, охватывающей первый интегратор системы коррекции (рис.1.3.1) [79].

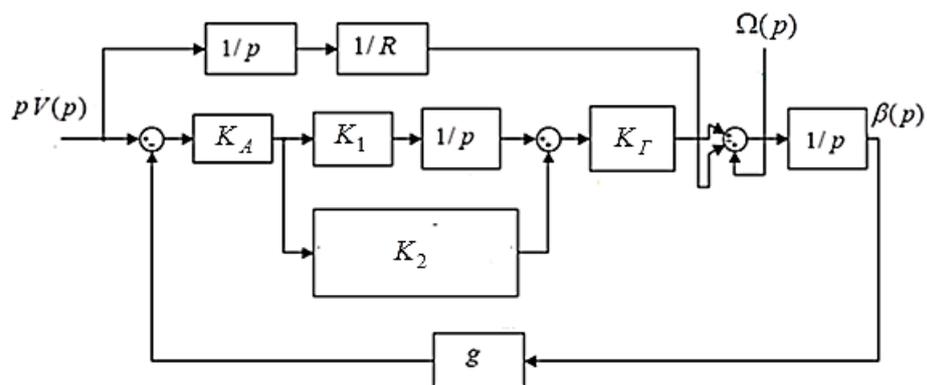


Рис.1.3.1. Структурная схема одного канала гировертикали с интегральной системой коррекции.

На рис.1.3.1 обозначено: $\beta(p)$ – погрешность стабилизации платформы относительно плоскости горизонта, K_A – коэффициент передачи акселерометра, K_1 – коэффициент передачи интегратора, K_2 – коэффициент передачи прямой связи, охватывающей интегратор, K_Γ – коэффициент передачи поплавкового гироскопа по приложенным относительно оси вращения поплавка управляющим моментам, g – ускорение силы тяжести, $V(p)$ – скорость движения судна; R – радиус Земли, $\Omega(p)$ – угловая скорость системы отсчета, p – оператор Лапласа.

Уравнение движения системы имеет следующий вид:

$$\beta(p)(p^2 + gK_A K_2 K_\Gamma p + K_A K_\Gamma K_1 g) = V(p)p(K_A K_\Gamma K_1 - \frac{1}{R}) + \Omega(p)p + V(p)K_2 K_A K_\Gamma p^2. \quad (1.3.1)$$

Положив, что произведение коэффициентов $g \cdot K_A \cdot K_\Gamma \cdot K_1 = 1/T^2$ (T – постоянная времени Шулера) и $K_A \cdot K_\Gamma \cdot K_1 = 1/R$ получим:

$$\beta(p)(T^2 p^2 + \frac{K_2}{K_1} p + 1) = \Omega(p)T^2 p + V(p)\frac{K_2}{K_1 g} p^2. \quad (1.3.2)$$

Передаточные функции системы имеют вид:

$$\frac{\beta(p)}{V(p)p} = \frac{\frac{K_2}{gK_1} p}{(T^2 p^2 + \frac{K_2}{K_1} p + 1)}, \quad (1.3.3)$$

$$\frac{\beta(p)}{\Omega(p)} = \frac{p \cdot T^2}{(T^2 p^2 + \frac{K_2}{K_1} p + 1)}. \quad (1.3.4)$$

График переходного процесса выхода стабилизируемой платформы к горизонту при $K_2 = 2\xi/TgK_A K_\Gamma$ (если $gK_A K_\Gamma = 1$, $\xi = 0,7$, то $K_2 = 0,01737$) и начальном отклонении от горизонта $\beta_0 = 0,1 \text{ рад}$ представлен на рис.1.3.2.

В работе предлагается использовать более эффективные пути решения задачи.

Рассмотрим систему, в которой в прямой цепи, охватывающей первый интегратор, применено апериодическое звено первого порядка $\frac{K_2}{T_2 p + 1}$. (рис.1.3.3).

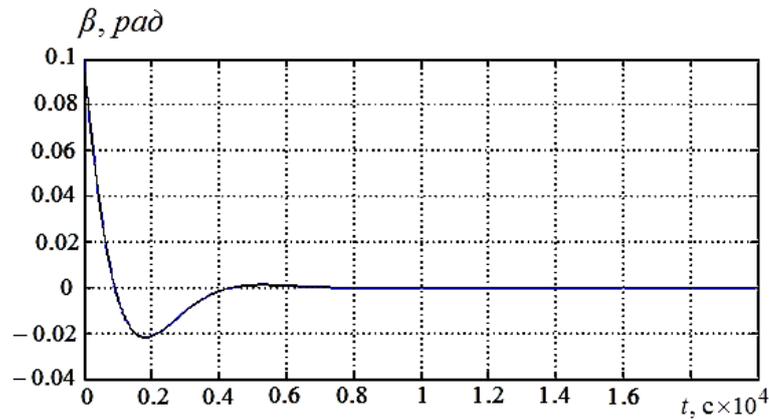


Рис.1.3.2. График переходного процесса выхода стабилизируемой платформы к горизонту при начальном отклонении от горизонта $\beta_0 = 0,1 \text{ рад}$

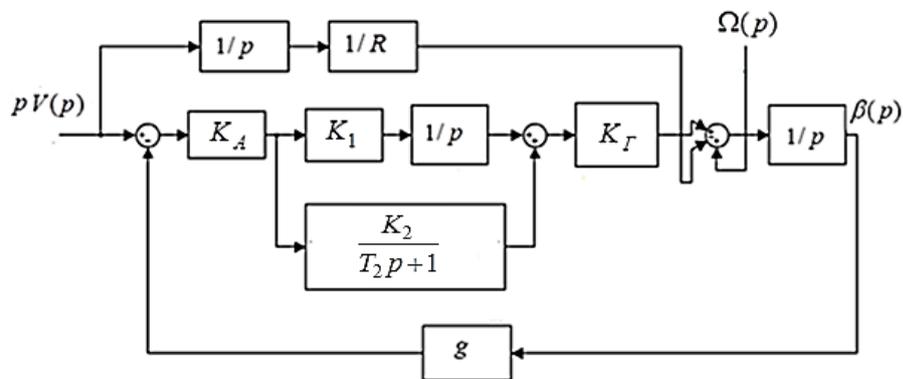


Рис.1.3.3. Структурная схема одного канала гировертикали с интегральной системой коррекции

На рис. 1.3.3. обозначено: $\beta(p)$ – погрешность стабилизации платформы относительно плоскости горизонта, K_A – коэффициент передачи акселерометра, K_1 – коэффициент передачи интегратора, K_2 – коэффициент передачи прямой связи, охватывающей интегратор, T_2 – постоянная времени аperiodического звена K_G – коэффициент передачи поплавкового гироскопа по приложенным относительно оси вращения поплавка управляющим моментам, g – ускорение силы тяжести, $V(p)$ – скорость движения судна; R – радиус Земли, $\Omega(p)$ – угловая скорость системы отсчета, p – оператор Лапласа.

Уравнение движения системы имеет следующий вид:

$$\beta(p)(T_2 p^3 + p^2 + gK_A K_1 K_G (T_2 + \frac{K_2}{K_1})p + K_A K_G K_1 g) = V(p)p(K_A K_G K_1 (T_2 + \frac{K_2}{K_1})p + K_G K_A K_1 - \frac{1}{R}T_2 p - \frac{1}{R}) + \Omega(p)p(T_2 p + 1). \quad (1.3.5)$$

Положив, что произведение коэффициентов $g \cdot K_A \cdot K_G \cdot K_1 = 1/T^2$ (T – постоянная времени Шулера) и $K_A \cdot K_G \cdot K_1 = 1/R$ получим:

$$\beta(p)(T_2 T^2 p^3 + T^2 p^2 + (T_2 + \frac{K_2}{K_1})p + 1) = \Omega(p)T^2(T_2 p + 1)p + V(p)\frac{K_2}{K_1 g}p^2. \quad (1.3.6)$$

Передаточные функции системы имеют вид:

$$\frac{\beta(p)}{V(p)p} = \frac{\frac{K_2}{gK_1}p}{T_2 T^2 p^3 + T^2 p^2 + (T_2 + \frac{K_2}{K_1})p + 1}, \quad (1.3.7)$$

$$\frac{\beta(p)}{\Omega(p)} = \frac{p \cdot T^2 (T_2 + 1)}{T_2 T^2 p^3 + T^2 p^2 + (T_2 + \frac{K_2}{K_1})p + 1}. \quad (1.3.8)$$

График переходного процесса выхода платформы к вертикали приведен на рис.1.3.4, а логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики (ЛАФЧХ) по передаточной функции (1.3.3) на рис. 1.3.5. При этом, если $gK_A K_G = 1$, то $K_2 = 0,01737$, $T_2 = 400c$.

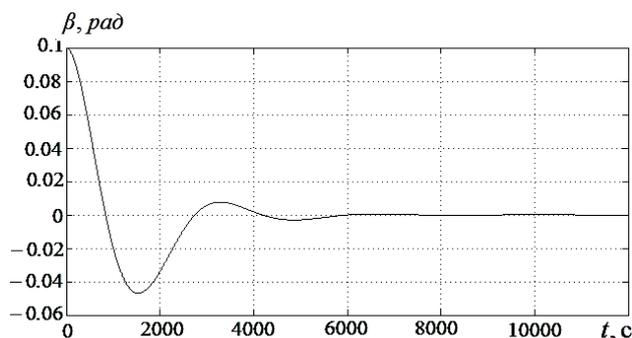


Рис.1.3.4. График переходного процесса выхода стабилизируемой платформы к горизонту при начальном отклонении от горизонта $\beta_0 = 0,1 \text{ рад}$

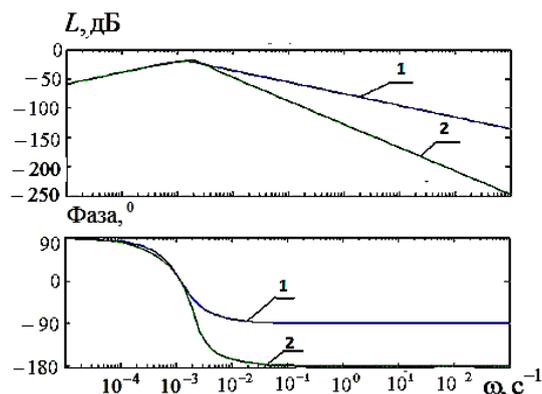


Рис.1.3.5. ЛАФЧХ: 1 – в соответствии с передаточной функцией (1.3.3), 2 – в соответствии с передаточной функцией (1.3.7)

Рассмотрим систему, в которой применен полосовой фильтр в прямой связи, охватывающей первый интегратор. Структурная схема одного канала гировертикали с интегральной системой коррекции представлена на рис. 1.3.6.

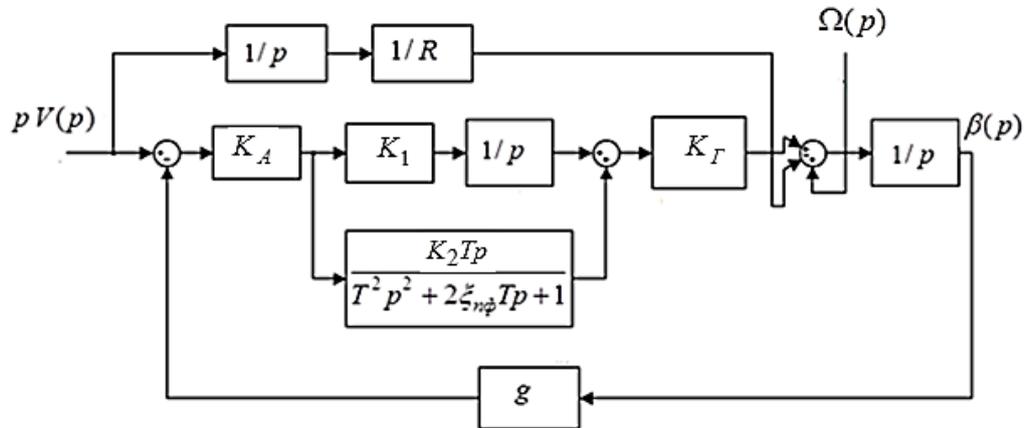


Рис.1.3.6. Структурная схема одного канала гировертикали с интегральной системой коррекции

На рис. 1.3.6 обозначено: R – радиус Земли, $\beta(p)$ – погрешность стабилизации платформы относительно плоскости горизонта, T – постоянная времени полосового фильтра, K_A – коэффициент передачи акселерометра, K_I – коэффициент передачи интегратора, K_2 – коэффициент передачи цепи полосового фильтра, K_Γ – коэффициент передачи поплавкового гироскопа по приложенным относительно оси вращения поплавка управляющим моментам, $V(p)$ – линейная скорость движения судна, $\xi_{n,\phi}$ – коэффициент затухания полосового фильтра, $\Omega(p)$ – угловая скорость системы отсчета, p – оператор Лапласа.

Уравнение системы при $\Omega = const$ в операторной форме может быть записано:

$$\beta(p) \cdot (T^2 \cdot p^4 + 2 \cdot \xi_{n,\phi} \cdot T \cdot p^3 + p^2 + K_A \cdot K_\Gamma \cdot g \cdot K_1 \cdot (T^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi_{n,\phi} \cdot T + 1) + K_A \cdot K_g \cdot g \cdot K_2 \cdot T \cdot p^2) = ((T^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi_{n,\phi} \cdot T \cdot p + 1) \cdot (K_A \cdot K_\Gamma \cdot K_1 - \frac{1}{R}) + K_2 \cdot T \cdot p^2 \cdot K_A \cdot K_\Gamma) \cdot V(p) \cdot p. \quad (1.3.9)$$

Из анализа правых частей уравнений (1.3.1), (1.3.9) видно, что в случае использования полосового фильтра при $K_A \cdot K_\Gamma \cdot K_1 = 1/R$ возмущающий член в

уравнении (1.3.5) пропорционален лишь третьей производной линейной скорости движения объекта.

Выберем постоянную времени фильтра равной постоянной времени Шулера.

Положив, что произведение коэффициентов $g \cdot K_A \cdot K_\Gamma \cdot K_1 = 1/T^2$ и $K_A \cdot K_\Gamma \cdot K_1 = 1/R$ получим:

$$\begin{aligned} & \beta(p) \cdot (T^4 \cdot p^4 + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T^3 \cdot p^3 + T^2 \cdot p^2 \cdot (2 + K_A \cdot K_\Gamma \cdot g \cdot K_2 \cdot T) + \\ & + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + 1) = V(p) \cdot p^3 \cdot K_2 \cdot K_A \cdot K_\Gamma \cdot T^3. \end{aligned} \quad (1.3.10)$$

Пусть параметры системы связаны между собой следующим образом:

$K_2 = \xi_{n.\phi}^2 \cdot T \cdot K_1$, тогда уравнение (1.3.6) принимает вид:

$$\begin{aligned} & (T^4 \cdot p^4 + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T^3 \cdot p^3 + T^2 \cdot p^2 \cdot (2 + \xi_{n.\phi}^2) + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + 1) \cdot \beta(p) = \\ & = V(p) \cdot p^3 \cdot \xi_{n.\phi}^2 \cdot K_1 \cdot K_A \cdot K_\Gamma \cdot T^4. \end{aligned} \quad (1.3.11)$$

Окончательно получим:

$$\begin{aligned} & (T^4 \cdot p^4 + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T^3 \cdot p^3 + T^2 \cdot p^2 \cdot (2 + \xi_{n.\phi}^2) + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + 1) \cdot \beta(p) = \\ & = V(p) \cdot p^3 \cdot \xi_{n.\phi}^2 \cdot T^2 / g. \end{aligned} \quad (1.3.12)$$

Уравнение системы при $\Omega \neq const$ в операторной форме может быть записано:

$$\begin{aligned} & (T^4 \cdot p^4 + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T^3 \cdot p^3 + T^2 \cdot p^2 \cdot (2 + \xi_{n.\phi}^2) + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + 1) \cdot \beta(p) = \\ & = \frac{V(p) \cdot p^3 \cdot \xi_{n.\phi}^2 \cdot T^2}{g} + \Omega(p) T^2 p (T^2 p^2 + 2 \xi_{n.\phi} T p + 1). \end{aligned} \quad (1.3.13)$$

Собственное движение системы описывается дифференциальным уравнением четвертого порядка:

$$(T^4 \cdot p^4 + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T^3 \cdot p^3 + T^2 \cdot p^2 \cdot (2 + \xi_{n.\phi}^2) + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + 1) \cdot \beta(p) = 0. \quad (1.3.14)$$

При этом имеется возможность найти аналитическое решение уравнения (1.3.14). Полином четвертого порядка можно представить в виде произведения двух полиномов второго порядка. Действительно:

$$(T^2 \cdot p^2 + \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + 1) \cdot (T^2 \cdot p^2 + \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + 1) = (T^4 \cdot p^4 + \xi_{n.\phi} \cdot T^3 \cdot p^3 + T^2 \cdot p^2 + \xi_{n.\phi} \cdot T^3 \cdot p^3 + \xi_{n.\phi}^2 \cdot T^2 \cdot p^2 + \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + T^2 \cdot p^2 + \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + 1 = T^4 \cdot p^4 + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T^3 \cdot p^3 + T^2 \cdot p^2 \cdot (2 + \xi_{n.\phi}^2) + 2 \cdot \xi_{n.\phi} \cdot T \cdot p + 1.$$

Корни характеристического уравнения запишутся:

$$k_{1,2} = -\frac{\xi_{n.\phi}}{2 \cdot T} + \sqrt{\frac{\xi_{n.\phi}^2}{4 \cdot T^2} - \frac{1}{T^2}}, \quad k_{3,4} = -\frac{\xi_{n.\phi}}{2 \cdot T} - \sqrt{\frac{\xi_{n.\phi}^2}{4 \cdot T^2} - \frac{1}{T^2}}. \quad (1.3.15)$$

При $\xi_{n.\phi} \leq 1$ полученные корни являются комплексными числами. Так как комплексные корни входят попарно сопряженными, то можно обозначить:

$$k_{1,2} = \alpha + j \cdot Y, \quad k_{3,4} = \alpha - j \cdot Y, \quad \text{где} \quad \alpha = \frac{\xi_{n.\phi}}{2 \cdot T}, \quad Y = \sqrt{\frac{1}{T^2} - \frac{\xi_{n.\phi}^2}{4 \cdot T^2}}.$$

Решение уравнения запишется:

$$\beta(t) = C1 \cdot e^{-\alpha t} \cdot \cos(Y \cdot t) + C2 \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin(Y \cdot t) + C3 \cdot t \cdot e^{-\alpha t} \cdot \cos(Y \cdot t) + C4 \cdot t \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin(Y \cdot t) \quad (1.3.16)$$

Таким образом, получено аналитическое решение, связывающее параметры корректирующего полосового фильтра с характеристиками движения замкнутой системы в одной плоскости. При выполнении условия $K_2 = \xi_{n.\phi}^2 \cdot T \cdot K_1$ эффективный коэффициент затухания колебаний в системе равен коэффициенту затухания полосового фильтра, деленному пополам. При использовании полосового фильтра существует квадратическая зависимость возмущающего гиросtabilизатор воздействия от коэффициента затухания системы. Выбирая значения $\xi_{n.\phi} < 1$, можно существенно ослабить реакцию системы на движение объекта. В программном обеспечении ЭВМ полосовой фильтр может быть реализован на основе структуры, представленной на рис.1.3.7.

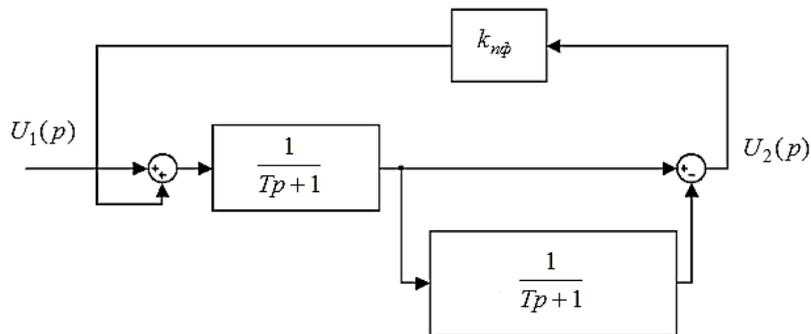


Рис.1.3.7. Полосовой фильтр: $U_1(p)$ – входной сигнал, $U_2(p)$ – выходной сигнал, $k_{нф}$ – коэффициент передачи обратной связи

При этом требуемый коэффициент затухания полосового фильтра равен:

$$\xi_{н.ф} = 1 - k_{н.ф} / 2. \quad (1.3.17)$$

Передаточные функции системы имеют вид:

$$\frac{\beta(p)}{V(p)p} = \frac{p^2 \cdot \xi_{н.ф}^2 \cdot T^2}{g(T^2 p^2 + \xi_{нф} T p + 1)(T^2 p^2 + \xi_{нф} T p + 1)}, \quad (1.3.18)$$

$$\frac{\beta(p)}{\Omega(p)} = \frac{p \cdot T^2 (T^2 p^2 + 2\xi_{нф} T p + 1)}{(T^2 p^2 + \xi_{нф} T p + 1)(T^2 p^2 + \xi_{нф} T p + 1)}. \quad (1.3.19)$$

На рис. 1.3.8 представлен график переходного процесса выхода стабилизируемой платформы к горизонту при начальном отклонении от горизонта $\beta_0 = 0,1 \text{ рад}$ и $\xi_{нф} = 0,9$.

На рис. 1.3.9 представлены ЛАФЧХ системы в соответствии с передаточными функциями (1.3.3) и (1.3.18). На частоте $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$ значение ЛАЧХ в случае (1.3.3) составляет -75дБ, а в случае (1.3.18) -135дБ. Соответственно погрешность удержания вертикали при воздействии линейного ускорения, изменяющегося по гармоническому закону, в установившемся режиме в случае (1.3.18) в 1052 раза меньше, чем в случае (1.3.3).

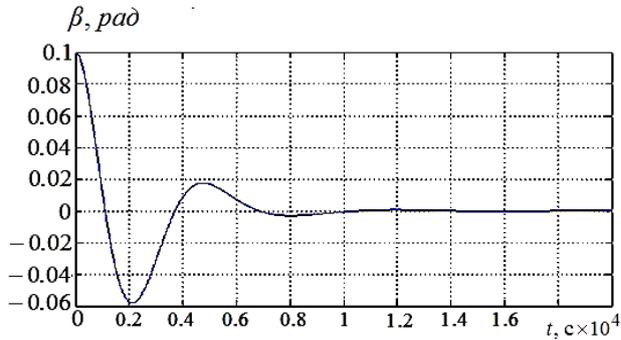


Рис.1.3.8. График переходного процесса выхода стабилизируемой платформы к горизонту при начальном отклонении от горизонта $\beta_0 = 0,1 \text{ рад}$ и $\xi_{n\phi} = 0,9$

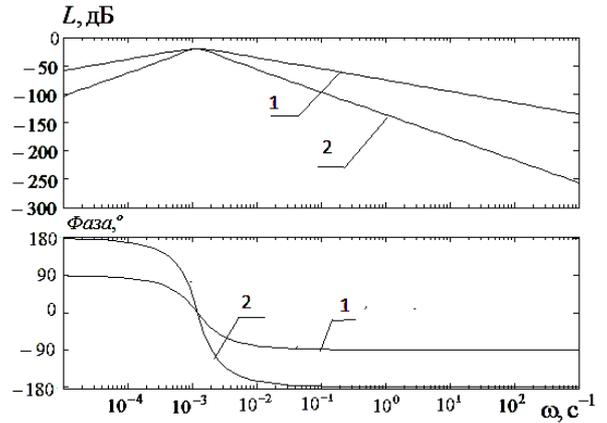


Рис.1.3.9.ЛАФЧХ: 1 – в соответствии с передаточной функцией (1.3.3), 2 – в соответствии с передаточной функцией (1.3.18)

Оценим точностные характеристики гировертикали. Пусть $\dot{V}(t) = \dot{V}_A \cdot \sin(\omega \cdot t)$, $\dot{V}_A = 100 \text{ Гал}$, $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$, $\xi_{n\phi} = 0,9$. Уравнение (1.3.12) запишется:

$$T^4 \cdot \overset{\dots}{\beta} + 2 \cdot \xi_{n\phi} \cdot T^3 \cdot \ddot{\beta} + T^2 \cdot (2 + \xi_{n\phi}^2) \cdot \dot{\beta} + 2 \cdot \xi_{n\phi} \cdot T \cdot \beta + \beta = \frac{\xi_{n\phi}^2 \cdot T^2}{g} \cdot \dot{V}_A \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (1.3.20)$$

Решение ищем в виде $\beta(t) = A \cdot \cos(\omega t) + B \cdot \sin(\omega t)$. После подстановки соответствующих производных в левую часть уравнения получим:

$$\beta(t) = -\frac{\dot{V}_A \cdot \xi_{n\phi}^2}{\omega^2 \cdot T^2 \cdot g} \cdot \sin(t) + \frac{2 \cdot \dot{V}_A \cdot \xi_{n\phi}^3}{\omega^3 \cdot T^3 \cdot g} \cdot \cos(t). \quad (1.3.21)$$

Амплитуда вынужденных колебаний

$$\beta_A = \frac{100 \cdot 10^{-2} \cdot 0,9^2 \cdot 57,7 \cdot 60 \cdot 60}{806^2 \cdot 9,8} \approx 0,03 \text{ угл.с.}$$

Погрешность измерений ускорения силы тяжести гиросtabilизированным гравиметром из-за ускорений и наклонов основания может быть вычислена по формуле:

$$\langle \dot{V}_A \cdot \beta \rangle = \frac{\dot{V}^2}{2} \cdot A(\omega) \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (1.3.22)$$

где $\langle \dot{V}_A \cdot \beta \rangle$ – средняя интегральная величина погрешности из-за ускорений и наклонов, $A(\omega)$ – амплитудная частотная характеристика системы, $\varphi(\omega)$ – фазовая частотная характеристика системы, \dot{V} – горизонтальное ускорение судна.

Согласно (1.3.22) погрешность измерений ускорения силы тяжести гиросtabilизированным гравиметром при использовании в системе полосового корректирующего фильтра запишется:

$$\langle \dot{V}_A \cdot \beta \rangle = \frac{\dot{V}_A^2 \cdot \xi_{n,\phi}^2 \cdot T^2 \cdot \omega^2}{2 \cdot g} \cdot \frac{1}{((1 - (T \cdot \omega)^2)^2 + \xi_{n,\phi}^2 \cdot (T \cdot \omega)^2)} \times \cos \left(180^\circ - 2 \cdot \arctg \frac{\xi_{n,\phi} \cdot \omega \cdot T}{1 - (\omega \cdot T)^2} \right). \quad (1.3.23)$$

При амплитуде возмущающего ускорения $\dot{V}_A = 100$ Гал, $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$, $\xi_{n,\phi} = 0,9$ погрешность составит лишь $7 \cdot 10^{-3}$ мГал.

Таким образом, применение в системе коррекции полосового корректирующего фильтра позволяет обеспечить устойчивость системы при минимальных погрешностях в показаниях стабилизируемых гравиметров возмущающими ускорениями движения судна.

1.4. Двухосный индикаторный гиросtabilизатор морского гравиметра с системой коррекции настроенной на период Шулера с автономным демпфированием собственных колебаний, обеспечивающей инвариантность системы к линейным ускорениям (с точностью до малой величины ε) при прямолинейном движении и при циркуляции судна

Пусть имеются две системы координат: XOY – неподвижная и связанная с судном поворачивающаяся система координат xoy . Эти две системы координат повернуты друг относительно друга на угол K . При наличии угловой скорости подвижной системы координат, связанной с судном, относительно неподвижной системы координат между каналами X и Y системы коррекции индикаторного

гиростабилизатора появляются перекрестные динамические связи. При этом уже нельзя рассматривать систему коррекции как два независимых канала. Если в подвижной системе координат реализуются выражения

$$V_x = \int_0^t W_x \cdot dt, \quad V_y = \int_0^t W_y \cdot dt, \quad (1.4.1)$$

то в неподвижной системе координат процесс интегрирования реализуется в соответствии с (1.4.2.)

$$V_X = \int_0^t (W_X + V_Y \cdot \dot{K}) dt, \quad V_Y = \int_0^t (W_Y - V_X \cdot \dot{K}) dt. \quad (1.4.2)$$

Интегрирующее звено в каждом канале вырождается в полосовой фильтр, настроенный на частоту $\omega_0 = \dot{K}$ с нулевым затуханием.

Передаточные функции $W_1(p) = \frac{V_X(p)}{W_X(p)}$, $W_2(p) = \frac{V_Y(p)}{W_Y(p)}$ запишутся в виде:

$$W_1(p) = \frac{\frac{1}{p}}{1 + \frac{1}{p^2} \cdot \dot{K}^2} = \frac{T^2 \cdot p}{T^2 \cdot p^2 + 1} = \frac{p}{p^2 + \omega_0^2}$$

,

$$W_2(p) = \frac{\frac{1}{p}}{1 + \frac{1}{p^2} \cdot \dot{K}^2} = \frac{T^2 \cdot p}{T^2 \cdot p^2 + 1} = \frac{p}{p^2 + \omega_0^2},$$

где $\omega_0 = \dot{K}$, $T = \frac{1}{\omega_0}$.

Это приводит к появлению больших погрешностей удержания вертикали при разворотах судна (рис.1.4.1,1.4.2). Погрешность удержания вертикали достигает 5,73 град. Для обеспечения невозмущаемости системы при циркуляции судна осуществим преобразование сигналов акселерометров из подвижной системы координат в неподвижную систему координат, где реализуем процесс интегрирования и демпфирования собственных колебаний гировертикали и далее обратное преобразование в подвижную систему координат для управления путем подачи сигнала на датчики момента поплавковых гироскопов, как это показано на рис. 1.4.3.

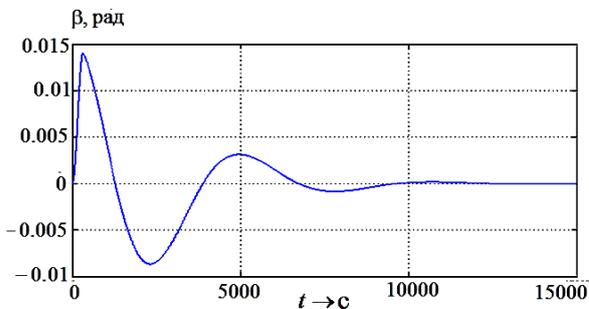


Рис.1.4.1. Погрешность удержания вертикали по каналу x при развороте судна на 180 град с угловой скоростью 0,01рад/с

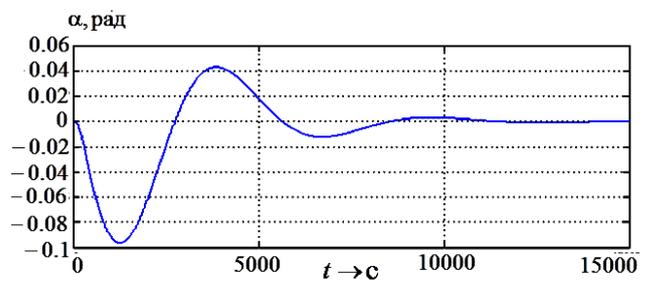


Рис. 1.4.2. Погрешность удержания вертикали по каналу y при развороте судна на 180 град с угловой скоростью 0,01рад/с

Информация о курсовом угле в системе рис.1.4.3 может быть получена при использовании магнитометрической курсовой системы. Традиционно магнитный компас на борту подвижного объекта использовался для определения курса в задачах навигации, а также для коррекции гироскопических курсовых систем.

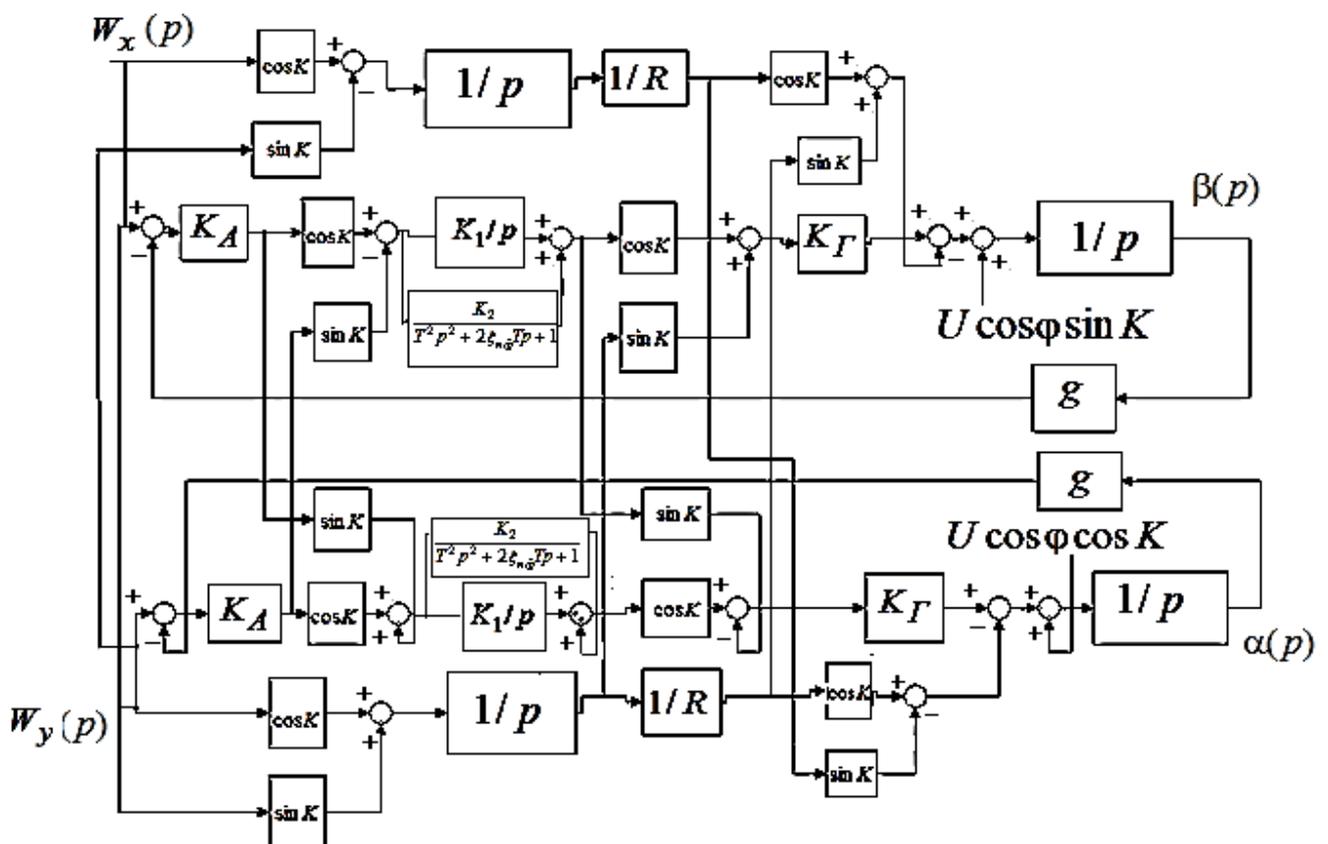


Рис. 1.4.3. Гиросtabilизатор с двухканальной системой коррекции

В настоящее время появился новый тип магнитометрических датчиков, который можно отнести к классу приборов микро-исполнения (рис.1.4.4). Использование подобных датчиков позволяет создавать магнитометрические системы с малыми масса - габаритными характеристиками, почти мгновенным временем готовности, способные работать при больших угловых скоростях, присущих движению подвижного объекта.

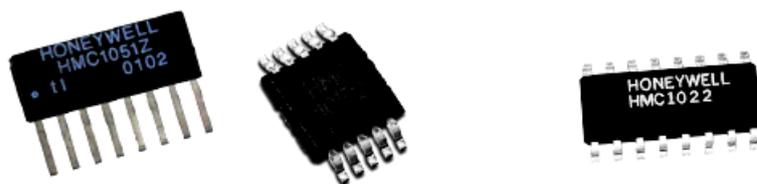


Рис.1.4.4. Одно - и двухосевые магнитометрические датчики компании «Honeywell»

Применение твердотельных датчиков и отсутствие вращающихся частей обуславливает возможность достижения высокого быстродействия системы. Время готовности не превышает одной секунды, а частота обновления данных составляет 20 Гц. К достоинствам системы можно отнести отсутствие систематического дрейфа выходных данных по курсу, небольшие габариты и малую потребляемую мощность, а также автономность работы и низкую стоимость, не превышающую 30 000 рублей.

Разработкой подобных систем активно занимаются западные производители, в частности фирма “Honeywell” (США) разработала систему HMR3000 (рис.1.4.5) широкого применения и достигла высоких технико-экономических показателей (точностных, массогабаритных, стоимостных).

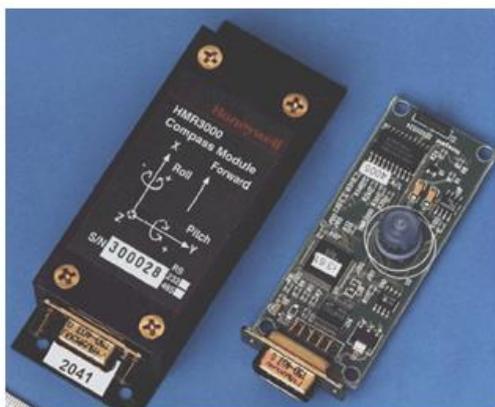


Рис.1.4.5. Магнитометр фирмы “Honeywell”

В качестве чувствительных элементов в магнитометрической системе определения курсового угла используются магниторезистивные датчики типа НМС1001/1002, НМС1021/1022. Однокомпонентный магниторезистивный датчик НМС 1001 производства фирмы Honeywell представляет собой мост сопротивлений. Сопротивление моста изменяется в зависимости от направления вектора магнитного поля Земли. Магниторезистивный датчик НМС 1001 выполнен по полупроводниковой технологии и применяется для измерения вертикальной составляющей вектора магнитного поля Земли. Ось чувствительности этого датчика располагается по направлению вертикальной оси изделия. Принцип действия двухкомпонентного магниторезистивного датчика НМС 1002 производства фирмы Honeywell аналогичен датчику НМС 1001, однако этот датчик состоит из двух мостовых схем, ориентированных ортогонально друг другу. Оси чувствительности датчика НМС 1002 располагаются в поперечной плоскости изделия в направлении продольной и поперечной осей. Основные характеристики магниторезистивных датчиков приведены в табл. 1.4.1.

Таблица 1.4.1. Характеристики магниторезистивных датчиков

Наименование	Значение		
	Min	Номиналь- ное	Max
Питание моста (В)		5	12
Сопротивление моста (Ом)	600	850	1200
Рабочая температура (°С)	-55		+150
Измеряемые магнитные поля (Гаусс)	-2		+2
Нелинейность характеристики (%) В диапазоне ± 1 Гаусс		0,1	0,5
Нелинейность характеристики (%) В диапазоне ± 2 Гаусс		1	2
Погрешность гистерезиса (%)		0,05	0,1
Погрешность повторяемости результатов (%)		0,05	0,1
Смещение моста (мВ)	-60	-15	30
Чувствительность (мВ/В/Гаусс)	2,5	3,2	4,0
Разрешающая способность (мкГаусс)		27	
Частота среза магнитного сигнала (МГц)		5	
Вес НМС 1001 (гр) НМС 1002 (гр)		0,14 0,53	

Для описания работы магнитометрической систем введём следующие системы координат (рис.1.4.6):

$O\xi_3\eta_3\zeta_3$ – приборная система координат,

$O\xi_1\eta_1\zeta_1$ – система координат локального уровня;

$O\xi\eta\zeta$ – система координат Магнитного севера, определяемая направлением Магнитного севера.

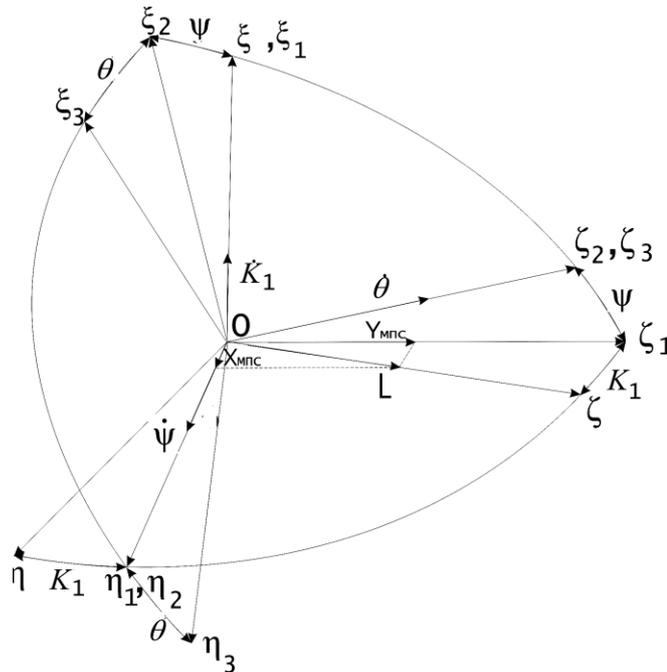


Рис.1.4.6. Системы координат

В начальный момент времени полагаем, что система координат $\xi_3\eta_3\zeta_3$ и система координат $\xi\eta\zeta$ совпадают. Произвольное положение системы координат $\xi_3\eta_3\zeta_3$ относительно $\xi\eta\zeta$ определяется углами: K_1 – магнитного курса, ψ – дифферента, θ – крена. По осям приборной системы координат расположены магниторезистивные датчики. Магниторезистивные датчики измеряют значения проекций вектора напряжённости магнитного поля Земли на оси приборной системы координат. Обозначим:

U_{ξ_3} – показания магниторезистивного датчика, ось чувствительности которого направлена вдоль оси $O\xi_3$.

U_{η_3} – показания магниторезистивного датчика ось чувствительности которого направлена вдоль оси $O\eta_3$.

U_{ζ_3} – показания магниторезистивного датчика, ось чувствительности которого направлена вдоль оси $O\zeta_3$.

Найдём проекции $X_{МПС}$, $Y_{МПС}$ горизонтальной составляющей вектора напряженности магнитного поля Земли L на оси $O\eta_1$ и $O\zeta_1$ соответственно системы координат локального уровня $O\xi_1\eta_1\zeta_1$, используя показания магниторезистивных датчиков, расположенных вдоль осей приборной системы координат:

$$\begin{aligned} X_{МПС} &= U_{\eta_3} \cos\theta + U_{\xi_3} \sin\theta, \\ Y_{МПС} &= U_{\zeta_3} \cos\psi + U_{\eta_3} \sin\theta \sin\psi - U_{\xi_3} \cos\theta \sin\psi. \end{aligned} \quad (1.4.3)$$

Имея значения $X_{МПС}$ и $Y_{МПС}$, легко вычислить курсовой угол по формуле:

$$K_1 = \operatorname{arctg} \frac{X_{МПС}}{Y_{МПС}} \quad (1.4.4)$$

Углы θ, ψ , используемые в (1.4.3), могут быть вычислены на основании:

- сигналов X_a, Y_a акселерометров, оси чувствительности которых расположены соответственно вдоль осей $O\zeta_3$ и $O\eta_3$ по формулам:

$$\psi = \arcsin(X_a / g), \quad \theta = \arcsin(Y_a / g \cos\psi). \quad (1.4.5)$$

где g – ускорение силы тяжести;

- сигналов, получаемых с датчиков угла двухосной гировертикали;

- путем установки магниторезистивных датчиков U_{η_3} и U_{ζ_3} на стабилизируемой платформе гировертикали (при этом углы θ, ψ стремятся к нулевым значениям).

В последнем случае система уравнений (1.4.3) в первом приближении преобразуется к виду (1.4.6)

$$X_{МПС} = U_{\eta_3}, \quad Y_{МПС} = U_{\zeta_3}. \quad (1.4.6)$$

В зависимости от взаимного расположения осей $O\eta_1, O\zeta_1$ и горизонтальной составляющей вектора напряженности магнитного поля Земли L формула (1.4.4) трансформируется к виду:

1. Если $Y_{МПС} > 0, X_{МПС} < 0$, то $K_1 = \operatorname{arctg} \frac{|X_{МПС}|}{|Y_{МПС}|}$.

2. Если $Y_{МПС} < 0, X_{МПС} < 0$, то $K_1 = 180^\circ - \operatorname{arctg} \frac{|X_{МПС}|}{|Y_{МПС}|}$.

3. Если $Y_{МПС} < 0, X_{МПС} > 0$, то $K_1 = 180^0 + \arctg \frac{|X_{МПС}|}{|Y_{МПС}|}$.

4. Если $Y_{МПС} > 0, X_{МПС} > 0$, то $K_1 = 360^0 - \arctg \frac{|X_{МПС}|}{|Y_{МПС}|}$.

5. Если $Y_{МПС} > 0, X_{МПС} = 0$, то $K_1 = 0^0$. 6. Если $Y_{МПС} = 0, X_{МПС} < 0$, то $K_1 = +90^0$.

7. Если $Y_{МПС} < 0, X_{МПС} = 0$, то $K_1 = +180^0$. 8. Если $Y_{МПС} = 0, X_{МПС} > 0$, то $K_1 = +270^0$.

Рассмотрим погрешности определения угла K_1 магнитометром, в состав которого входят два магниторезистивных датчика $U_{\eta 3}$ и $U_{\zeta 3}$, стабилизированные в горизонте с помощью двухосной гировертикали. Погрешности стабилизации в горизонте магнитометров $U_{\eta 3}$ и $U_{\zeta 3}$ на участках прямолинейного движения судна носят гармонический характер с частотой качки судна. При этом

$$U_{\eta 3} = L \sin K_1 \cos(A \sin \omega t) - (B \cos(C \sin \omega t) - L \cos K_1 \sin(C \sin \omega t)) \sin(A \sin \omega t),$$

$$U_{\zeta 3} = L \cos K_1 \cos(C \sin \omega t) + B \sin(C \sin \omega t).$$

Расчеты показали, что для определения угла K_1 с погрешностью не превышающей 0,5 град погрешность стабилизации гировертикали должна быть не более 10 угл. мин, что более чем на порядок превышает погрешности современных индикаторных гировертикалей. Например, на рис.1.4.7 приведен график погрешности определения угла K_1 при следующих параметрах: $L = 1$ – горизонтальная составляющая вектора напряженности магнитного поля Земли, $B = 3$ – вертикальная составляющая вектора напряженности магнитного поля Земли, $K = 45^0$, $\Delta\theta = A \sin \omega t$ – погрешность стабилизации магнитометра по углу крена, $\Delta\psi = C \sin \omega t$ – погрешность стабилизации магнитометра по углу дифферента, $\omega = 1 \text{с}^{-1}$, $A = 10$ угл.мин., $C = 10$ угл.мин.

Проведем оценку погрешности определения угла K_1 на основе трехосевого магниторезистивного чувствительного элемента жестко связанного с корпусом судна с использованием информации об углах θ, ψ , получаемых с датчиков угла двухосной гировертикали. В этом случае выражения (1.4.3) принимают вид

$$X_{МПС} = U_{\eta 3} \cos(\theta + A \sin \omega t) + U_{\zeta 3} \sin(\theta + A \sin \omega t),$$

$$Y_{МПС} = U_{\zeta 3} \cos(\psi + C \sin \omega t) + U_{\eta 3} \sin(\theta + A \sin \omega t) \sin(\psi + C \sin \omega t) - U_{\zeta 3} \cos(\theta + A \sin \omega t) \sin(\psi + C \sin \omega t).$$

$$U_{\eta 3} = L \sin K_1 \cos \theta - (B \cos \psi - L \cos K_1 \sin \psi) \sin \theta, \quad U_{\zeta 3} = L \cos K_1 \cos \psi + B \sin \psi,$$

$$U_{\xi 3} = (B \cos \psi - L \cos K_1 \sin \psi) \cos \theta + L \sin K_1 \sin \theta.$$

Расчеты показали, что для обеспечения погрешности не превышающей 0,5 град определения угла K_1 погрешность стабилизации гировертикали должна быть, как и в предыдущем случае, не хуже 10 угл. мин. Преобразование K_1 к K осуществляется путем введения поправок на девиацию и склонение.

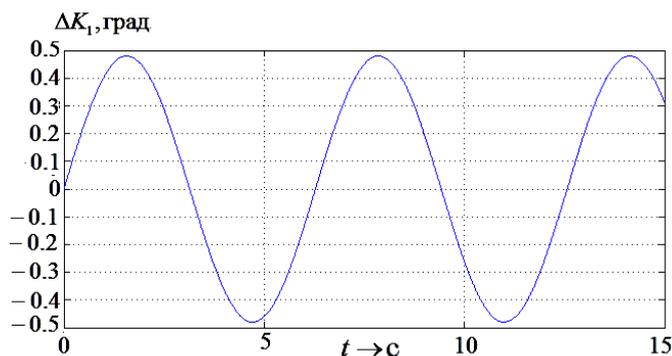


Рис.1.4.7. Погрешность определения угла K_1

Моделирование процессов, возникающих в системе при развороте судна на 180° и на 90° с угловой скоростью разворота $0,01$ рад/с показало, что если погрешность измерения угловой курсового угла составляет $0,5$ град (рис.1.4.8 – 1.4.11), то погрешность стабилизации вертикали не превышает $1,4$ угл. минут при работе на Экваторе. Если погрешность курсового угла составляет $0,05$ град, то погрешность стабилизации вертикали не превышает $14,4$ угл. секунд при работе на Экваторе. В случае работы на других широтах погрешность стабилизации вертикали уменьшается.

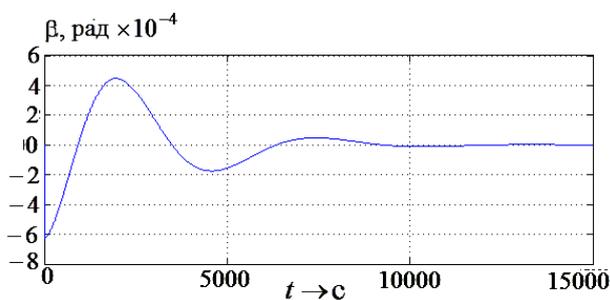


Рис.1.4.8. Погрешность удержания вертикали по каналу x при развороте судна на 90 град

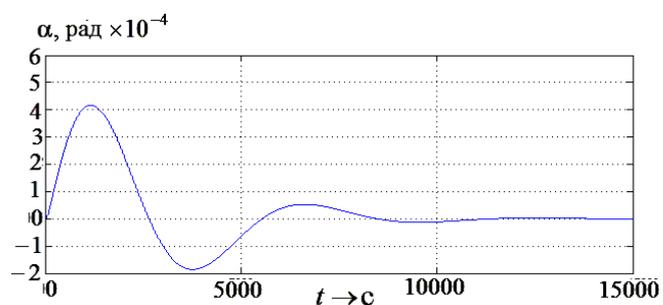


Рис. 1.4.9. Погрешность удержания вертикали по каналу y при развороте судна на 90 град

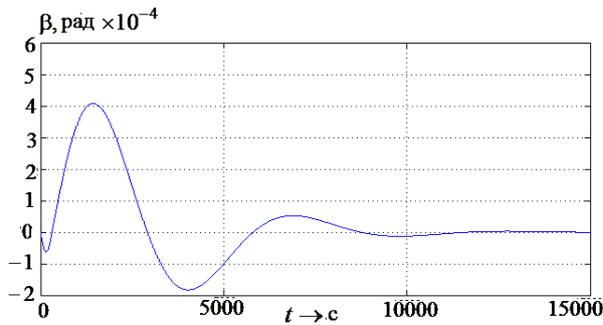


Рис.1.4.10. Погрешность удержания вертикали по каналу x при развороте судна на 180 град

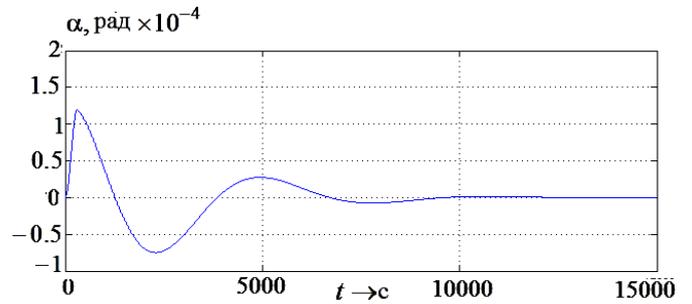


Рис.1.4.11. Погрешность удержания вертикали по каналу y при развороте судна на 180 град

Таким образом, проведенный синтез системы коррекции гиросtabilизатора позволяет обеспечить устойчивый режим работы и невозмущаемость системы линейными ускорениями не только при прямолинейном движении, но и при циркуляции судна.

1.5. Разработка контура ускоренной выставки длиннопериодной гировертикали

Важнейшей характеристикой работы гироскопической системы является время готовности к работе. Особенно важно это для инерциального гиросtabilизатора, так как период его собственных колебаний равен 84,4 мин. Увеличение скорости выставки стабилизируемой платформы к горизонту может быть достигнуто за счет уменьшения периода собственных колебаний системы коррекции и введения сильного демпфирования [1]. Следующим шагом должна быть настройка системы на период Шулера. Представляют интерес процессы, возникающие при вторичном изменении коэффициента передачи системы коррекции.

Проведем анализ поведения системы в зависимости от момента времени изменения параметров: необходимо найти такое состояние, при котором изменение коэффициента передачи не приводило бы вновь к возрастанию погрешности удержания вертикали [81].

Собственное движение недемпфированной системы может быть описано линейным дифференциальным уравнением с переменными параметрами, которое

можно свести к решению системы дифференциальных уравнений с определенными начальными условиями. Для случая дискретного изменения коэффициента передачи такая система имеет вид:

$$\text{для } t_0 < t < t_1 \quad \frac{d^2 \beta}{dt^2} + K_1 \beta = 0, \quad \text{при } t = t_0 \quad \frac{d\beta}{dt} = L_1, \quad \beta(t) = L_2; \quad (1.5.1a)$$

$$\text{для } t_1 < t < t_2 \quad \frac{d^2 \beta_1}{dt^2} + K_2 \beta_1 = 0, \quad \frac{d\beta_1}{dt_{/t_1}} = \frac{d\beta}{dt_{/t_1}}, \quad \beta_1(t_1) = \beta(t_1). \quad (1.5.1б)$$

Здесь K_1, K_2 – коэффициенты передачи, β – погрешность удержания вертикали. Иными словами решения двух смежных уравнений «припасовываются» по координате и производной.

Дифференциальное уравнение (1.5.1a) имеет решение

$$\beta(t) = C_1 \cos(\omega_1 t) + C_2 \sin(\omega_1 t). \quad (1.5.2)$$

Постоянные C_1 и C_2 определяются из системы уравнений

$$\beta(0) = C_1, \quad (1.5.3)$$

$$\dot{\beta}(0) = -C_1 \omega_1 \sin(\omega_1 t) + C_2 \omega_1 \cos(\omega_1 t) = C_2 \omega_1.$$

Если начальные условия не нулевые:

$$\beta(0) = 0, \quad \dot{\beta}(0) = 1, \quad \text{тогда } C_1 = 0, \quad C_2 = \frac{1}{\omega_1}, \quad \text{то уравнение (1.5.2) принимает вид}$$

$$\beta(t) = \sin(\omega_1 t) / \omega_1.$$

Определим начальные условия для дифференциального уравнения (1.5.1б) для момента времени $t = T$

$$\beta(T) = \frac{1}{\omega_1} \sin(\omega_1 T), \quad \dot{\beta}(T) = \cos(\omega_1 T).$$

Решение дифференциального уравнения (1.5.1б) имеет вид

$$\beta_1(t) = C_1 \cos(\omega_2 t) + C_2 \sin(\omega_2 t), \quad (1.5.4)$$

где $C_1 = \beta(T), \dot{\beta}(T) = C_2 \omega_2$ или $C_1 = \sin(\omega_1 T) / \omega_1, C_2 = \cos(\omega_1 T) / \omega_2$, тогда уравнение (1.5.4) принимает следующий вид

$$\beta_1(t) = \frac{1}{\omega_1} \sin(\omega_1 T) \cos(\omega_2 t) + \frac{1}{\omega_2} \cos(\omega_1 T) \sin(\omega_2 t).$$

Для случая демпфированной системы решение дифференциального уравнения с переменными параметрами сводится к решению системы дифференциальных уравнений с определенными начальными условиями:

для $t_0 < t < t_1$

$$\frac{d^2\beta}{dt^2} + D_1 \frac{d\beta}{dt} + K_1 = 0, \quad \frac{d\beta}{dt_{/t_0}} = L_1, \quad \beta(t_0) = L_2; \quad (1.5.5a)$$

для $t_1 < t < t_2$

$$\frac{d^2\beta_1}{dt^2} + D_2 \frac{d\beta_1}{dt} + K_2 = 0, \quad \frac{d\beta_1}{dt_{/t_1}} = \frac{d\beta}{dt_{/t_1}}, \quad \beta_1(t_1) = \beta(t_1). \quad (1.5.5b)$$

Здесь D_1, D_2 – удельные коэффициенты демпфирования. Решение дифференциального уравнения (1.5.5a) запишется

$$\beta(t) = e^{\alpha t} (C_1 \cos(\omega_1 t) + C_2 \sin(\omega_1 t)). \quad (1.5.6)$$

Здесь $\alpha = -D_1/2$, $\omega_1 = \sqrt{-M/4}$, $M = D_1^2 - 4K_1$.

Постоянные C_1 и C_2 определяются из системы уравнений

$$\beta(0) = C_1,$$

$$\begin{aligned} \dot{\beta}(0) &= \alpha e^{\alpha t} (C_1 \cos(\omega_1 t) + C_2 \sin(\omega_1 t)) + e^{\alpha t} (-C_1 \omega_1 \sin(\omega_1 t) + C_2 \omega_1 \cos(\omega_1 t)) = \\ &= \alpha C_1 + C_2 \frac{1}{\omega_1} \end{aligned} \quad (1.5.7)$$

Для случая $\beta(0) = 0$, $\dot{\beta}(0) = 1$ имеем $C_1 = 0$, $C_2 = \frac{1}{\omega_1}$.

Уравнение (1.5.6) принимает вид $\beta(t) = e^{\alpha t} \frac{1}{\omega_1} \sin(\omega_1 t)$.

Начальные условия для дифференциального уравнения (1.5.5b) для момента времени $t = T$ запишутся

$$\beta(T) = e^{\alpha T} \frac{1}{\omega_1} \sin(\omega_1 T).$$

$$\dot{\beta}(T) = \frac{\alpha e^{\alpha T}}{\omega_1} \sin(\omega_1 T) + e^{\alpha T} \cos(\omega_1 T).$$

Решение дифференциального уравнения (1.5.5b) имеет вид

$$\beta_1(t) = e^{\alpha_2 t} (C_1 \cos(\omega_2 t) + C_2 \sin(\omega_2 t)), \quad (1.5.8)$$

где $C_1 = e^{\alpha T} \frac{1}{\omega_1} \sin(\omega_1 T)$, $C_2 = \frac{e^{\alpha T} \cos(\omega_1 T)}{\omega_2} + (\alpha - \alpha_2) \frac{e^{\alpha T} \sin(\omega_1 T)}{\omega_1 \omega_2}$,

тогда уравнение (1.5.8) запишется

$$\begin{aligned} \beta_1(t) = e^{\alpha_2 t} & \left(e^{\alpha T} \frac{1}{\omega_1} \sin(\omega_1 T) \cos(\omega_2 t) + \frac{e^{\alpha T} \cos(\omega_1 T)}{\omega_2} \sin(\omega_2 t) + \right. \\ & \left. + \frac{(\alpha - \alpha_2) e^{\alpha T} \sin(\omega_1 T)}{\omega_1 \omega_2} \sin(\omega_2 t) \right). \end{aligned}$$

В зависимости от момента времени переключения коэффициента $K(t)$ можно рассмотреть следующие случаи:

при $t = T$: $\cos(\omega_1 T) = 0$, $\sin(\omega_1 T) = 1$. При этом выражения (1.5.4) и (1.5.8) запишутся

$$\begin{aligned} \beta_1(t) &= \frac{1}{\omega_1} \cos(\omega_2 t). \\ \beta_1(t) &= e^{\alpha_2 t} \left(e^{\alpha T} \frac{1}{\omega_1} \cos(\omega_2 T) + \frac{(\alpha - \alpha_2) e^{\alpha T}}{\omega_1 \omega_2} \sin(\omega_2 t) \right). \end{aligned}$$

При $t = T$: $\cos(\omega_1 T) = 1$, $\sin(\omega_1 T) = 0$ выражения (1.5.4) и (1.5.8) принимают вид

$$\begin{aligned} \beta_1(t) &= \frac{1}{\omega_2} \sin(\omega_2 t), \\ \beta_1(t) &= e^{\alpha_2 t} \left(\frac{e^{\alpha T}}{\omega_2} \sin(\omega_2 t) \right). \end{aligned}$$

Анализируя выражения (1.5.4) и (1.5.8) можно убедиться, что в зависимости от момента времени переключения коэффициента по контуру амплитуда отклонения гиросtabilизированной платформы от горизонта может остаться неизменной, а может и увеличиться. Переход на больший период нельзя производить в момент перехода платформой положения истинной вертикали, так как в этом случае амплитуда отклонения вновь возрастает в $n = \omega_1 / \omega_2$ раз. Переключение целесообразно осуществлять в окрестностях экстремума при колебаниях платформы относительно нулевого положения. В этом случае значение, накопленное первым интегратором в момент переключения минимально. При этом процесс в системе идет с новой частотой и отклонением β

не превышающее достигнутое в процессе быстрой выставки вертикали. Первый интегратор реализован в цифровом виде, поэтому имеется возможность наблюдать и обрабатывать информацию с него. Переключение коэффициента по контуру, как это было показано выше, необходимо осуществлять в те моменты, когда величина на выходе первого интегратора стремится к нулю. Однако в реальных условиях при качке основания и учете скорости вращения Земли задача усложняется тем, что во - первых колебания на первом интеграторе возникают не относительно нулевого положения, а относительно некоторого значения, необходимого на компенсацию составляющей скорости вращения Земли, и во-вторых тем, что на колебания с собственной частотой системы наложена оставшаяся с частотой качки основания.

Задача ускоренного вывода к положению вертикали на качающемся основании может быть решена при реализации структуры построения системы, предлагаемой в работе (рис. 1.5.1).

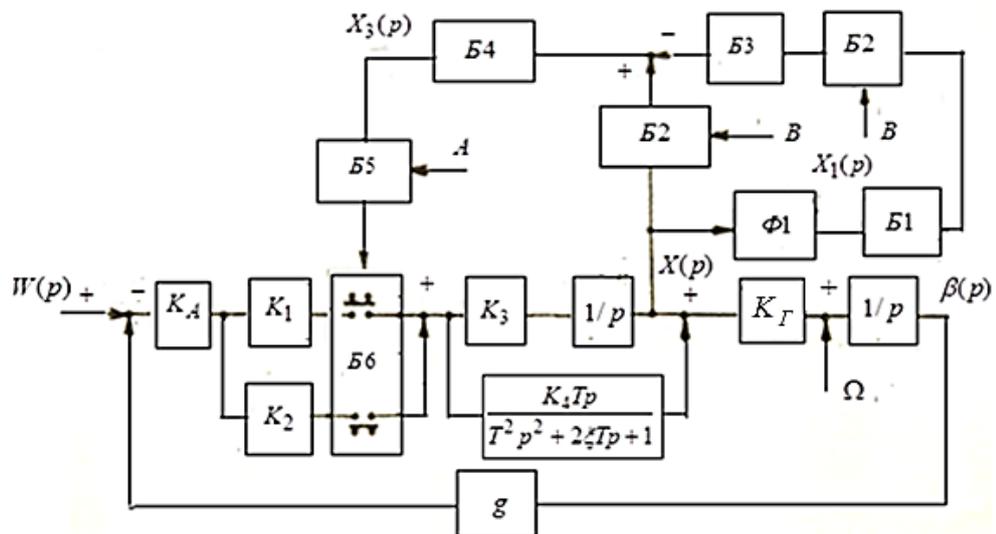


Рис. 1.5.1. Структурная схема канала ускоренной выставки стабилизируемой платформы к положению вертикали

На рис.1.5.1 введены обозначения: $W(p)$ – линейное ускорение, K_A – коэффициент передачи акселерометра; K_1, K_2, K_3, K_4 – коэффициенты передачи; K_Γ – коэффициент передачи гироскопа по управляющему воздействию, T – постоянная времени полосового фильтра, равная постоянной времени системы, Ω

– проекция угловой скорости вращения Земли, B_1 – блок выделения экстремальных значений, B_2 – блок сравнения, B_3 – вычислительный блок, B_4 – блок определения модуля, B_5 – логический блок, B_6 – блок переключения коэффициентов передачи, A – допустимое значение вынужденной составляющей на интеграторе, $\beta(p)$ – погрешность удержания вертикали, g – ускорение свободного падения.

На первом этапе ускоренного вывода к вертикали в блоке переключения коэффициентов передачи B_6 устанавливается значение коэффициента передачи K_1 . При этом система совершает затухающие колебания с малым периодом. Выходной сигнал X первого интегратора проходит через фильтр Φ_1 с передаточной функцией $W_\Phi(p) = \frac{1}{(T_2 p + 1)^4}$. В блоке B_1 определяется максимальное и минимальное значения сигнала X_1 : $X_{экстр.1}, X_{экстр.2}$. Если разница $X_{экстр.1} - X_{экстр.2} < B$, где B – параметр, определяющий точность выставки к вертикали, то из текущего значения выходного сигнала X вычитается величина $\frac{X_{экстр.1} + X_{экстр.2}}{2}$, вычисляемая блоком B_3 и необходимая для компенсации скорости вращения Земли. Блок B_2 вычисляет разницу $X_{экстр.1} - X_{экстр.2} < B$ и сравнивает ее с величиной B . Сигнал, поступающий на вход блока B_2 , передается на его выход только при выполнении логического условия. На выходе звена B_4 имеем модуль разностного сигнала $X_3 = \left| X - \frac{X_{экстр.1} + X_{экстр.2}}{2} \right|$. Если значение этого сигнала меньше заданной величины A , которая определяет максимально допустимое значение в единицах цифрового кода, накопленное интегратором в следствии качки основания, то блок B_5 выдает команду на переключение коэффициента передачи с K_1 на K_2 . Это переключение осуществляется блоком B_6 , который устанавливает коэффициент передачи K_2 . На этом процесс ускоренной выставки завершен. Система настроена на требуемый период.

Математическую модель, описывающую работу системы ускоренной выставки одного канала инерциального гиросtabilизатора, можно представить в виде системы уравнений:

$$\begin{aligned}
& X(p)(K_3 T^2(t) p^4 + 2\xi T(t) K_3 p^3 + (K_3 + K_I K_3 T^2(t) + K_4 T(t) K_I) p^2 + \\
& + K_I K_3 2\xi T(t) p + K_I K_3) = (W(p) p - \Omega(p)) \frac{1}{K_\Gamma} K_3 K_I (T^2(t) p^2 + \\
& + 2\xi T(t) p + 1). \\
& X_1(p)(T_2 p + 1)^4 = X(p), \\
& X_2(p) = z^{-1} X_1(p), \\
& U_1(p) = X_1(p) - X_2(p), \\
& \text{если } U_1(p) > 0: F_1 = 1, \\
& \text{если } U_1(p) < 0: F_1 = -1, \\
& F_2 = z^{-1} F_1, \\
& U_2 = F_1 - F_2, \\
& \text{если } U_2(p) > 0: X_{\text{экстр}1} = X_1 - U_1, \\
& \text{если } U_2(p) < 0: X_{\text{экстр}1} = X_1 - U_1, \\
& X_{\text{экстр}2} = z^{-1} X_{\text{экстр}1}, \\
& \text{если } : X_{\text{экстр}1} - X_{\text{экстр}2} < B: G = \frac{X_{\text{экстр}1} K_\partial + X_{\text{экстр}2}}{2}, X_4(p) = X(p), \\
& X_2'(p) = X_4(p) - G, \\
& X_3(p) = |X_2'(p)|, \\
& \text{если } X_3(p) < A: K(t) = \frac{K_1}{n}, T(t) = T_1 \sqrt{n}, \\
& K_I = K_A K(t) K_\Gamma K_3, \\
& \text{при } t = 0: K(t) = K_1, T(t) = T_1, X_2 = 0, F_2 = 0.
\end{aligned}
\tag{1.5.9}$$

Между координатами $\beta(p)$ и $X(p)$ имеется связь

$$\begin{aligned}
& \beta(p) p K_3 (T^2(t) p^2 + 2\xi T(t) p + 1) = K_\Gamma X(p) (K_4 T(t) p^2 + \\
& + (T^2(t) p^2 + 2\xi T(t) p + 1) K_3) + (T^2(t) p^2 + 2\xi T(t) p + 1) K_3 \Omega(p).
\end{aligned}$$

K_∂ – поправочный коэффициент, учитывающий затухание.

Система уравнений является существенно нелинейной. Найти ее аналитическое решение затруднительно, поэтому на основании уравнений (1.5.9) составлена имитационная модель и получено численное решение. Результаты имитационного моделирования представлены на рис. 1.5.2.

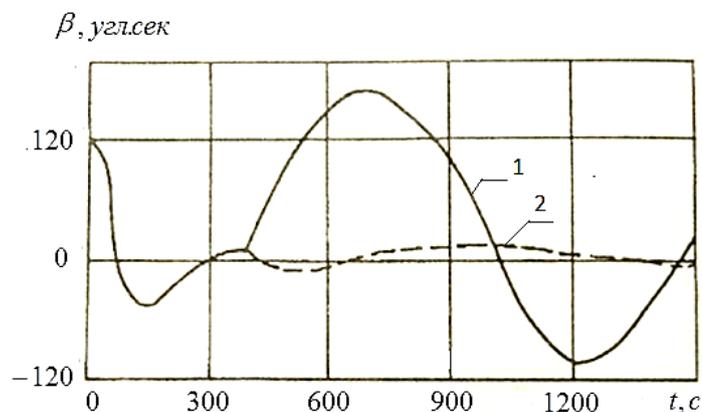


Рис. 1.5.2. Графики переходных процессов выхода к вертикали:
1 – при переключении параметров оператором, 2 – при автоматическом переключении параметров

В расчетном примере на отрезке времени до переключения параметров по контуру идет затухающий переходный процесс с периодом 300с. Далее осуществляется изменение параметров системы с целью настройки на период 1200с в условиях качающегося основания. Кривая 1 представляет собой переходный процесс в системе при переключении параметров в случайный момент времени оператором. При этом изменить параметры системы в требуемый момент чрезвычайно сложно. Кривая 2 представляет собой переходный процесс в канале автоматического ускоренного вывода к вертикали. Амплитуда колебаний после автоматического переключения параметров зависит от величины A . По мере ее уменьшения уменьшается амплитуда колебаний.

1.6. Гиросtabilизатор морского гравиметра повышенной точности с параметрической коррекцией сигнала первого интегратора системы интегральной коррекции

Рассмотрим устройство системы коррекции двухосного ГС (инерциальной гировертикали) гравиметра, позволяющее обеспечить одновременно отсутствие погрешностей удержания вертикали даже при ускоренном движении судна и демпфирование собственных колебаний гировертикали [82]. На рисунке 1.6.1 показана функциональная схема одного канала системы коррекции двухосной гировертикали с параметрической коррекцией сигнала первого интегратора.

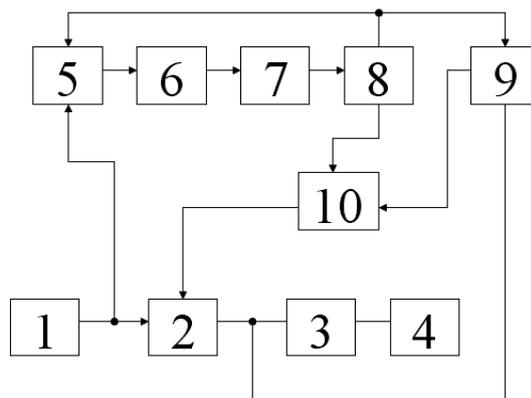


Рис. 1.6.1. Функциональная схема системы коррекции двухосной гировертикали

Работа прибора происходит следующим образом [83, 84, 85]. Сигнал с выхода акселерометра 1, пропорциональный ускорению движения транспортного средства по отношению к Земле, подается на вход интегратора 2, с выхода которого сигнал поступает на усилитель 3 и далее на датчик момента гироскопа 4, что обеспечивает удержание в горизонте стабилизируемой платформы, с которой связана неподвижная опорная система координат. Погрешности начальной выставки, возмущающие моменты в осях подвеса гироскопа и другие факторы приводят к возникновению незатухающих колебаний инерциальной вертикали относительно горизонта с периодом Шулера, что ухудшает точность стабилизации. Эти колебания измеряются акселерометром 1 в виде проекции ускорения силы тяжести и так же интегрируются интегратором 2. Сигнал с выхода интегратора 2 подается на вход полосового фильтра измерителя 9. Передаточная функция полосового фильтра измерителя 9 имеет вид

$$W_1(p) = \frac{K_2 T p}{(T \cdot p + 1)^2}, \quad (1.6.1)$$

где $T=806$ с , K_2 – коэффициент передачи полосового фильтра измерителя.

Полосовой фильтр измеритель при $K_2=2$ выделяет без искажения переменную составляющую сигнала интегратора 2 с частотой Шулера и эффективно сглаживает составляющие, имеющие частоты выше и ниже частоты Шулера. Сигнал на выходе полосового фильтра измерителя имеет нулевое отставание по фазе по отношению к выходному сигналу интегратора 2 на частоте Шулера. Сигнал с выхода акселерометра 1 подается на вход полосового фильтра наблюдателя 5, имеющего передаточную функцию 1.6.2, где $T=806$ с.

$$W_2(p) = \frac{Tp}{(T \cdot p + 1)^2} \quad (1.6.2)$$

Полосовой фильтр наблюдатель 5 выделяет переменную составляющую сигнала акселерометра 1 с частотой Шулера и эффективно сглаживает составляющие, имеющие частоты выше и ниже частоты Шулера. Сигнал на выходе полосового фильтра наблюдателя 5 имеет нулевое отставание по фазе по отношению к выходному сигналу акселерометра 1 на частоте Шулера. Сигнал с выхода полосового фильтра наблюдателя 5 подается на вход компаратора 6. На выходе компаратора 6 положительным значениям выходного сигнала полосового фильтра наблюдателя 5 соответствует постоянный положительный уровень напряжения, а отрицательным значениям выходного сигнала полосового фильтра наблюдателя 5 соответствует постоянный отрицательный уровень напряжения. Сигнал с выхода компаратора поступает на вход фиксатора переходов 7, который выдает сигнал на вход схемы управления 8 в момент смены знака на выходе компаратора 6. По сигналу с выхода фиксатора переходов 7 схема управления 8 обеспечивает срабатывание ключа 10. При этом выходной сигнал полосового фильтра измерителя поступает на второй вход интегратора 2 и из текущего значения интегратора 2 вычитается текущее значение выходного сигнала полосового фильтра измерителя 9. Далее схема управления 8 обеспечивает приведение ключа 10 в исходное состояние «разомкнут» и установку текущего значения на выходе полосового фильтра измерителя 9 равным нулю, а также установку текущего значения на выходе полосового фильтра наблюдателя 5 равным нулю. При этом стабилизируемая платформа находится в горизонте, а на

выходе интегратора 2 переменная составляющая с частотой Шулера оказывается скомпенсированной, что обеспечивает демпфирование собственных колебаний инерциальной вертикали. Параметрическая коррекция сигнала интегратора 2 не нарушает условие инвариантности по отношению к линейным ускорениям объекта. Таким образом, гиросtabilизатор гравиметра обеспечивает нулевую погрешность удержания гравиметра по отношению к вертикали даже при ускоренном движении объекта.

На рисунке 1.6.2 показана структурная схема одного канала ГС, работающего в режиме двухосной гировертикали с параметрической коррекцией сигнала первого интегратора системы коррекции. На основании предложенной математической модели разработана программа имитационного моделирования работы гиросtabilизатора гравиметра [86].

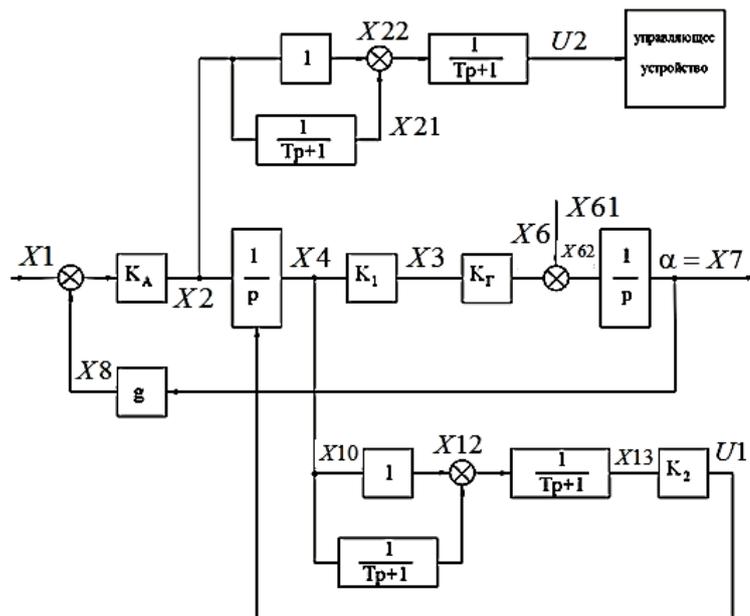


Рис. 1.6.2. Структурная схема одного канала двухосной гировертикали (K_A – коэффициент передачи акселерометра, K_1, K_2 – коэффициенты усиления, K_G – коэффициент передачи гироскопа по управляющему воздействию, g – ускорение силы тяжести, T – постоянная времени, X_1 – линейное ускорение, X_i – промежуточные переменные, X_{61} – переносная угловая скорость, X_7 – погрешность удержания вертикали, U_2, U_1 – выходные сигналы фильтра наблюдателя и фильтра измерителя)

В начале программы определяются переменные и константы, а затем присваиваются им требуемые значения:

$g = 9,8$ – ускорение силы тяжести;

$K_A = 10$ – коэффициент передачи акселерометра;

$K_2 = 2$ – коэффициент усиления в контуре параметрической коррекции;

$dt = 0,01$ – период дискретизации (с);

$T = 806$ – постоянная времени собственных колебаний системы (с);

$K_\Gamma = 0,0000145$ – коэффициент передачи гироскопа по управляющему воздействию.

Затем присваиваются значения переменных, которые вводятся пользователем:

a_{in} – амплитуда входного воздействия;

w_{in} – частота входного воздействия;

$X_{61_{in}}$ – угловая скорость переносного движения;

$m1$ – коррекция по переходу;

$X7$ – погрешность удержания вертикали;

$TotalTime$ – время работы системы.

После этого, по приведённым формулам, вычисляются значения w – круговой частоты системы, $K1$ – коэффициента усилителя основного контура, n – количество циклов, и происходит обнуление параметров в выражениях расчета передаточных функций звеньев:

$$w = 1/T;$$

$$K1 = w^2 / (K_A K_\Gamma g);$$

$$n = TotalTime / dt .$$

Затем, в цикле производится расчет по формулам передаточных функций звеньев цепи основного контура:

$$dx = X1 - X8;$$

$$X2 = K_A * dx;$$

$$X4 = X4 + X2 * (1 - \exp(-dt));$$

$$X4 = X5 * K1;$$

$$X6 = X5 * K_T;$$

$$X61 = X61 * \exp(-dt/T) + (1 - \exp(-dt/T)) * X61_{in};$$

$$X62 = X6 + X61;$$

$$X7 = X62 * (1 - \exp(-dt));$$

$$X8 = X7 * g;$$

$$X10 = X4;$$

$$X11 = X11 * \exp(-dt/T) + (1 - \exp(-dt/T)) * X10;$$

$$X12 = X10 - X11;$$

$$X13 = X13 * \exp(-dt/T) + (1 - \exp(-dt/T)) * X12;$$

$$U1 = X13 * K2;$$

$$X20 = X2;$$

$$X21 = X21 * \exp(-dt/T) + (1 - \exp(-dt/T)) * X20;$$

$$X22 = X20 - X21;$$

$$X23 = X23 * \exp(-dt/T) + (1 - \exp(-dt/T)) * X22;$$

$$U2 = X23.$$

При переходе через 0 значения величины $U2$ происходит обнуление параметров цепи контура параметрической коррекции и производится вычитание:

$$X10 = 0;$$

$$X11 = 0;$$

$$X12 = 0;$$

$$X13 = 0;$$

$$X20 = 0;$$

$$X21 = 0;$$

$$X22 = 0;$$

$$X23 = 0;$$

$$X4 = X4 - U1.$$

После этого на экран выводятся полученные значения переменных и по ним строятся графики. На рисунке 1.6.3 представлена зависимость угла отклонения стабилизируемой платформы по отношению к горизонту от времени, а на рисунке 1.6.4 зависимость $X4$ – величины выходного сигнала интегратора 2 (в единицах

цифрового кода) от времени. На рисунке 1.6.4 представлена зависимость X_4 – величины выходного сигнала интегратора 2 (в единицах цифрового кода) от времени.

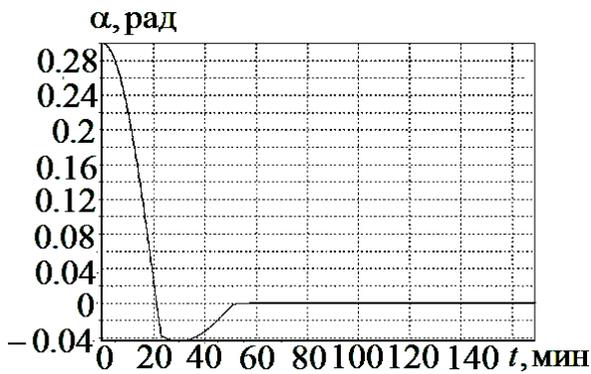


Рис.1.6.3. График погрешности стабилизации

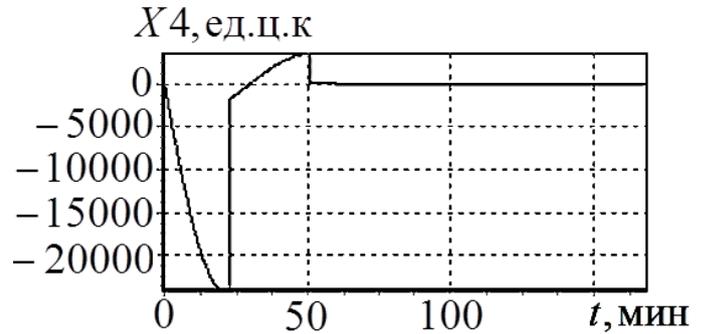


Рис.1.6.4. Выходной сигнал интегратора

На рисунке 1.6.5 представлена зависимость U_1 – величины выходного сигнала фильтра измерителя 9 (в единицах цифрового кода) от времени, а на рисунке 1.6.6 представлена зависимость U_2 – величины выходного сигнала фильтра наблюдателя 5 в единицах цифрового кода (ед.ц.к) от времени.

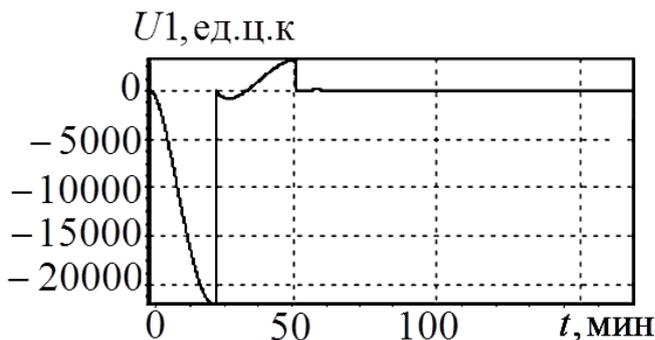


Рис. 1.6.5. Выходной сигнал фильтра измерителя

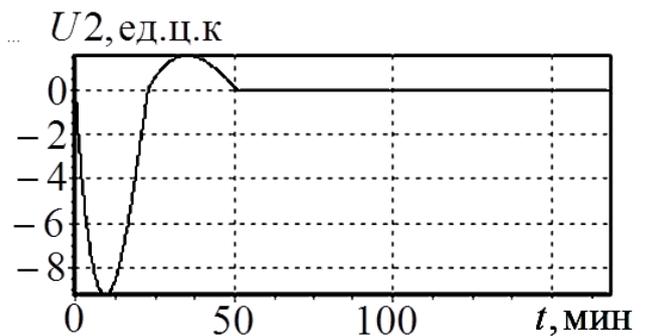


Рис.1.6.6. Выходной сигнал фильтра наблюдателя

Моменты времени $t_1=22,9$ мин, $t_2=51$ мин, $t_3=59,7$ мин, $t_4=85,4$ мин соответствуют моментам смены знака на выходе компаратора 6 и параметрической коррекции сигнала интегратора 2. В момент времени $t_1=22,9$ мин амплитуда отклонения гиросtabilизированной площадки от горизонта

уменьшается в восемь раз, а в процессе последующих циклов работы системы коррекции в момент времени $t_4=85,4$ мин амплитуда отклонения гиостабилизированной площадки уменьшается уже в 30000 раз и составляет 0,00001 рад.

Структурная схема двухосного индикаторного гиостабилизатора с параметрической коррекцией показаний первого интегратора системы коррекции представлена на рис.1.6.7.

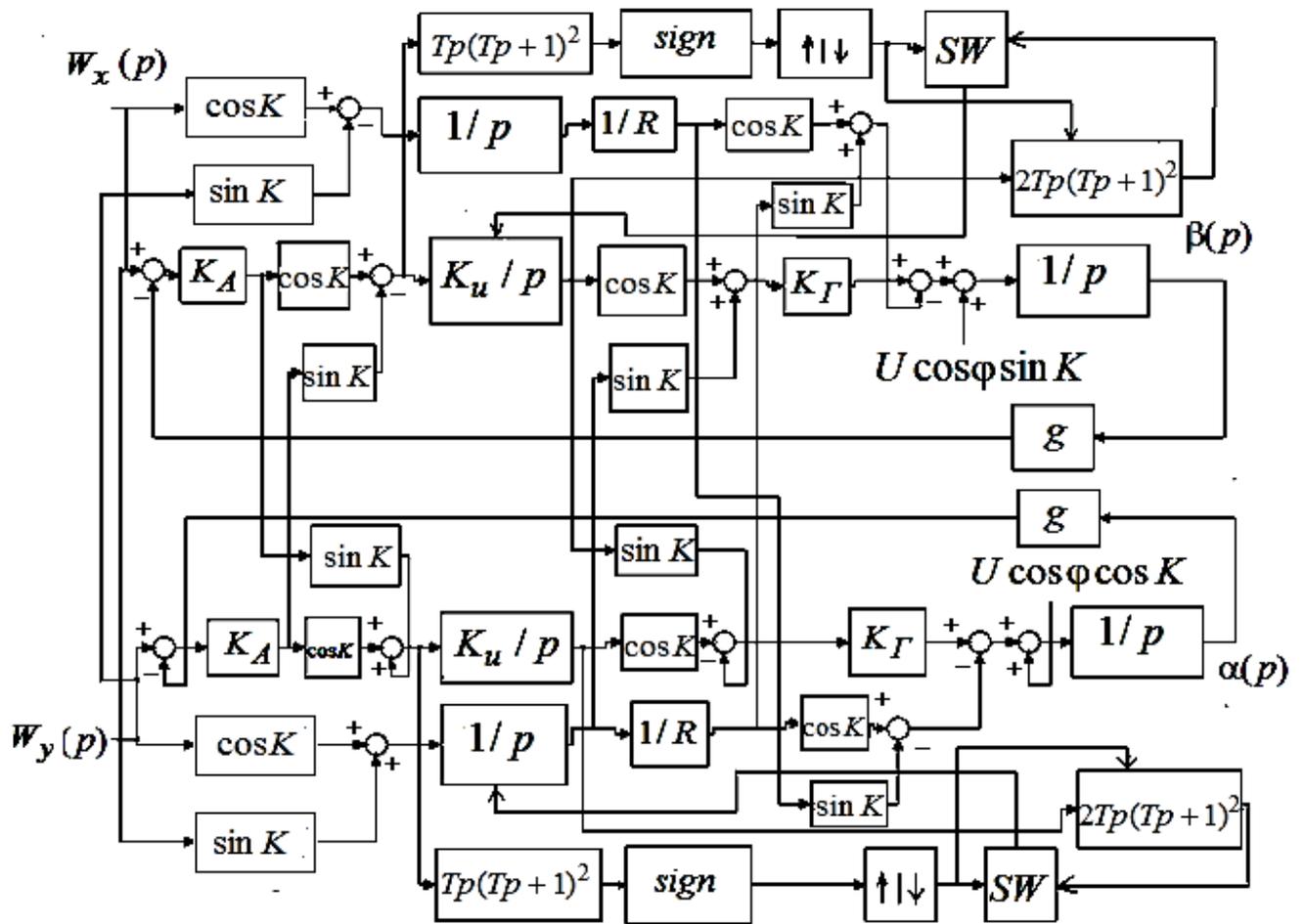


Рис.1.6.7. Структурная двухканального индикаторного гиостабилизатора с параметрической коррекцией показаний первого интегратора системы коррекции: SW K – курсовой угол, φ – широта места, $\uparrow\downarrow$ – фиксатор переходов, SW – схема управления и ключевая схема, K_u – коэффициент передачи первого интегратора

1.7. Синтез контура стабилизации с высокими динамическими характеристиками

Рассмотрим контур стабилизации индикаторного гиросtabilизатора, в котором в качестве чувствительного элемента используется двухступенной поплавковый интегрирующий гироскоп (типа ГПИ-5). рис.1.7.1 [87].

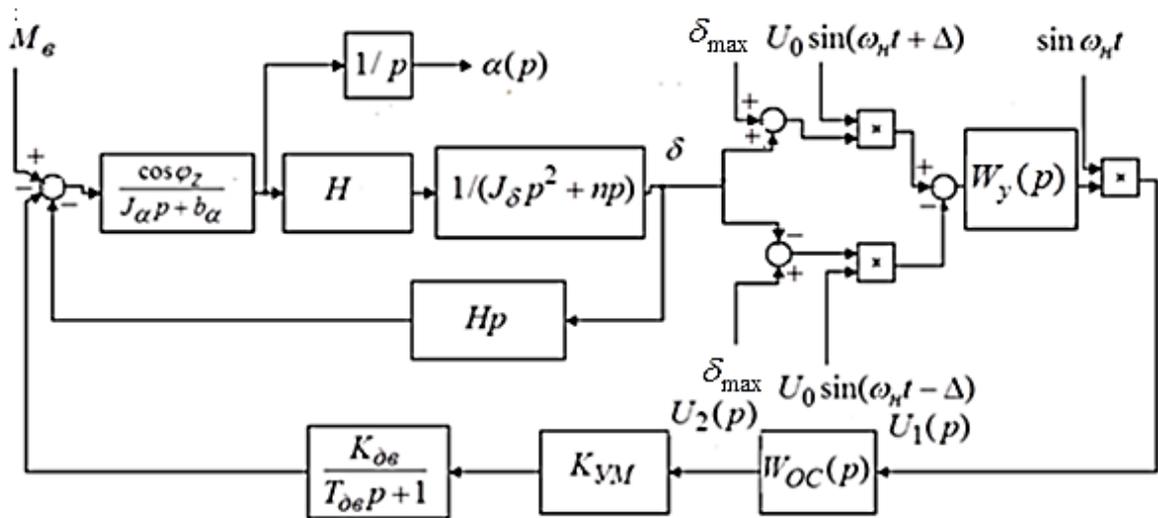


Рис. 1.7.1. Структурная схема контура стабилизации: J_α – эквивалентный момент инерции гиросtabilизатора по каналу наружной рамы, φ_z – угол поворота платформы относительно наружной рамы, J_δ – момент инерции поплавкового гироскопа относительно оси прецессии, H – кинетический момент гироскопа, n – удельный коэффициент вязкого трения относительно оси прецессии поплавкового гироскопа, b_α – удельный коэффициент вязкого трения относительно оси вращения наружной рамы, $K_{УМ}$ – коэффициент передачи контура стабилизации, $W_{oc}(p)$ – передаточная функция цепи обратной связи, $K_{\delta\sigma}$ – коэффициент передачи двигателя разгрузки, $T_{\delta\sigma}$ – электромагнитная постоянная времени двигателя разгрузки, ω_n – круговая частота модуляции, M_ϵ – возмущающий момент, $W_y(p)$ – передаточная функция усилителя переменного тока

Существенной особенностью рассматриваемой системы является то, что выходной сигнал гироскопа является модулированным сигналом рассогласования

переменного тока с круговой частотой модуляции ω_n .

Усиление модулированного сигнала осуществляется с помощью полосового усилителя переменного тока с передаточной функцией вида

$$W_y(p) = \frac{k_y T_y p}{T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1}. \quad (1.7.1)$$

Сигнал необходимо преобразовать по постоянному току. Поскольку полезная информация содержится в модулированном сигнале, то передаточная функция должна быть преобразована в эквивалентную передаточную функцию путем замены

$$p = \frac{\omega_n}{2} \left(\frac{\omega_n}{p} + \frac{p}{\omega_n} \right) \quad \text{или} \quad \frac{p}{\omega_n} = \frac{(\omega_n^2 + p^2)}{2p\omega_n}. \quad (1.7.2)$$

Принимая во внимание, что постоянная времени усилителя выбирается из соотношения $T_y = \frac{1}{\omega_n}$, передаточную функцию усилителя можно представить в

виде

$$\begin{aligned} W_y(p) &= \frac{k_y p \omega_n}{p^2 + 2\xi_y p + \omega_n} = \frac{k_y p \omega_n}{2\xi_y p \omega_n \left(\frac{p^2 + \omega_n^2}{2\xi_y p \omega_n} + 1 \right)} = \\ &= \frac{k_y}{2\xi_y \left(1 + \frac{T_y}{\xi_y} p \right)}. \end{aligned} \quad (1.7.3)$$

Таким образом, в случае симметричной частотной характеристики полосового усилителя переменного тока его эквивалентная постоянная времени по огибающей $T_y = \frac{T_y}{\xi_y}$, а коэффициент передачи $K_y = \frac{k_y}{2\xi_y}$. Выходной

модулированный сигнал датчика такого типа можно представить в виде

$$U(t) = U_0(\delta_{\max} + \delta) \cdot \sin(\omega_n t + \Delta) + U_0(-\delta_{\max} + \delta) \sin(\omega_n t - \Delta), \quad (1.7.4)$$

где δ_{\max} – максимальный угол прокачки ротора датчика угла гироскопа, ω_n – круговая частота модуляции, U_0 – амплитудное значение модулирующего

сигнала, Δ – фазовый сдвиг, обусловленный технологией изготовления индуктивного датчика угла.

Для формирования эффективного контура стабилизации индикаторного гиросtabilизатора необходим анализ сигнала датчика угла гироскопа после его демодуляции.

$$\begin{aligned}
 U_1(t) &= K_9 U(t) \cdot \sin \omega_H t = K_9 U_0 (\delta_{\max} + \delta) \cdot \sin(\omega_H t + \Delta) \cdot \sin \omega_H t + \\
 &+ K_9 U_0 (-\delta_{\max} + \delta) \cdot \sin(\omega_H t - \Delta) \cdot \sin \omega_H t = \\
 &= K_9 U_0 (\delta_{\max} + \delta) \cdot \frac{1}{2} \cdot (\cos(\omega_H t + \Delta - \omega_H t) - \cos(\omega_H t + \Delta + \omega_H t)) + \\
 &+ K_9 U_0 (-\delta_{\max} + \delta) \cdot \frac{1}{2} \cdot (\cos(\omega_H t - \Delta - \omega_H t) - \cos(\omega_H t - \Delta + \omega_H t)) = \\
 &= K_9 U_0 (\delta_{\max} + \delta) \cdot \frac{1}{2} \cdot (\cos \Delta - \cos(2\omega_H t + \Delta)) + K_9 U_0 (-\delta_{\max} + \delta) \cdot \frac{1}{2} (\cos(-\Delta) - \\
 &- \cos(2\omega_H t - \Delta)).
 \end{aligned}$$

Раскрывая скобки после несложных преобразований, имеем:

$$\begin{aligned}
 U_1(t) &= K_9 U_0 (\delta \cdot \cos \Delta - \frac{1}{2} (\delta_{\max} + \delta) \cdot \cos(2\omega_H t + \Delta) - \frac{1}{2} (-\delta_{\max} + \delta) \cdot \cos(2\omega_H t - \Delta)) = \\
 &= K_9 U_0 (\delta \cdot \cos \Delta - \frac{1}{2} \delta_{\max} \times \cos(2\omega_H t + \Delta) + \frac{1}{2} \delta_{\max} \cos(2\omega_H t - \Delta) - \frac{1}{2} \delta \cdot \cos(2\omega_H t + \Delta) - \\
 &- \frac{1}{2} \delta \cdot \cos(2\omega_H t - \Delta)) = K_9 U_0 (\delta \times \cos \Delta + \frac{1}{2} \delta_{\max} \times \cos(2\omega_H t - \Delta) - \cos(2\omega_H t + \Delta) - \\
 &- \frac{1}{2} \delta (\cos(2\omega_H t + \Delta) + \cos(2\omega_H t - \Delta))) = \\
 &= K_9 U_0 (\delta \times \cos \Delta + \frac{1}{2} \delta_{\max} \times (-2 \sin \frac{(2\omega_H t - \Delta) + (2\omega_H t + \Delta)}{2} \cdot \sin \frac{(2\omega_H t - \Delta) - (2\omega_H t + \Delta)}{2}) - \\
 &- \frac{1}{2} \delta \times (2 \cos \frac{(2\omega_H t - \Delta) + (2\omega_H t + \Delta)}{2} \times \cos \frac{(2\omega_H t - \Delta) - (2\omega_H t + \Delta)}{2})) = \\
 &= K_9 U_0 (\delta \cos \Delta + \delta_{\max} \sin 2\omega_H t \cdot \sin \Delta - \delta \cos 2\omega_H t \cdot \cos \Delta). \tag{1.7.5}
 \end{aligned}$$

Таким образом, после демодуляции на выходе содержится постоянная составляющая $K_9 U_0 \delta \cdot \cos \Delta$ полезного сигнала, переменная составляющая полезного сигнала $K_9 U_0 \delta_{\max} \cdot \cos 2\omega_H t \cdot \cos \Delta$ и квадратурная составляющая $K_9 U_0 \delta_{\max} \sin 2\omega_H t \cdot \sin \Delta$. При работе системы в окрестности нулевого положения, т.е. при углах $\alpha < 1'$, уровень постоянной составляющей полезного сигнала

оказывается сравнимым с уровнем квадратурной составляющей, поэтому при построении корректирующих фильтров контура стабилизации необходимо ослабить амплитуду сигнала, имеющего частоту $2\omega_n$. Наиболее просто это можно осуществить с помощью апериодических фильтров с передаточной функцией

$W_1(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)}$, создавая требуемый запас устойчивости с помощью

дифференцирующих звеньев с передаточной функцией $W_2(p) = \frac{T_2 p + 1}{T_3 p + 1}$, где

$T_2 > T_3$. Однако звенья типа $W_1(p)$ вносят в систему отрицательный фазовый сдвиг, что наряду с постоянной времени интегрирующего поплавкового гироскопа ограничивает полосу пропускания гиростабилизатора. Другое требование к корректирующим фильтрам контура стабилизации - это обеспечение большого коэффициента усиления на низких частотах с целью достижения высокой динамической точности, далее коэффициент усиления должен уменьшаться, обеспечивая расположение ω_{cp} в области допустимых частот. Должны быть обеспечены необходимые запасы устойчивости по фазе и амплитуде, качественные характеристики регулирования.

В качестве корректирующего фильтра, удовлетворяющего вышеперечисленным требованиям, предлагается использовать изодром с полосовым фильтром, структурная схема которого изображена на рис. 1.7.2. В контуре стабилизации с таким фильтром отсутствует статическая погрешность.

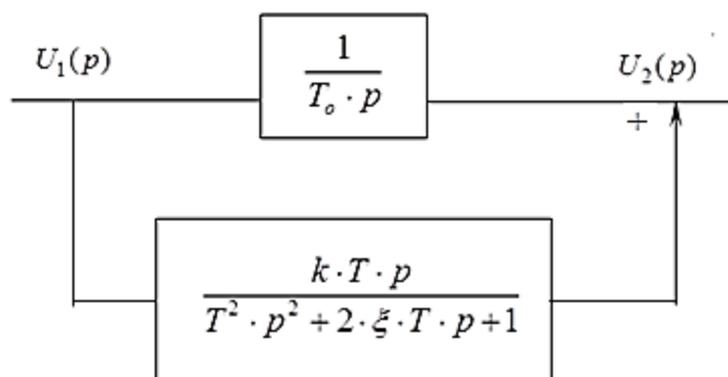


Рис. 1.7.2. Изодром с полосовым фильтром

Передаточная функция такого фильтра имеет вид:

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{(T^2 + T_0 k T) p^2 + 2\xi T p + 1}{T_0 p (T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)}. \quad (1.7.6)$$

При точной настройке полосового фильтра на частоту среза системы $\omega = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{T}$ и выборе $k = 2\xi$ фазовый сдвиг общей цепи равен -45° . Если $\xi = 1$, то $k = 2$, $T_0 = T$ и передаточная функция примет вид

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{3T^2 p^2 + 2T p + 1}{T p (T p + 1)^2}, \quad (1.7.7)$$

$$\varphi(\omega) = -90^\circ - 2 \operatorname{arctg} T \omega + 180^\circ - \operatorname{arctg} \frac{2T \omega}{1 - 3T^2 \omega^2} = -90^\circ - 90^\circ + 180^\circ - 45^\circ = -45^\circ,$$

$$A(\omega) = \frac{\sqrt{(1 - 3T^2 \omega^2)^2 + 4T^2 \omega^2}}{T \omega (T^2 \omega^2 + 1)} = \sqrt{2}.$$

Такой изодром нужно использовать в системе с большими запасами устойчивости по фазе. При малых запасах устойчивости надо сместить полосовой фильтр вправо и работать на границе полосы пропускания. При этом фазовый сдвиг полосового фильтра будет равен $+45^\circ$.

$$\text{Положим } T \omega = \sqrt{\xi^2 + 1} - \xi.$$

$$\text{Амплитудная характеристика } A(\omega) = \frac{k T \omega}{\sqrt{(1 - T^2 \omega^2)^2 + 4\xi^2 T^2 \omega^2}} = \sqrt{2},$$

при $\xi = 1$ имеем $T \omega = \sqrt{2} - 1 = 0,414$,

$$k = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{(1 - T^2 \omega^2)^2 + 4\xi^2 T^2 \omega^2}}{T \omega} = 4,$$

$$T_0 = \frac{T}{(\sqrt{\xi^2 + 1}) - \xi} = \frac{T}{0,414} = 2,4142 \cdot T.$$

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{(T^2 + 2,4142 \cdot 4T^2) p^2 + 2T p + 1}{T_0 p (T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)} = \frac{10,66T^2 p^2 + 2T p + 1}{T_0 p (T p + 1)^2},$$

$$T_0 = T \cdot 3,26, \quad \xi_0 = 0,306,$$

при этом

$$\begin{aligned}\varphi(\omega) &= -90^\circ - 2\arctg T\omega + 180^\circ - \arctg \frac{2T\omega}{1 - 10,66T^2\omega^2} = \\ &= -90^\circ - 45^\circ + 180^\circ - 44,98^\circ = 0,02^\circ, \\ A(\omega) &= \frac{\sqrt{(1 - 10,66T^2\omega^2)^2 + 4T^2\omega^2}}{T_0\omega(T^2\omega^2 + 1)} = \frac{1,17}{1,17} = 1.\end{aligned}$$

Таким образом, изодром имеет нулевой фазовый сдвиг и амплитуду равную 1. Запас устойчивости в этом случае необходимо создавать дифференцирующим фильтром. Преимущество такого изодрома в отсутствии подъема высокочастотных помех.

Соответствующим подбором параметров фильтра можно добиться необходимых запасов устойчивости на частоте среза, однако, при этом несколько ухудшаются свойства подавления высокочастотных помех. Так при выборе параметров $T_s = 5T$, $\xi_s = 0,2$ фильтр имеет структуру, изображенную на рис. 1.7.3. При этом запас по фазе $\varphi = 31^\circ$, $A_{оср} = 3$.

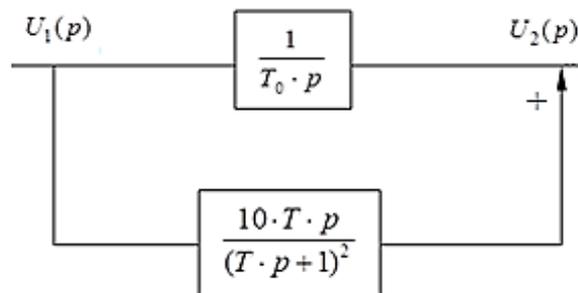


Рис. 1.7.3. Изодром с полосовым фильтром

С целью добиться наилучших показателей подавления высокочастотных помех фильтром при заданных запасах устойчивости на частоте среза системы и тем самым получить возможность расширить полосу пропускания системы, можно произвести оптимизацию параметров фильтра.

Для полосового фильтра можно записать:

$$\varphi_{\Pi}(\omega) = +90^\circ - 2\arctg(T\omega), \quad (1.7.8)$$

если ввести обозначение, $\operatorname{tg}\varphi = T\omega$, получим

$$\varphi_{II} = +90^\circ - 2\varphi . \quad (1.7.9)$$

Амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра имеет вид:

$$A_{II}(\omega) = \frac{kT\omega}{1+T^2\omega^2} = \frac{k \operatorname{tg}\varphi}{1+\operatorname{tg}^2\varphi} = \frac{k \operatorname{tg}\varphi}{1+\frac{\sin^2\varphi}{\cos^2\varphi}} = \frac{k}{2} \sin 2\varphi \quad (1.7.10)$$

Вектора амплитудно-фазовых частотных характеристик полосового фильтра и интегратора на комплексной плоскости изображены на рис.1.7.4.

Действительная и мнимая части амплитудно-фазовой характеристики изодрома с полосовым фильтром имеют вид:

$$\operatorname{Im} = \frac{k}{2} \cdot \sin 2\varphi \cdot \cos 2\varphi - 1, \quad (1.7.11)$$

$$\operatorname{Re} = \frac{k}{2} \cdot \sin 2\varphi \cdot \sin 2\varphi, \quad (1.7.12)$$

тогда

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\operatorname{Im}}{\operatorname{Re}} = \frac{\frac{k}{2} \cdot \sin 2\varphi \cdot \cos 2\varphi - 1}{\frac{k}{2} \cdot \sin 2\varphi \cdot \sin 2\varphi},$$

$$\frac{k}{2} \cdot \sin^2\varphi \operatorname{tg}\theta = \frac{k}{2} \cdot \sin 2\varphi \cdot \cos 2\varphi - 1,$$

$$k = \frac{2}{\sin 2\varphi \cdot \cos 2\varphi - \sin^2 2\varphi \cdot \operatorname{tg}\theta}, \quad k = \frac{4}{\sin 4\varphi - 2\sin^2 2\varphi \cdot \operatorname{tg}\theta}. \quad (1.7.13)$$

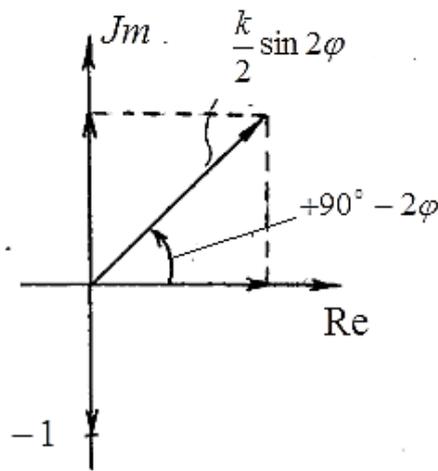


Рис.1.7.4. Вектора амплитудно-фазовых частотных характеристик

Функция $k(\varphi)$ минимальна, если максимальна функция $\Phi(\varphi) =$

$= \sin 4\varphi - 2 \sin^2 2\varphi \cdot \operatorname{tg} \theta$. Найдем экстремум этой функции

$$\Phi'(\varphi) = 4 \cos 4\varphi - (2 \sin 2\varphi \cdot \sin 2\varphi)' \cdot \operatorname{tg} \theta = 4 \cos 4\varphi - 8 \cos 2\varphi \cdot \sin 2\varphi \cdot \operatorname{tg} \theta,$$

$$4 \cos 4\varphi - 4 \sin 4\varphi \cdot \operatorname{tg} \theta = 0, \text{ отсюда } \operatorname{ctg} 4\varphi = \operatorname{tg} \theta,$$

$$\varphi = \frac{\operatorname{arcctg}(\operatorname{tg} \theta)}{4}. \quad (1.7.14)$$

Таким образом, имея систему зависимостей (1.7.15), можно однозначно определить все параметры фильтра, при которых требуемому запасу устойчивости по фазе θ соответствует минимальный коэффициент k передачи полосового фильтра. При этом достигаются наилучшие показатели подавления фильтром высокочастотных помех.

$$\varphi = \frac{\operatorname{arcctg}(\operatorname{tg} \theta)}{4},$$

$$k = \frac{4}{\sin 4\varphi - 2 \sin^2 2\varphi \cdot \operatorname{tg} \theta},$$

$$T_0 \omega = 1, \quad (1.7.15)$$

$$T \omega = \operatorname{tg} \theta.$$

При фазовом сдвиге полосового фильтра $\theta = 31^\circ$ оптимальными являются параметры $k = 7,06945$, $T_0 = 3,802 \cdot T$. Амплитудная характеристика такого фильтра на частоте среза. $A_{\omega_{cp.}} = 1$.

Наиболее просто изодром с полосовым фильтром может быть реализован на одном операционном усилителе, принципиальная схема которого изображена на рис. 1.7.5.

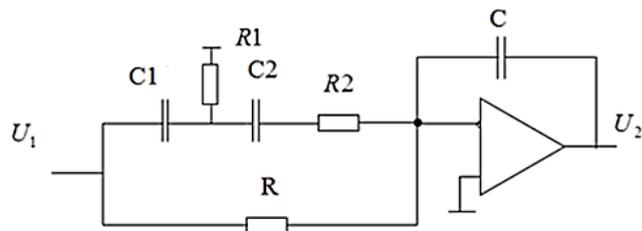


Рис. 1.7.5. Принципиальная электрическая схема изодрома с полосовым фильтром

При этом передаточная функция запишется в виде:

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{1}{RCp} \cdot \frac{(R1 \cdot C1 \cdot C2 \cdot R + R1 \cdot C1 \cdot R2 \cdot C2) \cdot p^2 + (R2 \cdot C2 + R1 \cdot C2 + R1 \cdot C1) \cdot p + 1}{(R1 \cdot C1 \cdot R2 \cdot C2 \cdot p^2 + (R1 \cdot C1 + R2 \cdot C2 + R1 \cdot C2) \cdot p + 1)},$$

$$T_Z^2 = R1 \cdot C1 \cdot R \cdot C2 + R1 \cdot C1 \cdot R2 \cdot C2, \quad T_P^2 = R1 \cdot C1 \cdot R2 \cdot C2,$$

$$\frac{T_Z^2}{T_P^2} = \frac{R}{R2} + 1, \text{ если } R1 = R2, \quad C1 = C2, \text{ то } T_P = R1 \cdot C1, \quad T_Z = T_P \sqrt{\frac{R}{R1} + 1},$$

$$2\xi_P T_P = R1 \cdot C1 + R2 \cdot C2 + R1 \cdot C2 = 3R1 \cdot C1,$$

$$2\xi_Z T_Z = R2 \cdot C2 + R1 \cdot C2 + R1 \cdot C1 = 3R1 \cdot C1, \quad \xi_P = 1,5, \quad \xi_Z = \frac{1,5}{\sqrt{\frac{R}{R1} + 1}}.$$

Для рассмотренного выше изодрома с полосовым фильтром отношение:

$$\frac{T_Z^2}{T_P^2} = \frac{kT_0}{T} + 1, \quad \text{при } \theta = 30^\circ \quad \frac{T_Z^2}{T_P^2} = 28.$$

Таким образом, $R/R1 + 1 = 28$, если $R = 1 \text{ мОм}$, то $R1 = R2 \approx 37 \text{ кОм}$.
Например, для частоты модуляции $f = 20 \text{ кГц}$: $C = 8 \text{ нФ}$, $T_0 = 0,0079 \text{ с}$,
 $T = 0,002 \text{ с}$, $C1 = C2 = 0,05 \text{ мкФ}$.

Передаточная функция разомкнутого по моменту разгрузки канала стабилизации при $\varphi_z = 0$ и с учетом малости $T_\gamma, b_\alpha, T_{\delta\epsilon}$ может быть записана в виде

$$W_P(p) = \frac{k1}{p(T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1)} \cdot \frac{(T^2 + T_0 T k) p^2 + 2T p + 1}{T_0 p (T p + 1)^2}, \quad (1.7.16)$$

$$\text{здесь } T_1 = \frac{\sqrt{J_\alpha \cdot J_\delta}}{H}, \quad \xi = \frac{J_\alpha \cdot n}{2 \cdot H \cdot \sqrt{J_\alpha \cdot J_\delta}}, \quad k1 = \frac{K_{yM} K_{\delta\epsilon} K_\gamma K_{\delta y}}{H}, \quad K_{\delta y} = U_0 \cos \Delta.$$

Передаточная функция замкнутого контура стабилизации по отношению к возмущающему моменту имеет вид:

$$\frac{\alpha(p)}{M_\epsilon(p)} = \frac{W_P(p)}{1 + W_P(p)} \cdot \frac{(\frac{I_\delta}{n} + 1)}{k1 \cdot \frac{1}{n} \cdot H} \cdot \frac{T_0 p (T p + 1)^2}{((T + T_0 T k) p^2 + 2T p + 1)}. \quad (1.7.17)$$

Пусть параметры гиросtabilизатора имеют следующие числовые значения:

$J_\alpha = 2 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $J_\delta = 1 \cdot 10^{-5} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $n = 10^{-2} \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$, $H = 0,04 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$. По передаточной функции (1.7.17) построены логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики замкнутого контура стабилизации, которые приведены на рис. 1.7.6. Реакция системы на единичное ступенчатое возмущающее воздействие приведена на рис.1.7.7.

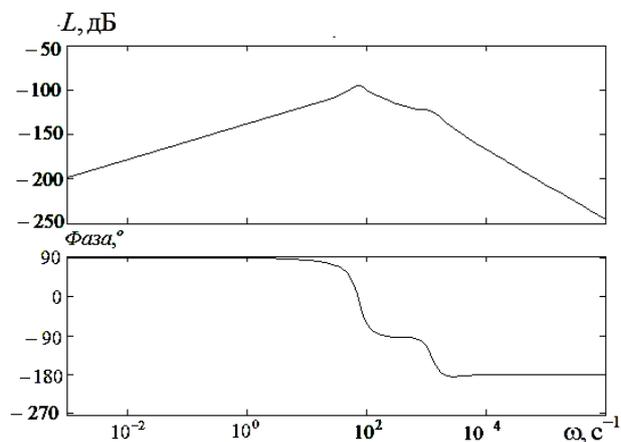


Рис.1.7.6. ЛАФЧХ замкнутой системы

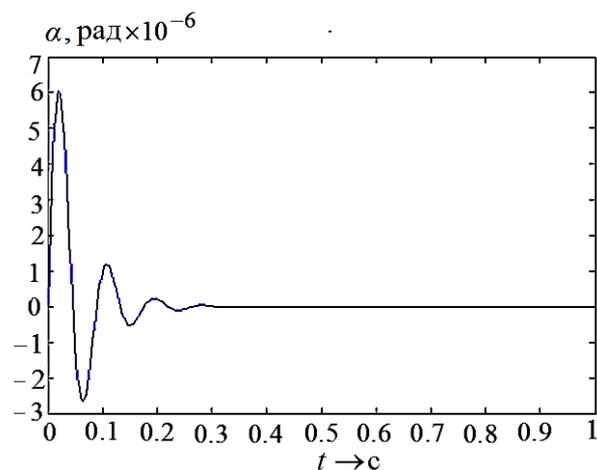


Рис.1.7.7. Реакция на единичное ступенчатое возмущающее воздействие

Проведенные исследования функционирования контура стабилизации с учетом процессов модуляции и демодуляции сигнала поплавкового интегрирующего гироскопа, использование предложенного выше корректирующего фильтра, оптимизация его параметров позволили синтезировать контур стабилизации индикаторного гиросtabilизатора с поплавковым интегрирующим гироскопом со следующими достоинствами: высокое качество подавления высокочастотных помех, отсутствие статической погрешности, высокая динамическая точность (-130 дБ ÷ -133 дБ) в области рабочих частот (1рад/с ÷ 0,8рад/с).

Выводы по главе 1

1. Рассмотрены области применения информационно - измерительных систем для измерения ускорения силы тяжести на основе управляемых (корректируемых) гиросtabilизаторов и выявлена необходимая точность

гравиметрических измерений, которая в настоящий момент составляет от 0,01 мГал до 10 мГал в зависимости от решаемой задачи.

2. Рассмотрены принципы построения информационно - измерительных систем для измерения ускорения силы тяжести на базе управляемых (корректируемых) гиросtabilизаторов, существующие технические решения, достигнутая точность измерения и технические характеристики современных образцов. Если до 1990 гг. в нашей стране применялись в основном принципы силовой и гиросtabilизаторной стабилизации гравиметрического датчика, то в современных образцах гравиметрических информационно - измерительных комплексов применяется принцип индикаторной стабилизации гравиметра с акселерометрической коррекцией. В ряде случаев применяется настройка системы коррекции на период Шулера. Достигнутая предельная точность измерений в отдельных случаях составляет 0,06-0,1 мГал.

3. Показано, что существует необходимость повышения достигнутой предельной точности измерений, по крайней мере, на порядок. Одним из основных путей решения этой задачи является совершенствование управляемых гиросtabilизаторов гравиметрической аппаратуры

4. Исследованы уравнения, описывающие динамику ГС с системой интегральной коррекции с автономным демпфированием собственных колебаний, с апериодическим звеном в прямой цепи, охватывающей первый интегратор и с полосовым корректирующим фильтром в прямой цепи, охватывающей первый интегратор. Найдено аналитическое решение, связывающее параметры полосового корректирующего фильтра с характеристиками собственного движения системы. Применение полосового фильтра в прямой цепи, охватывающей первый интегратор системы коррекции, позволило обеспечить требуемые запасы устойчивости системы при настройке на период Шулера автономным способом и обеспечить среднюю интегральную величину погрешности из-за ускорений и наклонов основания равной 0,007 мГал при амплитуде возмущающего ускорения $\dot{V}_A = 100$ Гал и частоте качки основания $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$.

5. Синтезирована двухканальная система коррекции, обеспечивающая практическую инвариантность ГС к линейным ускорениям не только при прямолинейном движении, но и при циркуляции судна. В результате исследований доказано, что погрешность стабилизации вертикали при маневрах не превышает 1,4 угловых минуты, если курсовой угол определен с погрешностью не более 0,5 град .

6. Разработана оригинальная структура, обеспечивающая быструю выставку вертикали в статике и на качке, на основе исследования процессов, возникающих в приборе при выставке вертикали.

7. Разработано структурное решение построения гиросtabilизатора гравиметра с параметрической коррекцией сигнала первого интегратора системы интегральной коррекции, которое обеспечивает инвариантность прибора к ускорениям судна и одновременно демпфирование собственных колебаний в автономном режиме. Разработано математическое и программное описание функционирования данной системы. Следствием инвариантности прибора к ускорениям судна является отсутствие погрешности гравиметрических измерений из-за наклонов и ускорений гиросtabilизированной платформы.

8. Проведены исследования динамики контура стабилизации с учетом процессов модуляции и демодуляции сигнала поплавкового интегрирующего гироскопа. Проведена оптимизация параметров корректирующего фильтра контура, что позволило синтезировать контур стабилизации, обладающий следующими достоинствами: высокая динамическая точность (-130 дБ ÷ -133 дБ) в области рабочих частот (1рад/с ÷ 0,8рад/с), отсутствие статической погрешности, эффективное подавление высокочастотных помех датчика угла гироскопа после демодуляции при требуемых запасах устойчивости.

9. Результаты, полученные при исследовании электропривода ГС, использованы также при создании электропривода трубопроводной арматуры [246].

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУР АКСЕЛЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ ГИРОСТАБИЛИЗАТОРА МОРСКОГО ГРАВИМЕТРА С САМОНАСТРОЙКОЙ ПАРАМЕТРОВ

2.1. Разработка и исследование структуры акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров

При проведении гравиметрических измерений с подвижных объектов возникает необходимость стабилизации гравиметров. При этом весьма важной задачей оказывается задача минимизации систематических погрешностей гравиметра из-за совместного влияния ускорений и наклонов стабилизированной платформы (СП) и погрешности, обусловленной наклонами СП.

Известно [11], что в случае гармонической качки, среднее за период значение погрешности гравиметра из-за ускорений и наклонов СП определяется зависимостью:

$$\langle \delta g_1 \rangle = \frac{1}{2} (W_{\xi}^o)^2 A(\omega) \cos(Y(\omega)), \quad (2.1)$$

где W_{ξ}^o – амплитуда горизонтального ускорения качки, $A(\omega)$ – значение амплитудно-частотной характеристики СП на частоте качки, $Y(\omega)$ – значение фазовой частотной характеристики СП на частоте качки.

Среднее значение погрешности гравиметра, обусловленной наклонами СП, определяется зависимостью

$$\langle \delta g_2 \rangle = -\frac{1}{4} g (\alpha^o)^2, \quad (2.2)$$

здесь g – ускорение свободного падения, α^o – амплитуда наклонов СП.

Из приведенных зависимостей (2.1), (2.2) следует, что при установке гравиметра на СП для уменьшения погрешностей гравитационных измерений необходимо обеспечить высокую точность стабилизации платформы относительно горизонта и добиться близости к нулю значения косинуса сдвига фазы между горизонтальными ускорениями качки и наклонами платформы. Эффективность выполнения этих требований в свою очередь обусловлена

структурой построения системы акселерометрической коррекции гиросtabilизированной платформы.

Для стабилизации гравиметра может быть использован индикаторный гиросtabilизатор, с акселерометрической коррекцией, передаточная функция которого представляет собой фильтр Баттерворта третьего порядка [88].

Рассмотрим передаточную функцию фильтра Баттерворта третьего порядка

$$W(p) = \frac{k\omega_c^2}{p^2 + \omega_c p + \omega_c^2} \cdot \frac{\omega_c}{p + \omega_c}. \quad (2.3)$$

Для значения частоты среза фильтра $\omega_c = 0,02c$ передаточная функция (2.3) принимает вид:

$$W(p) = \frac{k}{125000p^3 + 5000p^2 + 100p + 1}. \quad (2.4)$$

Структурная схема индикаторного гиросtabilизатора в виде фильтра Баттерворта третьего порядка может быть реализована, как это показано на рис. 2.1.

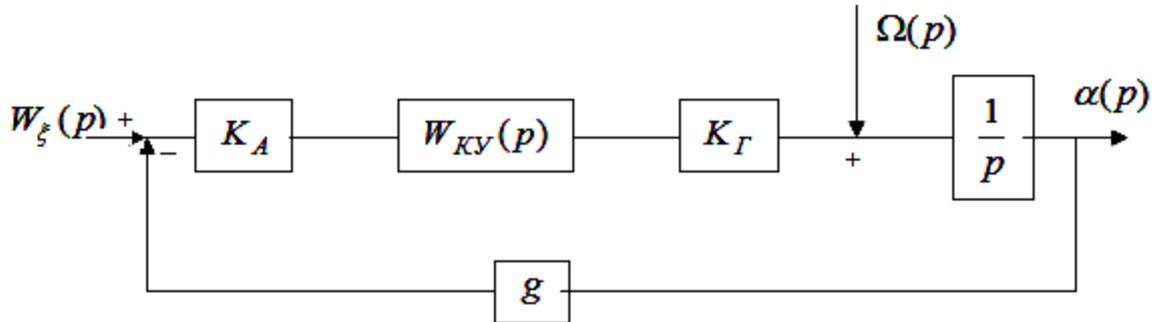


Рис. 2.1. Структурная схема индикаторного гиросtabilизатора в виде фильтра Баттерворта: K_A – коэффициент передачи акселерометра, $W_{KV}(p)$ – передаточная функция корректирующего устройства, K_G – коэффициент передачи гироскопа по управляющему воздействию, $W_x(p)$ – горизонтальное ускорение качки, $\Omega(p)$ – угловая скорость системы отсчета, $\alpha(p)$ – угол отклонения платформы от горизонта.

Если передаточная функция корректирующего устройства системы коррекции равна

$$W_{KY}(p) = \frac{K_1}{T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1}, \quad (2.5)$$

то передаточная функция замкнутой системы запишется в виде

$$\frac{\alpha(p)}{W_\xi(p)} = \frac{\frac{1}{g}}{\frac{T_1^2}{K_o \cdot g} p^3 + \frac{2\xi_1 T_1}{K_o \cdot g} p^2 + \frac{1}{K_o \cdot g} p + 1} \quad (2.6)$$

и при следующих параметрах корректирующего устройства $T_1=35,35$ с, $\xi_1=0,707$ и значении коэффициентов передачи $K_o = K_A K_I K_T = 0,001$, $k = 1/g$ передаточная функция (2.4) равна передаточной функции (2.6). В разомкнутой системе обеспечены следующие запасы устойчивости на частоте среза $\omega_{c,p} = 0,01\text{с}^{-1}$ $\Delta Y = 60^\circ$, $\Delta A = -12\text{дБ}$. Время переходного процесса при входном единичном воздействии не превышает 300 с. Логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики замкнутой системы представлены на рис. 2.2.

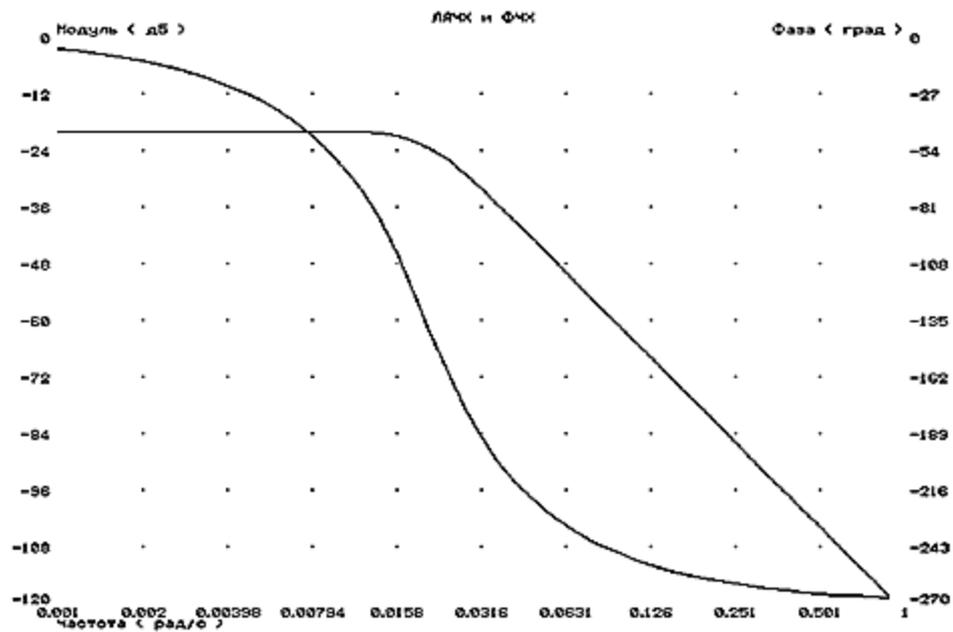


Рис. 2.2. Логарифмические частотные характеристики

Рассмотрим следующий расчетный пример. Абсолютные значения погрешностей $\langle \delta g_1 \rangle$ и $\langle \delta g_2 \rangle$ в соответствии с (2.1), (2.2) для различных частот качки при $W_\xi^o = 1$ м/с² сведены в таблицу 2.1. Из приведенных расчетов видно, что данная схема построения системы коррекции оказывается весьма

эффективной с точки зрения минимизации погрешностей $\langle \delta g_1 \rangle$ и $\langle \delta g_2 \rangle$, однако имеет значительную скоростную погрешность, установившееся значение которой:

$$\alpha_{CK}(p) = -\frac{\Omega(p)}{K_o \cdot g}. \quad (2.7)$$

Таблица 2.1. Погрешности гравиметрических измерений

ω_K, c^{-1}	$A(\omega_K)$	$Y(\omega_K), \text{град}$	$\langle \delta g_1 \rangle, \text{мГал}$	$\langle \delta g_2 \rangle, \text{мГал}$
0,785	$1,66 \cdot 10^{-6}$	-267,1	0,00416	$6,9 \cdot 10^{-7}$
0,658	$2,77 \cdot 10^{-6}$	-266,5	0,0083	$1,9 \cdot 10^{-6}$
0,5188	$5,88 \cdot 10^{-6}$	-265,6	0,0226	$8,6 \cdot 10^{-6}$

Компенсация этой погрешности возможна на основании внешней навигационной информации и определяется точностью ее получения.

Отмеченного недостатка можно избежать при использовании в качестве корректирующего устройства фильтра с передаточной функцией

$$W_{KY2}(p) = \frac{K_2}{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1} \cdot \frac{(T_3 p + 1)}{p}. \quad (2.8)$$

В этом случае передаточная функция

$$\frac{\alpha(p)}{\Omega(p)} = \frac{p(T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1)}{K_o g \left[\frac{T_2^2}{K_o g} p^4 + \frac{2\xi_2 T_2}{K_o g} p^3 + \frac{1}{K_o g} p^2 + T_3 p + 1 \right]} \quad (2.9)$$

имеет астатизм первого порядка и при $\Omega = \text{const}$ скоростная погрешность отсутствует. Передаточная функция $\alpha(p)/W_\xi(p)$ запишется

$$\frac{\alpha(p)}{W_\xi(p)} = \frac{T_3 p + 1}{g \left[\frac{T_2^2}{K_o g} p^4 + \frac{2\xi_2 T_2}{K_o g} p^3 + \frac{1}{K_o g} p^2 + T_3 p + 1 \right]}, \quad (2.10)$$

где $K_o = K_A \cdot K_2 \cdot K_T$.

Если коэффициент передачи $K_o = K_A \cdot K_2 \cdot K_T = 1,3 \cdot 10^{-5}$, а параметры корректирующего устройства равны:

$$T_2 = 17\text{с}, T_3 = 150\text{с}, \xi = 0,7, \quad (2.11)$$

то время переходного процесса, как и в первом случае, равно 300 с. В разомкнутой системе на частоте среза $\omega_{с.р} = 0,02 \text{ с}^{-1}$ обеспечены запасы устойчивости $\Delta A = -11 \text{ дБ}$, $\Delta Y = 43^\circ$. Логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики замкнутой системы представлены на рис. 2.3.

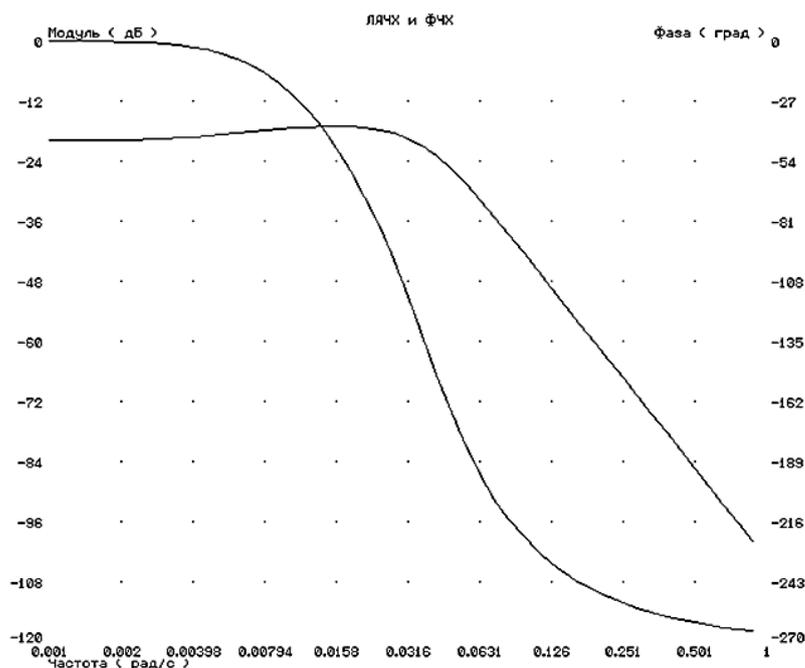


Рис. 2. 3 Логарифмические частотные характеристики

Абсолютные значения погрешностей $\langle \delta g_1 \rangle$ и $\langle \delta g_2 \rangle$ в соответствии с (1), (2) для различных частот качки при $W_\xi^o = 1 \text{ м/с}^2$ сведены в таблицу 2.2.

Таблица 2.2. Погрешности гравиметрических измерений

$\omega_K, \text{с}^{-1}$	$A(\omega_K)$	$Y(\omega_K), \text{град}$	$\langle \delta g_1 \rangle, \text{мГал}$	$\langle \delta g_2 \rangle, \text{мГал}$
0,785	$1,4 \cdot 10^{-5}$	-264,5	0,0676	$4,9 \cdot 10^{-5}$
0,658	$2,38 \cdot 10^{-6}$	-263,4	0,136	$1,4 \cdot 10^{-4}$
0,5188	$4,87 \cdot 10^{-5}$	-261,6	0,3	$5,9 \cdot 10^{-4}$

Как при использовании корректирующего устройства (2.5), так и при использовании корректирующего устройства (2.8) погрешности $\langle \delta g_2 \rangle$

пренебрежимо малы. Значения $\langle \delta g_1 \rangle$ у индикаторного гиросtabilизатора, представляющего собой фильтр Баттерворта третьего порядка, существенно меньше.

Добиться показателей $\langle \delta g_1 \rangle$, присущих индикаторному гиросtabilизатору в виде фильтра Баттерворта и обеспечить отсутствие скоростной погрешности можно двумя способами [88]. В первом случае это достигается за счет уменьшения частоты среза системы с передаточной функцией (2.8) корректирующего устройства системы коррекции. На рисунке 2.4 представлены логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики системы коррекции с передаточной функцией (2.8) корректирующего устройства при следующих его параметрах $T_2 = 30\text{с}$, $T_3 = 250\text{с}$, $\xi = 0,7$ и значении коэффициента передачи $K_O = 0,39 \cdot 10^{-5}$ (в разомкнутой системе на частоте среза $\omega_{с.р} = 0,01 \text{ с}^{-1}$ обеспечены запасы устойчивости $\Delta A = -12 \text{ дБ}$, $\Delta Y = 43^\circ$), но при этом время переходного процесса увеличивается до 580с.

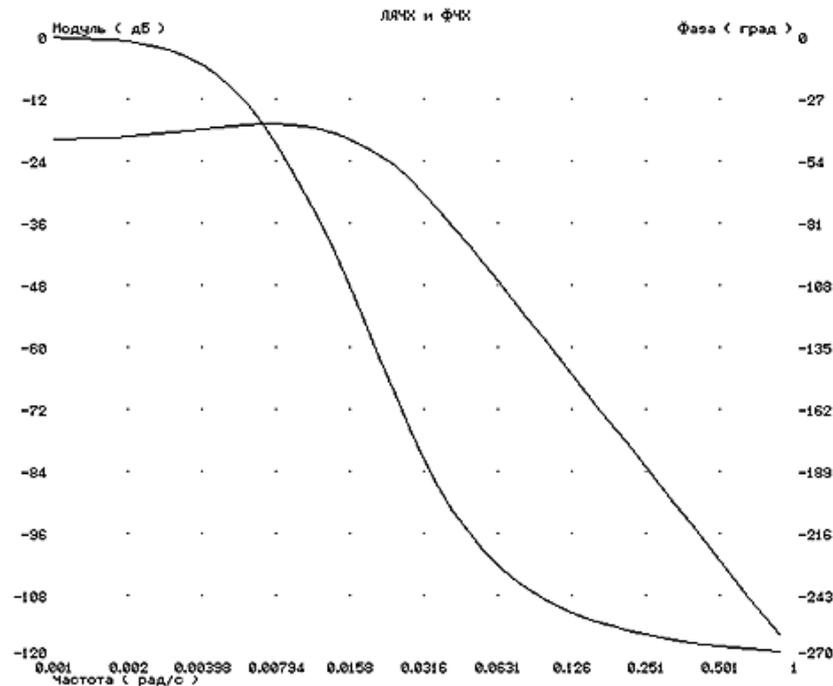


Рис. 2.4 Логарифмические частотные характеристики

Во втором случае используется принцип самонастройки [88, 89]. Структурная схема индикаторного ГС с контуром самонастройки параметров корректирующего устройства системы коррекции представлена на рис. 2.5.

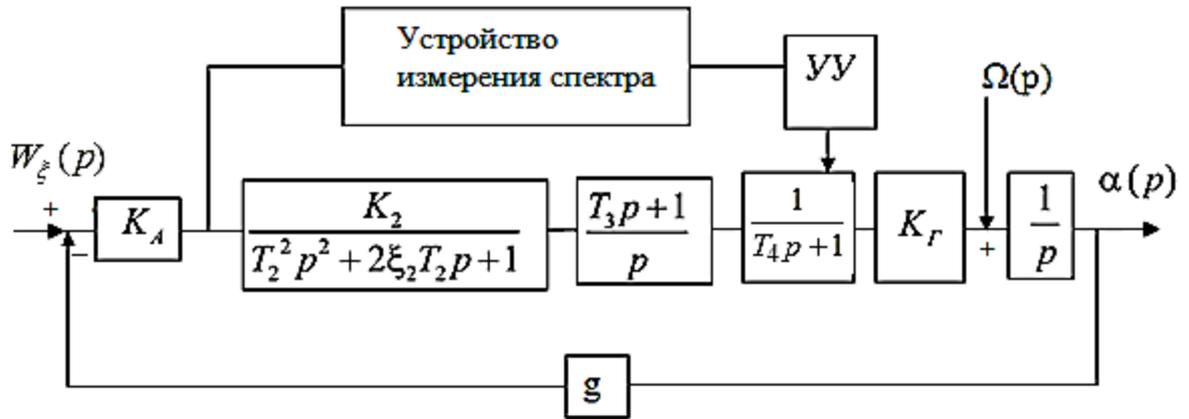


Рис. 2.5. Структурная схема ГС с самонастройкой параметров корректирующего устройства системы коррекции

Сигнал с выхода акселерометра поступает на вход устройства измерения спектра, в котором определяется преобладающая частота качки. В соответствии со значением преобладающей частоты качки управляющее устройство (УУ) изменяет постоянную времени T_4 дополнительного апериодического звена таким образом, чтобы фазовый сдвиг между горизонтальными ускорениями и отклонением платформы был точно равен -270 град. Постоянная времени T_4 определяется исходя из следующего условия самонастройки:

$$T_4 = \frac{\operatorname{tg} \left[-90^\circ + \operatorname{arctg} (T_3 \omega_K) + \operatorname{arctg} \left(\frac{2\xi_2 \omega_K T_2}{(\omega_K T_2)^2 - 1} \right) \right]}{\omega_K}. \quad (2.12)$$

Например, при настройке системы на частоту качки $\omega_K = 0,785 \text{ c}^{-1}$ постоянная времени $T_4 = 0,123 \text{ с}$; при $\omega_K = 0,658 \text{ c}^{-1}$, $T_4 = 0,176 \text{ с}$; при $\omega_K = 0,5188 \text{ c}^{-1}$, $T_4 = 0,284 \text{ с}$. Логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики ГС с числовыми значениями параметров корректирующего устройства (2.11) и самонастройкой постоянной времени T_4 дополнительного апериодического звена на частоту качки $0,785 \text{ с}$ представлены на рис. 2.6.

Определение постоянной времени T_4 дополнительного апериодического звена с точностью 3% при $W_\xi^o = 1 \text{ м/с}^2$ приводит к появлению значений погрешности $\langle \delta g_1 \rangle$, указанных в таблице 2.3.

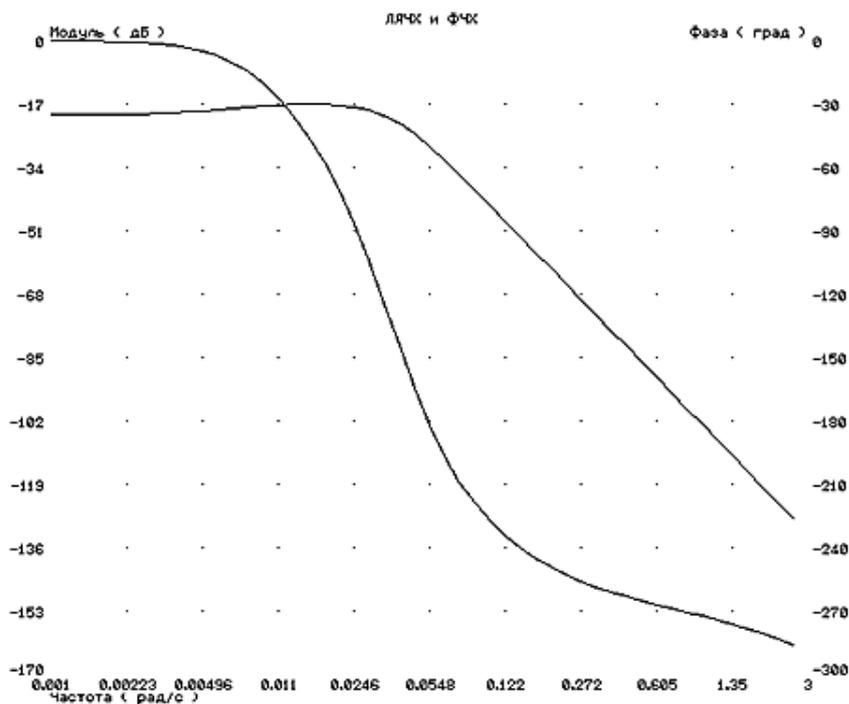


Рис. 2.6. Логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики ГС с самонастройкой параметров корректирующего устройства контура коррекции

Таблица 2.3. Погрешности гравиметрических измерений

$\omega_K, \text{с}^{-1}$	$A(\omega_K)$	$Y(\omega_K), \text{град}$	$\langle \delta g_1 \rangle, \text{мГал}$
0,785	$1,4 \cdot 10^{-5}$	-269,75	0,00224
0,658	$2,38 \cdot 10^{-6}$	-269,79	0,0041
0,5188	$4,87 \cdot 10^{-5}$	-269,815	0,01

Таким образом, применение контура самонастройки параметров корректирующего устройства обеспечивает наименьшие значения погрешности $\langle \delta g_1 \rangle$, отсутствие скоростной погрешности, статической погрешности из-за постоянных возмущающих моментов, действующих по оси прецессии гироскопа, и время переходного процесса не превышающее 300 с.

2.2. Способ технической реализации системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением дополнительного апериодического звена

На рис. 2.7 показана схема одного канала системы коррекции гиросtabilизатора морского гравиметра с самонастройкой параметров [90].

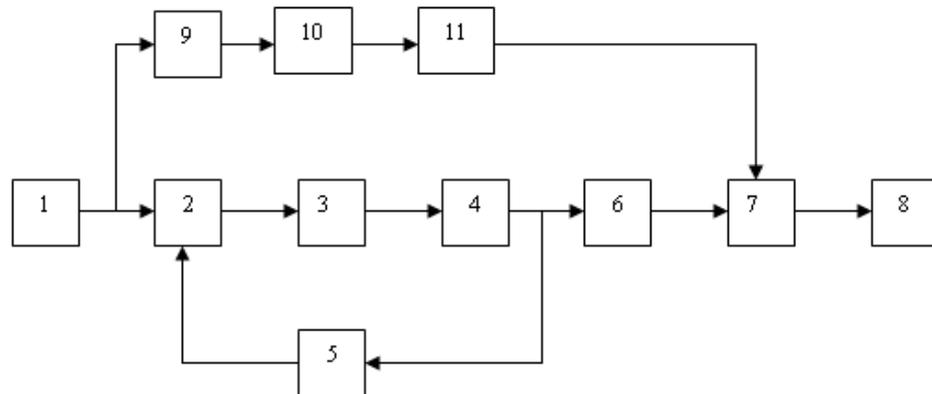


Рис. 2.7. Канал коррекции ГС с самонастройкой параметров

Выход акселерометра 1 соединен с первым входом вычитателя 2, выход вычитателя 2 соединен с входом интегратора 3, выход интегратора 3 соединен с входом апериодического звена 4, выход апериодического звена 4 соединен с входом усилителя отрицательной обратной связи 5, выход усилителя 5 соединен со вторым входом вычитателя 2, выход апериодического звена 4 соединен также со входом изодромного устройства 6, выход изодромного устройства 6 соединен со входом второго апериодического звена 7, выход которого соединен с входом датчика момента 8. Кроме того, выход акселерометра 1, соединен с входом фильтра верхних частот 9, выход фильтра верхних частот 9 соединен со входом измерителя спектра 10, выход которого соединен с входом управляющего устройства 11. Выход управляющего устройства 11 соединен со вторым апериодическим звеном 7.

Работа устройства происходит следующим образом. Сигнал на выходе акселерометра 1, содержащий низкочастотную составляющую, обусловленную собственным движением стабилизированной платформы к горизонту от начального угла отклонения и переменную составляющую, обусловленную горизонтальными ускорениями качки, поступает на первый вход вычитателя 2. Вычитатель 2, интегратор 3, апериодическое звено 4 и усилитель обратной связи 5, выход которого соединен со вторым входом вычитателя 2, образуют звено с передаточной функцией

$$W_1(p) = \frac{K_2}{T_2^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi_2 \cdot T_2 \cdot p + 1}, \quad (2.13)$$

где T_2 – постоянная времени колебательного звена, полученного в результате охвата интегратора и апериодического звена отрицательной обратной связью, ξ_2 – относительный коэффициент демпфирования колебательного звена, K_2 – коэффициент передачи колебательного звена.

Причем постоянная времени, относительный коэффициент демпфирования и коэффициент передачи колебательного звена могут быть выражены через постоянную времени интегратора T , постоянную времени апериодического звена T_1 , коэффициент передачи апериодического звена k и коэффициент передачи усилителя обратной связи k_1 следующим образом:

$$K_2 = \frac{1}{k_1}; \quad T_2 = \sqrt{\frac{T \cdot T_1}{k \cdot k_1}}; \quad \xi_2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T}{4k_1 \cdot k \cdot T_1}}.$$

Значение коэффициента ξ_2 обеспечивается равным 0,707. Постоянная времени T_2 выбирается большей постоянной времени T_k , характеризующей качку основания. Колебательное звено (2.13) пропускает низкочастотную составляющую сигнала акселерометра 1 и эффективно сглаживает переменную составляющую сигнала акселерометра 1. Сигнал с выхода апериодического звена 4 поступает на вход изодромного устройства 6, имеющего передаточную функцию:

$$W_2(p) = \frac{T_3 \cdot p + 1}{p}, \quad (2.14)$$

где T_3 – постоянная времени форсирующего звена первого порядка.

Звено 6 обеспечивает интегрирование входного сигнала в области низких частот и требуемые запасы устойчивости на частоте среза системы.

Постоянная времени T_3 выбирается большей постоянной времени T_{cp} , характеризующей частоту среза системы. Сигнал с выхода изодромного устройства 6 поступает на выход второго апериодического звена 7, имеющего переменную постоянную времени T_4 и создающего небольшой дополнительный фазовый сдвиг в системе, необходимый для обеспечения фазового сдвига между

горизонтальными ускорениями качки и погрешностью стабилизации на частоте качки основания точно равным -270° . Кроме того, сигнал с выхода акселерометра 1 поступает также на вход фильтра верхних частот 9. Фильтр верхних частот 9 имеет передаточную функцию вида:

$$W_3(p) = \frac{T_5 \cdot p^2}{T_5^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi_5 \cdot T_5 \cdot p + 1} . \quad (2.15)$$

Фильтр верхних частот 9 пропускает высокочастотную составляющую сигнала акселерометра 1 и эффективно сглаживает низкочастотную составляющую сигнала акселерометра 1. Сигнал с выхода фильтра верхних частот 9 поступает на вход устройства измерения спектра 10, в котором определяется преобладающая частота качки. Сигнал, пропорциональный преобладающей частоте качки с выхода устройства 10 поступает на вход управляющего устройства 11, которое в соответствии с текущим значением преобладающей частоты качки ω_k изменяет величину постоянной времени T_4 второго апериодического звена 6 в соответствии с условием:

$$-270^\circ = -180^\circ + \operatorname{arctg}(T_3 \cdot \omega_k) - \operatorname{arctg}\left(\frac{2 \cdot \xi_2 \cdot T_2 \cdot \omega_k}{1 - (T_2 \cdot \omega_k)^2}\right) - \operatorname{arctg}(T_4 \cdot \omega_k)$$

или

$$T_4 = \frac{\operatorname{tg}\left[-90^\circ + \operatorname{arctg}(T_3 \cdot \omega_k) + \operatorname{arctg}\left(\frac{2 \cdot \xi_2 \cdot T_2 \cdot \omega_k}{(T_2 \cdot \omega_k)^2 - 1}\right)\right]}{\omega_k} . \quad (2.16)$$

Значения постоянной времени T_4 , определяемые в соответствии с (2.16), меньше постоянной времени T_k , характеризующей частоту качки основания. Сигнал с выхода второго апериодического звена 7 поступает на вход датчика момента гироскопа 8 и обеспечивает приведение к горизонту и удержание в горизонте стабилизируемой площадки с гравиметром при качке основания. Передаточная функция гиросtabilизатора с предлагаемой системой коррекции имеет вид:

$$\frac{\alpha(p)}{W_{\xi}(p)} = \frac{\frac{1}{g}(T_3 \cdot p + 1)}{\frac{T_2^2 T_4}{K_0 g} p^5 + \frac{T_2^2 + 2\xi_2 T_2 T_4}{K_0 g} p^4 + \frac{2\xi_2 T_2 + T_4}{K_0 g} p^3 + \frac{p^2}{K_0 g} + T_3 p + 1}, \quad (2.17)$$

где $K_0 = K_A \cdot K_2 \cdot K_{\Gamma}$, $\alpha(p)$ – погрешность стабилизации, $W_{\xi}(p)$ – горизонтальные ускорения качки, K_A – коэффициент передачи акселерометра, K_{Γ} – коэффициент передачи гироскопа по управляющему воздействию.

График логарифмических амплитудно - фазовых частотных характеристик передаточной функции (2.17) при следующих числовых параметрах: $K_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$, $\xi_2 = 0,707$, $T_3 = 150c$, $\omega_k = 0,785 c^{-1}$, $T_4 = 0,123c$ приведен на рис. 2.6. График переходного процесса в системе приведен на рис.2.8.

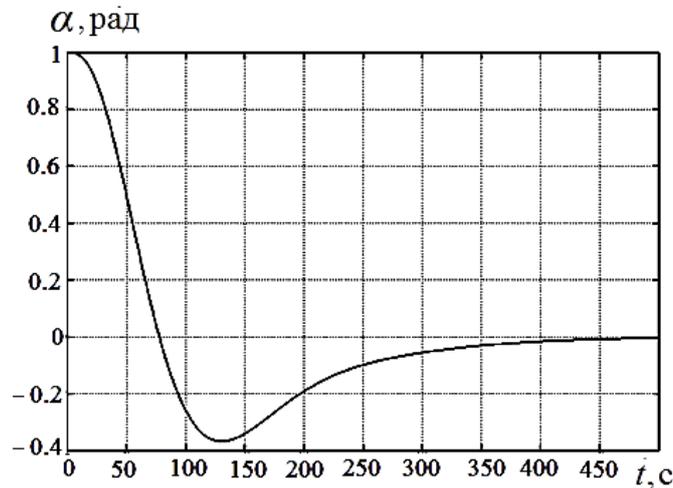


Рис. 2.8. График переходного процесса

Введение вычитателя 2, интегратора 3, усилителя обратной связи 5, второго апериодического звена 7, фильтра верхних частот 9 устройства измерения спектра 10, управляющего устройства 11 обеспечивают наклон логарифмической амплитудно - частотной характеристики передаточной функции гиросtabilизатора в области частот выше частоты среза до частоты $\omega_4 = 1/T_4$ равным -60дБ/дек и наклон логарифмической амплитудно - частотной характеристики в области частот выше частоты $\omega_4 = 1/T_4$ равным -80дБ/дек и следовательно повышение точности стабилизации; а также фазовый сдвиг между горизонтальными ускорениями и ошибкой стабилизации точно равным -270° .

Это приводит к уменьшению систематической составляющей погрешности измерения ускорения силы тяжести гиросtabilизированным гравиметром из-за наклонов СП – $\langle \delta g_2 \rangle$ и равенству нулю систематической составляющей погрешности измерения ускорения сил тяжести гиросtabilизированным гравиметром из-за совместного влияния горизонтальных ускорений и наклонов гиросtabilизированной площадки – $\langle \delta g_1 \rangle$.

Таким образом, предлагаемое устройство системы коррекции, реализация которого может быть выполнена в соответствии с рис. 2.7, позволяет повысить точность измерения ускорения силы тяжести гиросtabilизированным гравиметром.

2.3. Разработка и исследование структуры акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением в качестве дополнительного звена комбинации апериодического и форсирующего звеньев первого порядка

Недостатком системы коррекции с самонастройкой параметров с применением дополнительного апериодического звена является следующее. Если в начальный момент времени значение частоты качки составляет величину $\omega_{к1}$, а значение постоянной времени T_4 апериодического звена таково, что фазовый сдвиг между горизонтальными ускорениями качки и погрешностью стабилизации точно равен -270 град, то при изменении значения частоты качки для осуществления процесса самонастройки системы коррекции (нахождения новых значений частоты качки $\omega_{к2}$ и такой постоянной времени T_4 апериодического звена, чтобы сдвиг между горизонтальными ускорениями качки и ошибкой стабилизации был вновь точно равен -270 град) требуется интервал времени t . В течении этого интервала времени система коррекции остается настроенной на частоту $\omega_{к1}$, а фазовый сдвиг между горизонтальными ускорениями качки и погрешностью стабилизации уже не точно равен -270 град, что приводит к появлению систематической погрешности измерения величины ускорения силы тяжести гравиметром, установленным на СП, из-за совместного влияния

горизонтальных ускорений качки и наклонов СП. К аналогичному результату приводят так же неточности определения истинного значения частоты качки.

Применим для обеспечения фазового сдвига -270 град. между горизонтальными ускорениями качки и погрешностью стабилизации на частоте качки основания вместо апериодического звена с постоянной времени T_4 звено с передаточной функцией [91,92]:

$$W_4(p) = (T_4 \cdot p/l + 1)/(T_4 \cdot p + 1), \quad (2.18)$$

где T_4 – переменная постоянная времени звена (2.18), а l – переменный параметр звена (2.18) (рис. 2.9).

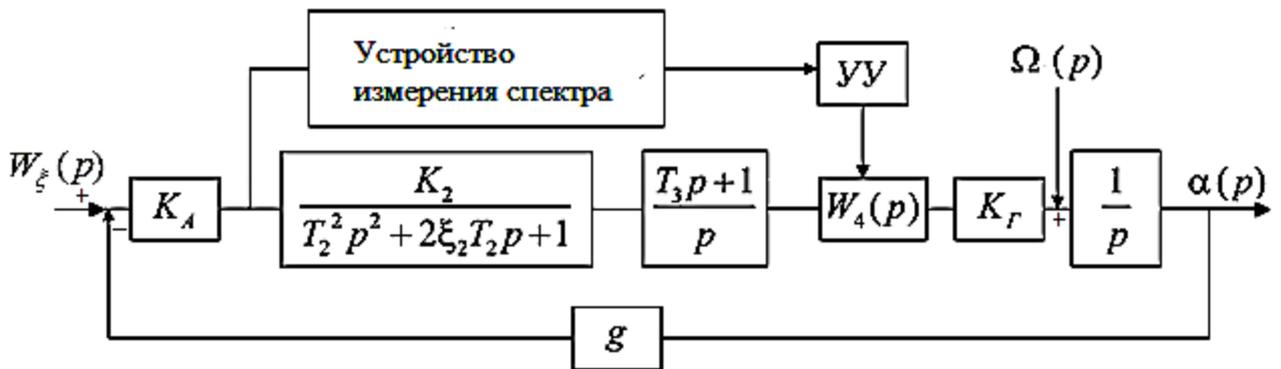


Рис. 2.9. Структурная схема индикаторного гиросtabilизатора с самонастройкой параметров системы коррекции: K_A – коэффициент передачи акселерометра, $W_\xi(p)$ – горизонтальное ускорение качки, $\Omega(p)$ – угловая скорость системы отсчета, $\alpha(p)$ – угол отклонения платформы от горизонта.

Управляющее устройство (УУ) изменяет постоянную времени T_4 и параметр l звена (2.18) таким образом, чтобы фазовый сдвиг между горизонтальными ускорениями и отклонением платформы был точно равен -270 град. Условие самонастройки в этом случае запишется в виде:

$$\begin{cases} \Delta Q = 270^\circ - 180^\circ + \arctg(T_3 \omega_K) - \arctg\left(\frac{2\xi_2 T_2 \omega_K}{1 - (T_2 \omega_K)^2}\right) \\ l = \frac{1 + \sin \Delta Q}{1 - \sin \Delta Q} \\ T_4 = \frac{1}{\omega_K} \sqrt{l}. \end{cases} \quad (2.19)$$

Передаточная функция гиросtabilизатора с такой системой коррекции имеет вид:

$$\frac{\alpha(p)}{W_{\xi}(p)} = \frac{\frac{1}{g}(T_3 p + 1) \left(\frac{T_4}{l} p + 1 \right)}{\frac{T_2^2 T_4}{K_0 g} p^5 + \frac{T_2^2 + 2\xi_2 T_2 T_4}{K_0 g} p^4 + \frac{T_4 + 2\xi_2 T_2}{K_0 g} p^3 + \frac{p^2}{K_0 g} \left(1 + \frac{K_0 g T_3 T_4}{l} \right) + \left(T_3 + \frac{T_4}{l} \right) p + 1}. \quad (2.20)$$

График логарифмических амплитудно - фазовых частотных характеристик передаточной функции (2.20) при числовых параметрах: $K_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$, $\xi_2 = 0,707$, $T_3 = 150c$, $\omega_k = 1c^{-1}$, $T_4 = 0,078c$ приведен на рис. 2.10.

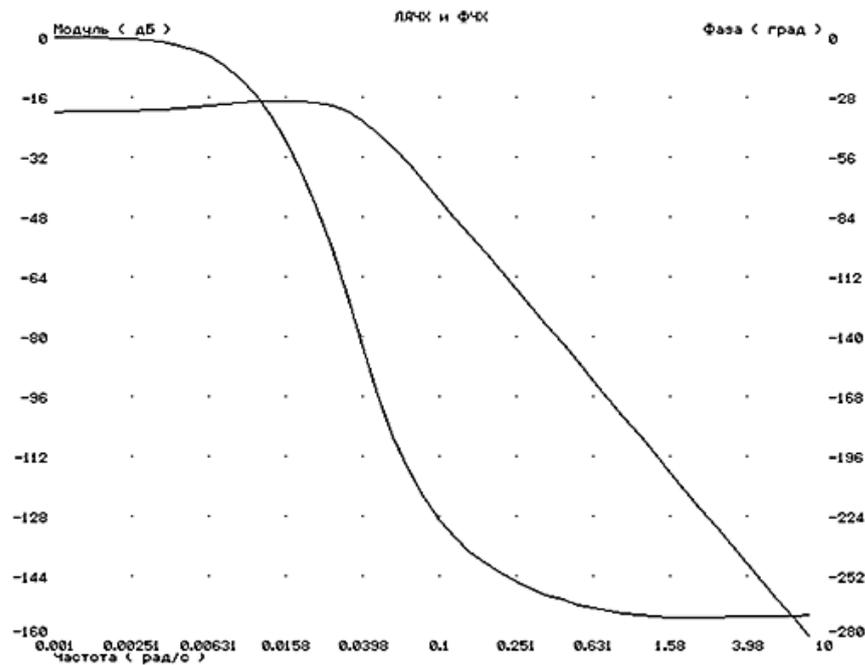


Рис. 2.10. Логарифмические амплитудно - фазовые частотные характеристики

Использование для создания небольшого отрицательного фазового сдвига звена с передаточной функцией:

$$W_4(p) = (T_4 \cdot p/l + 1)/(T_4 \cdot p + 1),$$

где значение постоянной времени T_4 , определяемой в соответствии с (2.19), больше постоянной времени T_k , характеризующей качку основания, а значение T_4/l , определяемое в соответствии с (2.19), меньше постоянной времени T_k , характеризующей качку основания, позволяет обеспечить на соответствующих частотах в окрестности преобладающей частоты качки меньшие значения амплитудно-частотной характеристики передаточной функции гиросtabilизатора

(2.20) по сравнению с (2.17) и значения фазовой частотной характеристики передаточной функции гиросtabilизатора (2.20) в окрестности преобладающей частоты качки на соответствующих частотах ближе к -270 град. по сравнению с (2.17), а следовательно уменьшение систематической составляющей погрешности измерения ускорения силы тяжести гиросtabilизированным гравиметром из-за совместного влияния горизонтальных ускорений и наклонов СП при изменении преобладающей частоты качки в течении интервала времени, необходимого для самонастройки устройства системы коррекции и неточности при определении истинного значения преобладающей частоты качки.

На рис. 2.11 приведены графики зависимости величины $\langle \delta g_1 \rangle$ от частоты гиросtabilизированного гравиметра с передаточной функцией гиросtabilизатора (2.20) (штриховая линия) и передаточной функцией гиросtabilизатора (2.17) (сплошная линия). В обоих случаях параметры устройства системы коррекции определены в соответствии с частотой $\omega_k = 0,5 \text{ с}^{-1}$, а амплитуда горизонтальных ускорений качки в данном расчетном примере равна $W_\xi^0 = 1 \text{ м/с}^2$. При этом передаточная функция (2.20) имеет следующие числовые значения параметров: $K_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$, $\xi_2 = 0,707$, $T_3 = 150 \text{ с}$, $T_2 = 17 \text{ с}$, $T_4 = 2,33 \text{ с}$, $l = 1,36$; а числовые значения параметров передаточной функции (2.17) равны : $k_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$, $\xi_2 = 0,707$, $T_3 = 150 \text{ с}$, $T_2 = 17 \text{ с}$, $T_4 = 0,31 \text{ с}$.

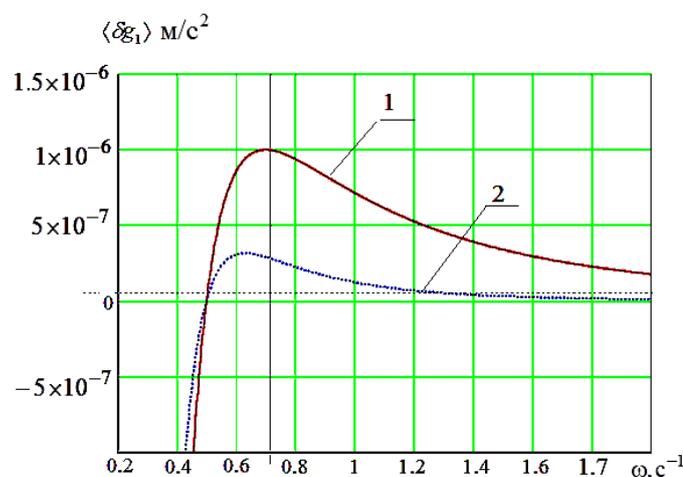


Рис. 2.11. Погрешности гиросtabilизированного гравиметра:
1– с передаточной функцией ГС (2.17), 2 – с передаточной функцией ГС (2.20)

Из приведенных графиков видно, что например, при изменении значения преобладающей частоты качки от значения $0,5 \text{ с}^{-1}$ к значению $0,6 \text{ с}^{-1}$ в период времени самонастройки гиросtabilизированный гравиметр в случае (2.20) имеет погрешность $\langle \delta g_1 \rangle$ в 2,8 раза меньше, чем в случае (2.17), а при изменении значения преобладающей частоты качки от значения $0,5 \text{ с}^{-1}$ к значению $0,45 \text{ с}^{-1}$ ошибка $\langle \delta g_1 \rangle$ в случае (2.20) в 2 раза меньше, чем в случае (2.17).

На рис. 2.12 приведены графики зависимости величины $\langle \delta g_1 \rangle$ от частоты гиросtabilизированного гравиметра с передаточной функцией гиросtabilизатора (2.20) (штриховая линия) и передаточной функцией гиросtabilизатора (2.17) (сплошная линия). В обоих случаях параметры устройства системы коррекции определены в соответствии с частотой $\omega_k = 1 \text{ с}^{-1}$, а амплитуда горизонтальных ускорений качки в расчетном примере равна $W_\xi^0 = 1 \text{ м/с}^2$. При этом передаточная функция (2.20) имеет следующие числовые значения параметров: $K_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$, $\xi_2 = 0,707$, $T_3 = 150 \text{ с}$, $T_2 = 17 \text{ с}$, $T_4 = 1,08 \text{ с}$, $l = 1,1664$; а числовые значения параметров передаточной функции (2.17) равны: $K_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$, $\xi_2 = 0,707$, $T_3 = 150 \text{ с}$, $T_2 = 17 \text{ с}$, $T_4 = 0,078 \text{ с}$.

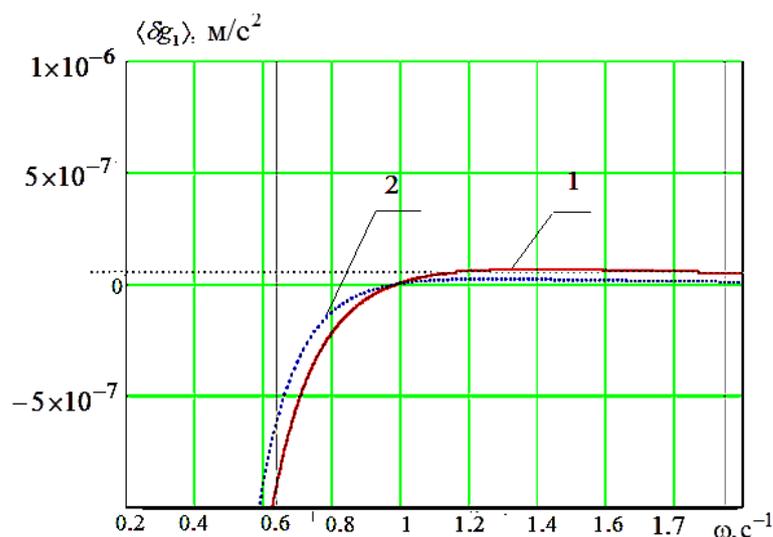


Рис. 2.12. Погрешности гиросtabilизированного гравиметра:

1 – с передаточной функцией ГС (2.17), 2 – с передаточной функцией ГС (2.20)

Из приведенных графиков видно, что например, при изменении значения преобладающей частоты качки от значения 1 с^{-1} к значению $1,4 \text{ с}^{-1}$ в период времени самонастройки гиросtabilизированный гравиметр в случае (2.20) имеет погрешность $\langle \delta g_1 \rangle$ в 3,3 раза меньше, чем в случае (2.17), а при изменении значения преобладающей частоты качки от значения 1 с^{-1} к значению $0,7 \text{ с}^{-1}$ ошибка $\langle \delta g_1 \rangle$ в случае (2.20) в 1,55 раза меньше, чем в случае (2.17).

Таким образом, предлагаемое устройство системы коррекции, реализация которого может быть выполнена в соответствии с рис. 2.9 при $W_4(p) = \frac{T_4 \cdot p/l + 1}{T_4 \cdot p + 1}$, позволяет повысить точность измерения ускорения силы тяжести гиросtabilизированным гравиметром.

2.4. Алгоритмы цифрового управления гиросtabilизатором

С целью разработки алгоритмов цифрового управления ГС приведем структурную схему системы коррекции, представленную в виде типовых звеньев (рис. 2.13). Такая структура удобна для описания промежуточных переменных и представления процесса управления в цифровой форме.

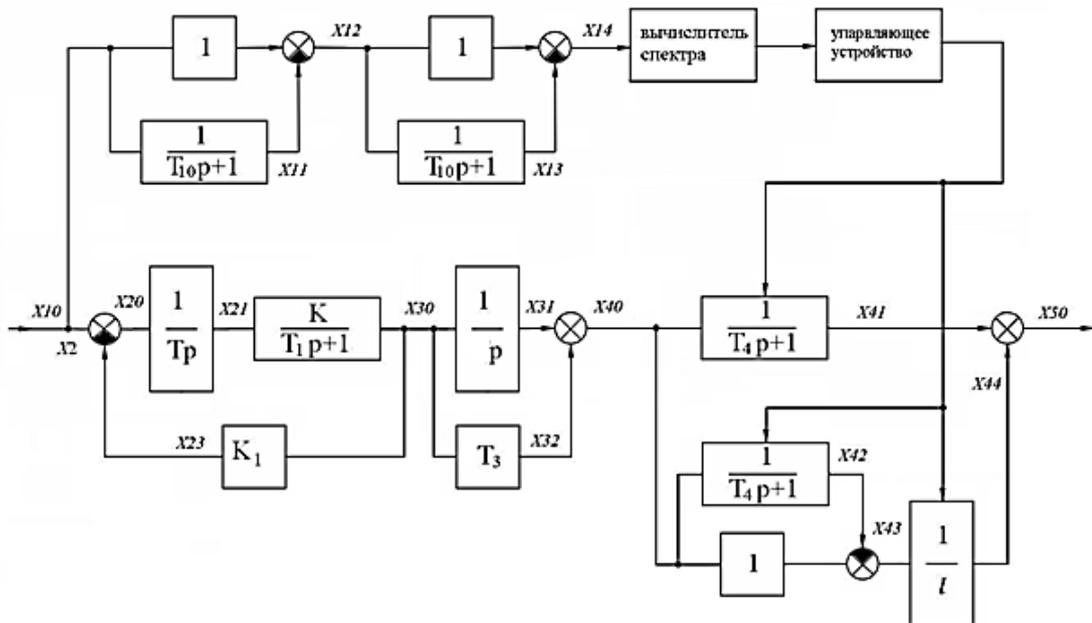


Рис. 2.13. Структурная схема системы коррекции ГС морского гравиметра с самонастройкой параметров

Блок схема алгоритма цифрового управления представлена на рис. 2.14.

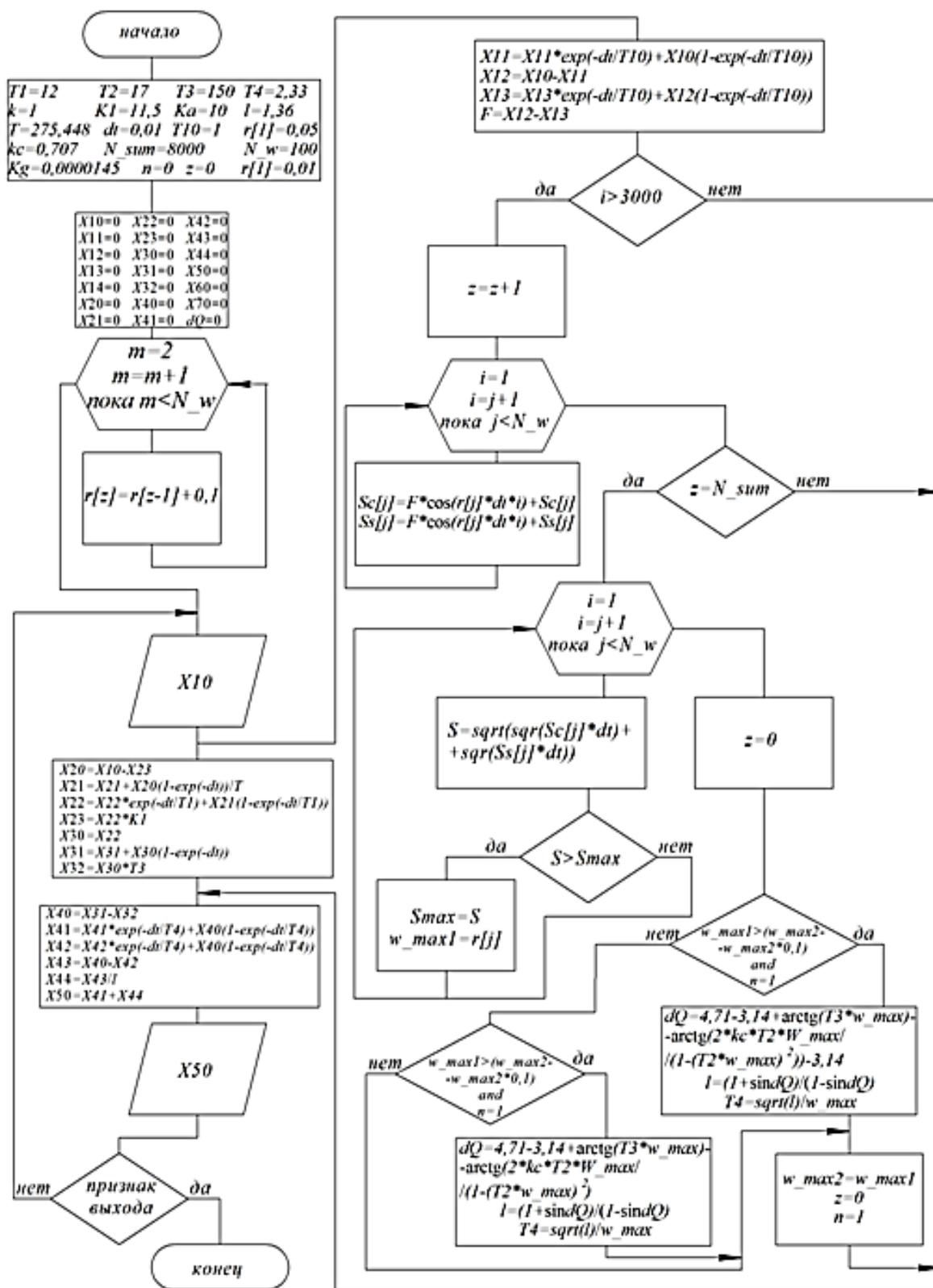


Рис. 2.14. Блок - схема алгоритма управления ГС

Описание алгоритма цифрового управления [93, 94].

1. В начале программы устанавливаются значения различных параметров и коэффициентов, исходя из заданных требований к системе:

```

dt := 0.01;
T := 275.448;
T1 := 12;
T2 := 17;
T3 := 150;
T10 := 10;
k := 1;
K1 := 11.5;
l := 1.36;
Ka = 10;
kc := 0.707.

```

2. Затем обнуляются начальные значения переменных, используемых в программе:

```

X10 := 0,      X11 := 0,
X12 := 0,      X13 := 0,
X14 := 0,      X20 := 0,
X21 := 0,      X211 := 0,
X22 := 0,      X23 := 0,
X30 := 0,      X31 := 0,
X32 := 0,      X40 := 0,
X41 := 0,      X42 := 0,
X43 := 0,      X44 := 0,
X50 := 0,      X60 := 0,
X70 := 0,      dQ := 0.

```

3. Сигнал с акселерометра подается на вход колебательного звена:

```

X10 := dX * Ka;
X20 := X10 - X23;
X21 := X21 + X20 * (1 - exp(-dt)) / T;
X22 := X22 * exp(-dt / T1) + X21 * (1 - exp(-dt / T1));
X23 := X22 * K1.

```

4. Сигнал с выхода колебательного звена подается на вход изодромного звена:

```

X30 := X22;
X31 := X31 + X30 * (1 - exp(-dt));
X32 := X30 * T3;
X40 := X31 + X32.

```

5. Далее сигнал подается на дополнительное звено, представляющее собой комбинацию аperiodического звена первого порядка и форсирующего звена первого порядка. Параметры l и T_4 являются переменными и определяются в блоке управления.

```

X41 := X41 * exp(-dt / T4) + X40 * (1 - exp(-dt / T4));
X42 := X42 * exp(-dt / T4) + X40 * (1 - exp(-dt / T4));
X43 := X40 - X42;

```

$X_{44} := X_{43} / l;$
 $X_{50} := X_{41} + X_{44}.$

6. Для определения преобладающей частоты качки, сигнал с выхода акселерометра подается на фильтр низких частот, который выделяет высокочастотную составляющую сигнала, что позволяет производить вычисления, не дожидаясь окончания переходного процесса в системе:

$X_{11} := X_{11} * \exp(-dt / T_{10}) + X_{10} * (1 - \exp(-dt / T_{10}));$
 $X_{12} := X_{10} - X_{11};$
 $X_{13} := X_{13} * \exp(-dt / T_{10}) + X_{12} * (1 - \exp(-dt / T_{10}));$
 $X_{14} := X_{12} - X_{13};$
 $F := X_{14}.$

Для повышения точности определения преобладающей частоты качки вводится задержка в 30 секунд.

Значение счетчика увеличивается на единицу.

Затем в цикле для заданного количества частот вычисляется текущее значение действительной и мнимой составляющей и суммируется с уже накопленным значением:

$Sc[j] = F \cdot \cos(r[j]) \cdot dt \cdot i + Sc[j];$
 $Ss[j] = F \cdot \sin(r[j]) \cdot dt \cdot i + Ss[j].$

Для определения новых значений параметров l и T_4 используется цикл, перед началом которого происходит обнуление переменных S_{max} и r_{max} , которые определяют максимальную амплитуду и преобладающую частоту входного сигнала. Этот цикл выполняется при условии, что накоплена необходимая сумма значений, которая определяется счетчиком z .

Преобладающая частота спектра определяется по формуле:

$$S = \sqrt{((Sc[j]) \cdot dt)^2 + ((Ss[j]) \cdot dt)^2}.$$

После чего переменной S_{max} присваивается максимальное значение амплитуды, а переменной w_{max} присваивается значение преобладающей частоты. Для автоматического определения необходимого момента времени переключения параметров вводятся пороговые условия.

При условии, что новое значение преобладающей частоты больше или меньше по модулю на заданную величину предыдущего значения, происходит вычисление новых параметров l и T_4 :

$$dQ = 4,71 - 3,14 + \arctg(T3 \cdot w_max) - \arctg\left(\frac{2 \cdot kc \cdot T2 \cdot w_max}{1 - (T2 \cdot w_max)^2}\right) - 3,14;$$

$$l = (1 + \sin dQ) / (1 - \sin dQ);$$

$$T4 = \sqrt{l} / (w_max).$$

Обнуляется счетчик $z:=0$.

Таким образом, в работе описана технология цифровой реализации адаптивной схемы акселерометрической коррекции ГС гравиметрического комплекса. Разработан алгоритм цифрового управления ГС с самонастройкой параметров системы коррекции. В системе применен вычислитель спектра с обнулением информационного массива после каждого интервала наблюдения, который не требует больших информационных ресурсов. Информация о значении преобладающей частоты качки имеется по завершении каждого интервала наблюдения. Реализована автоматическая процедура определения момента времени переключения параметров.

Программа, реализованная в соответствии с предложенным алгоритмом в среде Delphi, подтвердила его работоспособность и обеспечила требуемые режимы при управлении ГС.

2.5. Анализ эффективности применения акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с целью уменьшения систематической погрешности гравиметра из-за ускорений и наклонов основания в случае нерегулярной качки

Рассмотрим эффективность применения акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с целью уменьшения систематической погрешности гравиметра $\overline{W_{\xi\alpha}}$ из-за ускорений и наклонов основания в случае нерегулярной качки и действия составляющей линейного ускорения из-за орбитального движения [95]. Анализ совместного влияния ускорений и наклонов основания на точность измерений в динамике должен базироваться на исследовании зависимости для математического ожидания $\overline{W_{\xi\alpha}}$ при случайном характере возмущающего ускорения $W_{\xi}(t)$ [13]:

$$\overline{W_\xi \alpha} = \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{Re} W(j\omega) \cdot S_{W_\xi}(\omega) d\omega . \quad (2.21)$$

В этом случае необходимо располагать вероятностными характеристиками возмущающих ускорений в виде спектральных плотностей $S_{W_\xi}(\omega)$, а также передаточной функцией $W(p)$ ГС, предназначенного для стабилизации гравиметра. Рассмотрим следующий расчетный пример. Спектральную плотность составляющей линейного ускорения из-за орбитального движения определим как

$$S(\omega) = \frac{2A\mu}{\pi} \frac{b^2\omega^2}{\omega^4 + 2a\omega^2 + b^4}, \quad a = \mu^2 - \lambda^2, \quad b^2 = \mu^2 + \lambda^2.$$

Пусть числовые значения вероятностных характеристик орбитального движения судна равны: преобладающая частота колебаний $\lambda = 0,5\text{с}^{-1}$, коэффициент нерегулярности $\mu = 0,1\text{с}^{-1}$, $A = 0,8 \text{ м}^2/\text{с}^4$. График спектральной плотности составляющей линейного ускорения из-за орбитального движения представлен на рис.2.15. Согласно (2.21) определим величину

$$D_1 = \overline{W_\xi \alpha} = \int_{0,2}^{1,5} \operatorname{Re} W_2(j\omega) \cdot S_{W_\xi}(\omega) d\omega \quad (2.22)$$

для случая ГС с акселерометрической коррекцией и самонастройкой параметров с применением в качестве дополнительного звена комбинации аperiodического и форсирующего звеньев первого порядка. Здесь $W_2(j\omega)$ определяется в соответствии с передаточной функцией (2.20). Вычисления показывают, что величина $D_1 = -0,023\text{мГал}$.

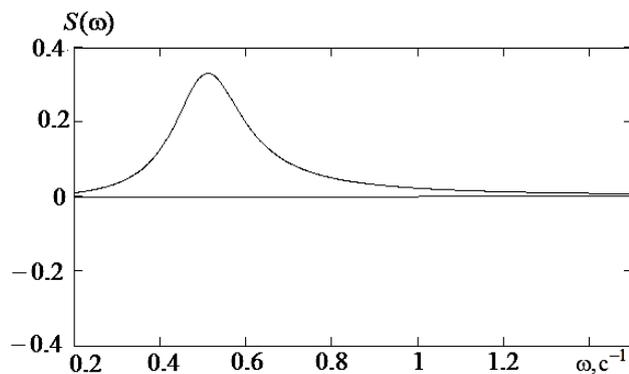


Рис. 2.15. График спектральной плотности составляющей линейного ускорения из-за орбитального движения

Определим величину

$$D_2 = \overline{W_\xi \alpha} = \int_{0,2}^{1,5} \operatorname{Re} W_1(j\omega) \cdot S_{W_\xi}(\omega) d\omega \quad (2.23)$$

для случая ГС с акселерометрической коррекцией и самонастройкой параметров с применением в качестве дополнительного звена апериодического звена первого порядка. Вычисления показывают, что величина $D_2 = -0,029$ мГал. Здесь $W_1(j\omega)$ определяется в соответствии с передаточной функцией (2.17).

Определим величину

$$D_3 = \overline{W_\xi \alpha} = \int_{0,2}^{1,5} \operatorname{Re} W_3(j\omega) \cdot S_{W_\xi}(\omega) d\omega \quad (2.24)$$

для случая ГС с акселерометрической коррекцией без самонастройки параметров. Передаточная функция ГС в этом случае запишется

$$W_3(p) = \frac{\alpha(p)}{W_\xi(p)} = \frac{T_3 p + 1}{g \left(\frac{T_2^2}{K_0 g} p^4 + \frac{2\xi_2 T_2}{K_0 g} p^3 + \frac{1}{K_0 g} p^2 + T_3 p + 1 \right)}. \quad (2.25)$$

Числовые значения параметров системы: $K_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$, $\xi_2 = 0,707$, $T_3 = 150$ с, $T_2 = 17$ с. Вычисления показывают, что величина $D_3 = -0,102$ мГал. На рис. 2.16 изображены графики подинтегральных выражений (2.22), (2.23), (2.24) соответственно сплошной, штриховой и пунктирной линиями.

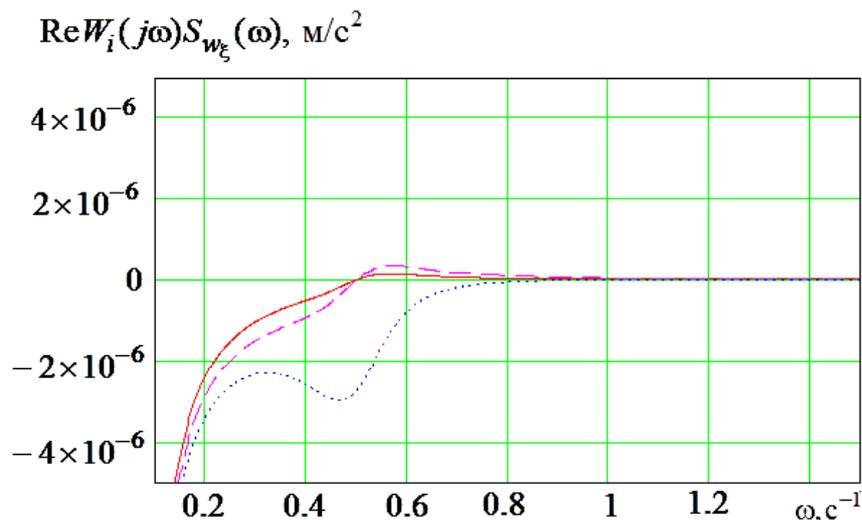


Рис. 2.16. Погрешности гиросtabilизированного гравиметра

Проведенный анализ доказывает высокую эффективность применения акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с целью уменьшения систематической погрешности гравиметра из-за ускорений и наклонов основания. При использовании системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением дополнительного апериодического звена первого порядка при нерегулярной качке погрешность уменьшается в 3,5 раза по сравнению с системой акселерометрической коррекции без самонастройки параметров. В случае использования системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением комбинации апериодического и форсирующего звеньев первого порядка в качестве дополнительного звена при нерегулярной качке погрешность уменьшается в 4,43 раза по сравнению с системой акселерометрической коррекции без самонастройки параметров.

2.6. Система для морских гравиметрических измерений повышенной точности с самонастройкой параметров

На рис. 2.17 приведена структурная схема ГС морского гравиметра повышенной точности с самонастройкой параметров [96,97,98,99]. Применим в каждом канале системы коррекции (СК) звено с передаточной функцией

$$W_4(p) = \frac{\left(\frac{T_4}{l} p + 1\right)(T_5 p + 1)\left(\frac{T_7}{l_2} p + 1\right)(T_8 p + 1)}{(T_4 p + 1)(T_6 p + 1)(T_7 p + 1)(T_9 p + 1)}, \quad (2.26)$$

где $T_4, l, T_5, T_6, T_7, l_2, T_8, T_9$ - параметры передаточной функции $W_4(p)$.

Передаточная функция одного канала ГС с предлагаемой системой коррекции имеет вид:

$$W(p) = \alpha(p) / W_n(p) = W_p(p) / (1 + gW_p(p)), \quad (2.27)$$

где

$$W_p(p) = \frac{K_0(T_3 p + 1)\left(\frac{T_4}{l} p + 1\right)(T_5 p + 1)\left(\frac{T_7}{l_2} p + 1\right)(T_8 p + 1)}{(T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1)(T_4 p + 1)(T_6 p + 1)(T_7 p + 1)(T_9 p + 1)p^2}. \quad (2.28)$$

На рисунке 2.17 введены обозначения: $\alpha(p)$, $\beta(p)$ – погрешность стабилизации по первому и второму каналам системы соответственно, ω_{x2} – абсолютная угловая скорость СП относительно оси перпендикулярной ее плоскости, W_η, W_ξ – горизонтальные ускорения качки, K_A – коэффициент передачи акселерометра, K_Γ – коэффициент передачи гироскопа по управляющему воздействию, g – ускорение силы тяжести, T_2, T_3, K_2, ξ_2 – параметры корректирующего устройства, $\Omega_1(p), \Omega_2(p)$ – угловые скорости системы отсчета по первому и второму каналам системы коррекции, $K_{\text{дус}}$ – коэффициент передачи датчика угловой скорости.

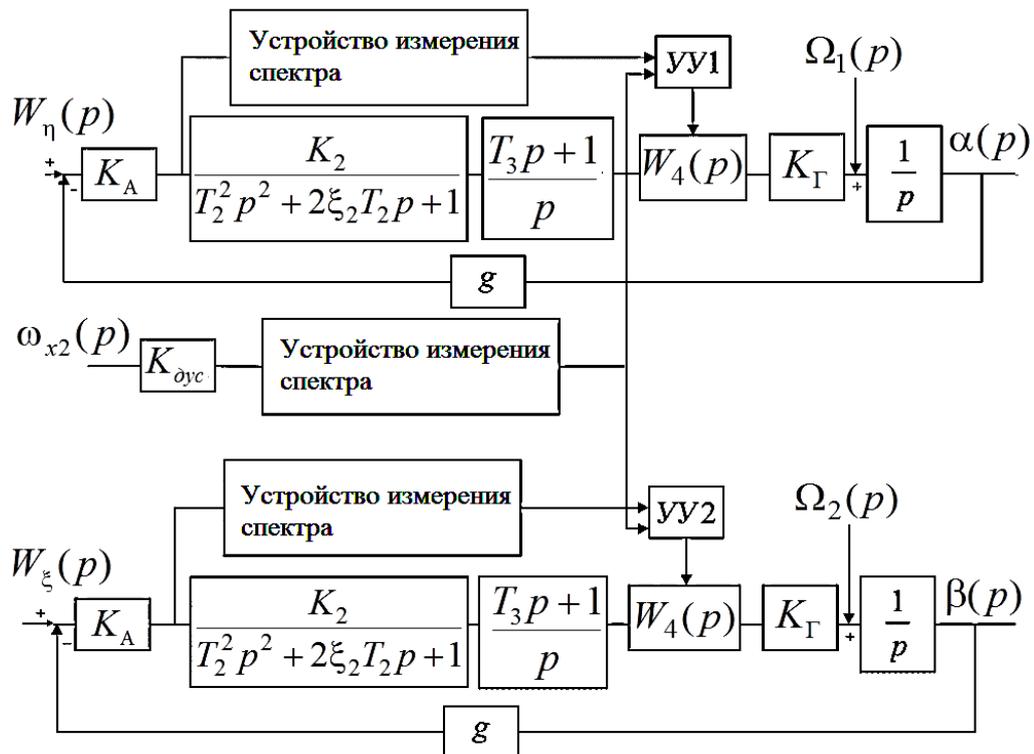


Рис.2.17. Структурная схема системы коррекции ГС морского гравиметра повышенной точности с самонастройкой параметров

Сигнал с выхода акселерометра по каждому из двух каналов поступает на вход соответствующего устройства измерения спектра (УИС), в которых определяется преобладающие частоты качки ω_{K1}, ω_{K2} . Кроме того сигнал с выхода датчика угловой скорости, ось чувствительности которого перпендикулярна плоскости СП, поступает на вход УИС, в котором определяется

преобладающая частота качки ω_{K3} . Результирующее горизонтальное ускорение, обусловленное качкой и орбитальным движением судна, измеряемое акселерометром первого канала СК, имеет следующие составляющие первого приближения: $\ddot{\eta}$ – линейное ускорение орбитального движения центра тяжести судна, $v\dot{\phi}$ – ускорение, обусловленное рысканием и наличием хода судна (v – скорость движения судна, $\dot{\phi}$ – угловая скорость рыскания судна), $x\cdot\ddot{\phi}$ – ускорение, обусловленное рысканием судна (x – координата места установки прибора на судне в продольном направлении, $\ddot{\phi}$ – угловое ускорение рыскания судна), $z\cdot\ddot{\theta}$ – ускорение, обусловленное бортовой качкой судна (z – координата места установки прибора на судне в направлении перпендикулярном к плоскости палубы судна, $\ddot{\theta}$ – угловое ускорение бортовой качки судна). Результирующее горизонтальное ускорение, обусловленное качкой и орбитальным движением судна, измеряемое акселерометром второго канала системы коррекции, имеет следующие составляющие первого приближения: $\ddot{\xi}$ – линейное ускорение орбитального движения центра тяжести судна, $y\cdot\ddot{\phi}$ – ускорение, обусловленное рысканием судна (y – координата места установки прибора на судне в поперечном направлении), $z\cdot\ddot{\psi}$ – ускорение, обусловленное килевой качкой судна ($\ddot{\psi}$ – угловое ускорение килевой качки судна). Преобладающая частота ω_{K1} результирующего горизонтального ускорения, измеряемого акселерометром первого канала системы коррекции, соответствует преобладающей частоте линейного ускорения орбитального движения центра тяжести судна $\ddot{\eta}$ или преобладающей частоте ускорения, обусловленного бортовой качкой $-z\cdot\ddot{\theta}$. Преобладающая частота ω_{K2} горизонтального ускорения, измеряемого акселерометром второго канала СК, соответствует преобладающей частоте линейного ускорения орбитального движения центра тяжести судна $\ddot{\xi}$ или преобладающей частоте ускорения, обусловленного килевой качкой $z\cdot\ddot{\psi}$. Преобладающая частота ω_{K3} составляющих результирующего горизонтального ускорения качки, обусловленных рысканием судна $x\cdot\ddot{\phi}$, $y\cdot\ddot{\phi}$ и составляющей, обусловленной рысканием и наличием хода судна $v\dot{\phi}$ лежит в низкочастотной

области и по величине значительно меньше преобладающих частот ω_{K1}, ω_{K2} . Устройство управления (УУ) изменяет постоянные времени $T_4, T_5, T_6, T_7, T_8, T_9$ и переменные параметры l, l_2 с учетом изменения орбитального движения, килевой, бортовой качки и рыскания судна в соответствии с условиями самонастройки. Погрешности измерения ускорения силы тяжести на частоте ω_{K3} превалируют. Систематическая составляющая погрешности измерения ускорения силы тяжести из - за совместного влияния составляющей горизонтального ускорения, обусловленной рысканием судна и наклоном СП в случае нерегулярной качки определяется по формуле

$$W_{\eta_1} \overline{\alpha_1} = \int_{-\infty}^{+\infty} Re W(j\omega) S_{w_{\eta_1}}(\omega) d\omega. \quad (2.29)$$

Спектральная плотность горизонтального ускорения, обусловленного рысканием судна, имеет вид

$$S_{w_{\eta_1}}(\omega) = \frac{2A_{\varphi} \mu_{\varphi} x^2}{\pi} \frac{b_{\varphi}^2 \omega^4}{\omega^4 + 2a_{\varphi} \omega^2 + b_{\varphi}^4},$$

где A_{φ} – дисперсия углов рыскания, μ_{φ} – коэффициент нерегулярности, $b_{\varphi}^2 = \mu_{\varphi}^2 + \omega_{\xi_3}^2$, $a_{\varphi} = \mu_{\varphi}^2 - \omega_{\xi_3}^2$. Систематическая составляющая погрешности измерения ускорения силы тяжести из - за совместного влияния составляющей горизонтального ускорения, обусловленной рысканием и наличием хода корабля и наклоном СП определяется по формуле

$$W_{\eta_2} \overline{\alpha_2} = \int_{-\infty}^{+\infty} Re W(j\omega) S_{w_{\eta_2}}(\omega) d\omega. \quad (2.30)$$

Спектральная плотность горизонтального ускорения, обусловленного рысканием и наличием хода судна, имеет вид:

$$S_{w_{\eta_2}}(\omega) = \frac{2A_{\varphi} \mu_{\varphi} v^2}{\pi} \frac{b_{\varphi}^2 \omega^2}{\omega^4 + 2a_{\varphi} \omega^2 + b_{\varphi}^4},$$

где v – скорость хода судна. При числовых значениях параметров каналов предлагаемого устройства системы коррекции $K_0 = K_A \cdot K_2 \cdot K_T = 1,3 \cdot 10^{-5}$, $\xi_2 = 0,707$, $T_3 = 150$ с, $T_2 = 17$ с и параметрах $T_4 = 7,033528662$ с, $l = 2,160922022$,

$T_5=1,083643444с$, $T_6=0,922812762с$, $T_7=4,941269339с$, $l_2=1,066521529$,
 $T_8=1,012982185с$, $T_9=0,987184193с$, которые определены на основании критериев
самонастройки (2.31-2.34), значение ФЧХ передаточной функции ГС становится
не только точно равным -270° на частотах ω_{K1}, ω_{K2} (для второго канала
системы в соотношениях (2.31-2.34) необходимо произвести замену параметра
 ω_{K1} на ω_{K2}), но и с высокой точностью стремится к -270° на частоте качки ω_{K3}
(рисунок 2.18) в отличие от ГС с самонастройкой параметров, рассмотренного в
предыдущих разделах.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta Q_1 = -90^\circ + \operatorname{arctg}(T_3 \omega_{K3}) - \operatorname{arctg}\left(\frac{2\xi_2 T_2 \omega_{K3}}{1 - (T_2 \omega_{K3})^2}\right) \\ l = \frac{1 + \sin|\Delta Q_1|}{1 - \sin|\Delta Q_1|}, \\ T_4 = \frac{1}{\omega_{K3}} \sqrt{l}. \end{array} \right. \quad (2.31)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta Q_2 = -90^\circ + \operatorname{arctg}(T_3 \omega_{K1}) - \operatorname{arctg}\left(\frac{2\xi_2 T_2 \omega_{K1}}{1 - (T_2 \omega_{K1})^2}\right) - \\ - \operatorname{arctg}(T_4 \omega_{K1}) + \operatorname{arctg}\left(\frac{T_4}{l} \omega_{K1}\right) \\ l_1 = \frac{1 + \sin|\Delta Q_2|}{1 - \sin|\Delta Q_2|}, \\ T_5 = \frac{1}{\omega_{K1}} \sqrt{l_1}, \\ T_6 = \frac{T_5}{l_1}. \end{array} \right. \quad (2.32)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta Q_3 = -90^\circ + \operatorname{arctg}(T_3 \omega_{K3}) - \operatorname{arctg}\left(\frac{2\xi_2 T_2 \omega_{K3}}{1 - (T_2 \omega_{K3})^2}\right) - \\ - \operatorname{arctg}(T_4 \omega_{K3}) + \operatorname{arctg}\left(\frac{T_4}{l} \omega_{K3}\right) - \operatorname{arctg}(T_6 \omega_{K3}) + \\ + \operatorname{arctg}(T_5 \omega_{K3}), l_2 = \frac{1 + \sin|\Delta Q_3|}{1 - \sin|\Delta Q_3|}, T_7 = \frac{1}{\omega_{K1}} \sqrt{l_2}. \end{array} \right. \quad (2.33)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \Delta Q_4 = -90^\circ + \operatorname{arctg}(T_3 \omega_{K1}) - \operatorname{arctg}\left(\frac{2\xi_2 T_2 \omega_{K1}}{1 - (T_2 \omega_{K1})^2}\right) - \\
 - \operatorname{arctg}(T_4 \omega_{K1}) + \operatorname{arctg}\left(\frac{T_4}{l} \omega_{K1}\right) - \operatorname{arctg}(T_6 \omega_{K1}) + \\
 + \operatorname{arctg}(T_5 \omega_{K1}) - \operatorname{arctg}(T_7 \omega_{K1}) + \operatorname{arctg}\left(\frac{T_7}{l_2} \omega_{K1}\right) \\
 l_3 = \frac{1 + \sin|\Delta Q_4|}{1 - \sin|\Delta Q_4|}, \\
 T_8 = \frac{1}{\omega_{K1}} \sqrt{l_3}, \\
 T_9 = \frac{T_8}{l_3}.
 \end{array} \right. \quad (2.34)$$

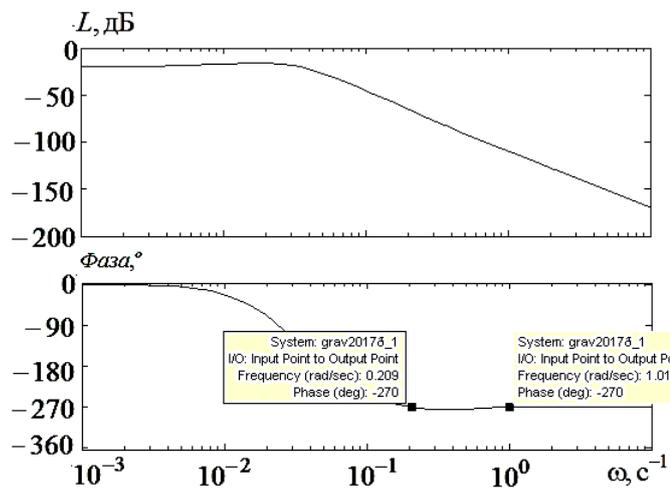


Рис.2.18. Логарифмические амплитудно - фазовые частотные характеристики

Рассмотрим следующий расчетный пример. При $\omega_{K1} = 1 \text{ c}^{-1}$, $\omega_{K3} = 0,209 \text{ c}^{-1}$ (и для значений параметров спектральной плотности горизонтального ускорения $A_\phi = 0,000847 \text{ рад}^2$, $\mu_\phi = 0,03 \text{ c}^{-1}$, $x = 10 \text{ м}$, $v = 10 \text{ м/с}$ погрешности составили $W_{\eta 1} \overline{\alpha}_1 = -0,000337 \text{ мГал}$, $W_{\eta 2} \overline{\alpha}_2 = -0,058 \text{ мГал}$. Графики подинтегральных выражений (2.29) в случае использования ГС с передаточной функцией (2.20) (кривая 1) и ГС с рассматриваемым в данном разделе устройством системы коррекции с передаточной функцией (2.28) (кривая 2) приведены на рисунке 2.19. Графики подинтегральных выражений (2.30) в случае использования ГС с

передаточной функцией (2.23) (кривая 1) и ГС с рассматриваемым в данном разделе устройством системы коррекции (2.28) (кривая 2) приведены на рисунке 2.20. Проведенные расчеты показывают, что величина погрешности $\overline{W_{\eta_1}\alpha_1}$ системы повышенной точности уменьшается в 9,427; а величина погрешности $\overline{W_{\eta_2}\alpha_2}$ уменьшается в 2,36 по сравнению с ГС с передаточной функцией (2.20).

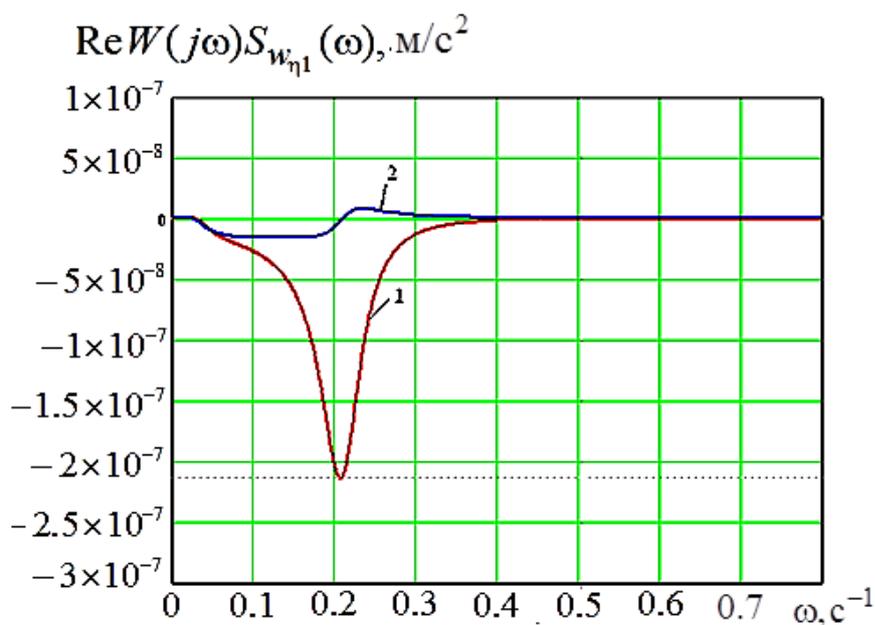


Рис. 2.19. Погрешности гиросtabilизированного гравиметра

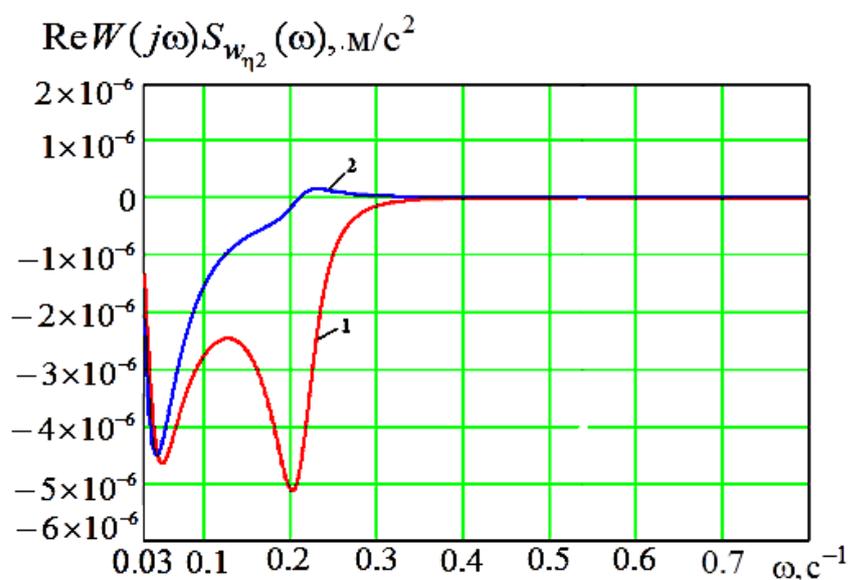


Рис. 2.20. Погрешности гиросtabilизированного гравиметра

Выводы по главе 2

1. Разработаны и исследованы структуры построения и математические модели схем акселерометрической коррекции индикаторного гиросtabilизатора морского гравиметра с самонастройкой параметров. Сигнал с выхода датчиков гиросtabilизатора (двух акселерометров и датчика угловой скорости, ось чувствительности которого перпендикулярна плоскости стабилизируемой площадки с гравиметром) подается на вход устройств измерения спектра, характеристики которых определяются интегральным преобразованием Фурье временного сигнала в его частотный спектр. В спектре определяются частоты качки (преобладающие частоты), где спектр имеет преобладающее значение амплитуды. В соответствии с полученными значениями частот качки управляющее устройство изменяет параметры дополнительных динамических звеньев системы коррекции таким образом, чтобы обеспечить фазовый сдвиг между горизонтальными ускорениями и отклонением платформы точно равным -270 град на преобладающих частотах качки.

2. Предложены различные структурные решения построения схем акселерометрической коррекции гиросtabilизатора с самонастройкой параметров (с дополнительным аperiodическим звеном первого порядка, с применением комбинации аperiodического и форсирующего звеньев первого порядка, с применением дополнительного интегро - дифференцирующего звена четвертого порядка с рекуррентной процедурой настройки его параметров), получены соответствующие критерии самонастройки и исследованы особенности функционирования системы.

3. Предлагаемые схемы акселерометрической коррекции являются новыми и оригинальными и обеспечивают отсутствие погрешности $\langle \delta g_1 \rangle$ ($\langle \delta g_1 \rangle$ – среднее за период качки значение погрешности гравиметра из-за ускорений и наклонов стабилизированной площадки) на преобладающих частотах качки, пренебрежимо малое значение погрешности $\langle \delta g_2 \rangle$ ($\langle \delta g_2 \rangle$ – среднее за период качки значение погрешности гравиметра, обусловленное наклонами стабилизированной площадки), отсутствие погрешности по скорости,

статической погрешности из-за постоянных возмущающих моментов, действующих по оси прецессии гироскопа и малое время переходного процесса.

3. Предлагаемый подход в случае применения системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров и применением дополнительного интегро-дифференцирующего звена четвертого порядка обеспечивает отсутствие систематических погрешностей гиростабилизированного гравиметра от составляющих горизонтального ускорения с различными значениями преобладающей частоты качки, обусловленных не только линейными ускорениями орбитального движения центра тяжести судна, бортовой качкой, килевой качкой, но и рысканием и наличием хода судна, рысканием при установке гравиметра на некотором расстоянии от центра тяжести судна в условиях изменяющейся нерегулярной качки судна.

4. Обеспечены минимальные значения погрешности измерения $\langle \delta g_1 \rangle$ при изменении преобладающей частоты качки, в течении интервала времени, необходимого для самонастройки устройства системы коррекции и неточности при определении истинного значения преобладающей частоты качки.

5. Разработан алгоритм цифрового управления гиростабилизированной платформой с самонастройкой параметров системы коррекции и технология цифровой реализации адаптивной схемы акселерометрической коррекции гиростабилизатора гравиметрического комплекса. В системе применен вычислитель спектра с обнулением информационного массива после каждого интервала наблюдения, который не требует больших информационных ресурсов. Информация о значении преобладающей частоты качки имеется по завершении каждого интервала наблюдения. Реализована автоматическая процедура определения момента времени переключения параметров. Программа, реализованная в соответствии с предложенным алгоритмом в среде Delphi, подтвердила его работоспособность и обеспечила требуемые режимы при управлении ГС.

6. Проведенный анализ динамики системы доказывает высокую эффективность применения акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с целью уменьшения систематической погрешности гравиметра из-за ускорений и

наклонов основания. При использовании системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением дополнительного апериодического звена первого порядка при нерегулярной качке, обусловленной орбитальным движением центра масс, бортовой и килевой качкой судна погрешность уменьшается в 3,5 раза по сравнению с системой акселерометрической коррекции без самонастройки параметров. В случае использования системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением комбинации апериодического и форсирующего звеньев первого порядка в качестве дополнительного звена при нерегулярной качке погрешность уменьшается в 4,43 раза по сравнению с системой акселерометрической коррекции без самонастройки параметров.

7. Применение системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров и дополнительным звеном четвертого порядка с рекуррентной процедурой настройкой его параметров при нерегулярной качке уменьшает погрешность обусловленную рысканием судна в 9,4 раза и уменьшает в 2,36 раза погрешность обусловленную рысканием и наличием хода судна по сравнению с системой акселерометрической коррекции с применением комбинации апериодического и форсирующего звеньев первого порядка в качестве дополнительного звена.

ГЛАВА 3. ГИРОСТАБИЛИЗАТОР МОРСКОГО ГРАВИМЕТРА С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Совершенствование ГС возможно не только при использовании новых чувствительных и исполнительных элементов повышенной точности [102, 103], но и за счет использования метода комбинированного управления [16, 104], включая компенсацию возмущающих воздействий, исследования различных структурных решений при построении каналов компенсации возмущающих воздействий, получения соотношений для выбора параметров каналов компенсации возмущений, обеспечивающих их эффективное функционирование. Эта задача особенно актуальна в условиях повышенного уровня возмущений, когда не удастся добиться требуемых точностных показателей стабилизации полезной нагрузки в пространстве путем увеличения коэффициента усиления по контуру в замкнутой системе управления по отклонению, величина которого ограничена условиями устойчивости замкнутой системы.

ГС с комбинированным управлением представляет собой объединение в одну систему замкнутой системы управления по отклонению и разомкнутой системы управления по возмущающему воздействию. Принцип компенсации возмущений позволяет существенно повысить точность стабилизации за счет использования информации о внешней ситуации [105, 106, 107].

3.1. Функциональная схема гиростабилизатора с комбинированным управлением

Рассмотрим функциональную схему контуров стабилизации ГС с комбинированным управлением [108], работающего в условиях трехкомпонентной качки основания (рисунок 3.1). Для формирования компенсирующих сигналов используется информация с дополнительных датчиков угловой скорости (ДУС) и углового ускорения (ДУУ), установленных на основании и наружной раме ГС. Актуальной является задача выбора структуры и параметров схемы компенсации возмущений, при которых обеспечивается лучшее качество компенсации внешних возмущений, а следовательно повышение точности стабилизации.

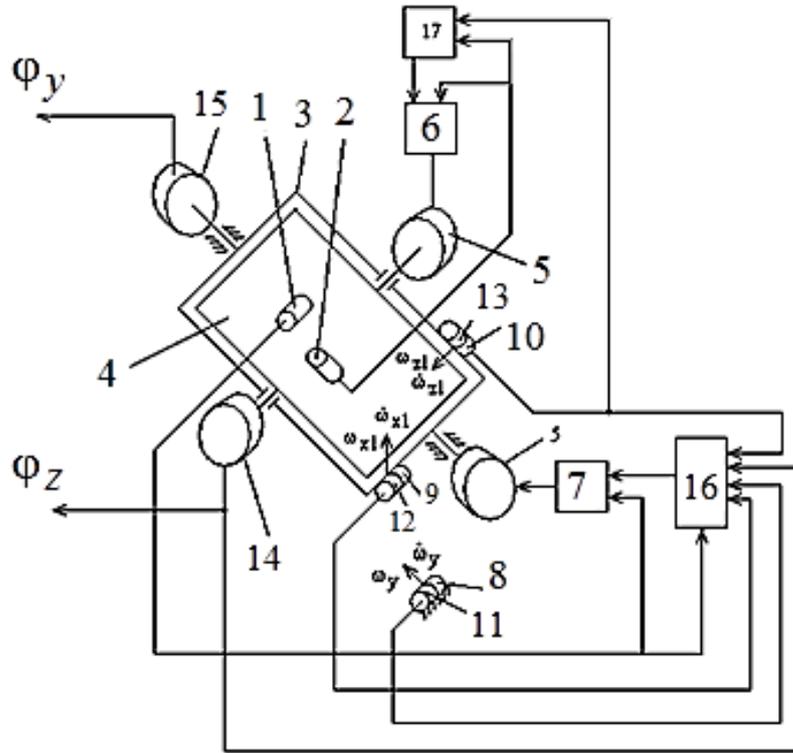


Рис.3.1. Функциональная схема контуров стабилизации ГС с комбинированным управлением: 1,2 – ДУС контуров стабилизации платформы относительно осей y_2, z_2 , 3 – наружная рама ГС, 4 – стабилизируемая платформа, 5 – исполнительные двигатели (датчики моментов), 6,7 – усилители, 8,9,10 – ДУС каналов компенсации возмущений, 11,12,13 – ДУУ каналов компенсации возмущений, 14,15 – датчики углов, 16,17 – вычислители компенсирующих сигналов

3.2. Математическая модель гиросtabilизатора с комбинированным управлением

Математическая модель контуров стабилизации двухосного ГС с комбинированным управлением имеет вид (3.1) [108]. В уравнениях (3.1) проекции абсолютной угловой скорости основания на его главные оси обозначены $\omega_x, \omega_y, \omega_z$, где система координат $x_0 y_0 z_0$ жестко связанная с основанием. Положение осей СП с установленной на ней гравиметрической аппаратурой $x_2 y_2 z_2$ относительно $x_0 y_0 z_0$ задано углами φ_y, φ_z . $\omega_{x2}, \omega_{y2}, \omega_{z2}$ – проекции абсолютной угловой скорости платформы.

$$\begin{aligned}
& (J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_z - M_{ds1} = \\
& -(J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z - (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_z + M_{bn1} + b_1 \omega_y - \\
& - b_1 (\omega_x \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_z \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z) - J_{y1} (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_x \cos \varphi_y - \omega_z \sin \varphi_y) - \\
& (J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1} - (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z - (J_x + J_{y1}) (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z \\
& + \omega_{y2} \sin \varphi_z), \\
& J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds} = M_{bn2} - b_2 (-\omega_z \cos \varphi_y - \omega_x \sin \varphi_y) - (J_y - J_x) \omega_{x2} \omega_{y2}, \\
& \alpha = \int_0^t \omega_{y2} dt, \quad \beta = \int_0^t \omega_{z2} dt, \\
& U_{\dot{\varphi}_{y1}}(p) = K_{\dot{\varphi}_{y1}} \omega_{y2}(p) / (T_{\dot{\varphi}_{y1}}^2 p^2 + 2\xi_{\dot{\varphi}_{y1}} T_{\dot{\varphi}_{y1}} p + 1), \\
& U_{\dot{\varphi}_{y2}}(p) = K_{\dot{\varphi}_{y2}} \omega_{z2}(p) / (T_{\dot{\varphi}_{y2}}^2 p^2 + 2\xi_{\dot{\varphi}_{y2}} T_{\dot{\varphi}_{y2}} p + 1), \\
& U_1(p) = K_{ym1} W_{kz1}(p) U_{\dot{\varphi}_{y1}}(p), \quad U_2(p) = K_{ym2} W_{kz2}(p) U_{\dot{\varphi}_{y2}}(p), \\
& U_3(p) = \omega_y(p) \left(\frac{K_{\dot{\varphi}_{y(y)}} p}{T_{\dot{\varphi}_{y(y)}}^2 p^2 + 2\xi_{\dot{\varphi}_{y(y)}} T_{\dot{\varphi}_{y(y)}} p + 1} + \frac{K_{\dot{\varphi}_{y(y)}}}{T_{\dot{\varphi}_{y(y)}}^2 p^2 + 2\xi_{\dot{\varphi}_{y(y)}} T_{\dot{\varphi}_{y(y)}} p + 1} \right) W_{kz3}(p) K_3, \quad K_3 = b_1, \\
& U_4(p) = \omega_{x1}(p) \left(\frac{K_{\dot{\varphi}_{y(x1)}} p}{T_{\dot{\varphi}_{y(x1)}}^2 p^2 + 2\xi_{\dot{\varphi}_{y(x1)}} T_{\dot{\varphi}_{y(x1)}} p + 1} + \frac{K_{\dot{\varphi}_{y(x1)}}}{T_{\dot{\varphi}_{y(x1)}}^2 p^2 + 2\xi_{\dot{\varphi}_{y(x1)}} T_{\dot{\varphi}_{y(x1)}} p + 1} \right) W_{kz4}(p) K_4, \quad K_4 = b_1 \operatorname{tg} \varphi_z, \\
& U_5(p) = \omega_{x1}(p) \left(\frac{K_{\dot{\varphi}_{y(x1)}} p}{T_{\dot{\varphi}_{y(x1)}}^2 p^2 + 2\xi_{\dot{\varphi}_{y(x1)}} T_{\dot{\varphi}_{y(x1)}} p + 1} \right) W_{kz5}(p) K_5, \quad K_5 = (J_x + J_{y1}) \operatorname{tg} \varphi_z, \\
& U_6(p) = \omega_{z1}(p) \left(\frac{K_{\dot{\varphi}_{y(z1)}} p}{T_{\dot{\varphi}_{y(z1)}}^2 p^2 + 2\xi_{\dot{\varphi}_{y(z1)}} T_{\dot{\varphi}_{y(z1)}} p + 1} + \frac{K_{\dot{\varphi}_{y(z1)}}}{T_{\dot{\varphi}_{y(z1)}}^2 p^2 + 2\xi_{\dot{\varphi}_{y(z1)}} T_{\dot{\varphi}_{y(z1)}} p + 1} \right) W_{kz6}(p) K_6, \quad K_6 = b_2, \\
& U_7(p) = U_1(p) + U_3(p) - U_4(p) - U_5(p), \quad U_8(p) = U_2(p) + U_6(p), \\
& T_{ds1} M_{ds1}(p) p + M_{ds1}(p) = K_{ds1} U_7(p), \quad T_{ds2} M_{ds2}(p) p + M_{ds2}(p) = K_{ds2} U_8(p), \\
& \omega_{z1} = \omega_z \cos \varphi_y + \omega_x \sin \varphi_y, \quad \omega_{x1} = \omega_x \cos \varphi_y - \omega_z \sin \varphi_y, \quad \omega_{y1} = \omega_{oy} + \dot{\varphi}_y, \\
& \omega_{x2} = \omega_x \frac{\cos \varphi_y}{\cos \varphi_z} - \omega_z \frac{\sin \varphi_y}{\cos \varphi_z} + \omega_{y2} \frac{\sin \varphi_z}{\cos \varphi_z}, \quad \dot{\varphi}_z = \omega_{z2} - \omega_z \cos \varphi_y - \omega_x \sin \varphi_y, \\
& \dot{\varphi}_y = \omega_{y2} / \cos \varphi_z + \omega_x \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_y - \omega_z \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z, \quad \varepsilon_{x1} = \dot{\omega}_{x1}, \\
& \omega_{y2} = \omega_{y1} \cos \varphi_z - \omega_{x1} \sin \varphi_z, \quad \omega_{z2} = \omega_{z1} + \dot{\varphi}_z.
\end{aligned} \tag{3.1}$$

С наружной рамой ГС связаны оси координат $x_1 y_1 z_1$. M_{ds1}, M_{ds2} – моменты, развиваемые исполнительными двигателями (датчиками момента) наружной рамы и платформы соответственно, M_{bn1}, M_{bn2} – возмущающие моменты относительно осей наружной рамы и платформы соответственно, J_x, J_y, J_z –

моменты инерции платформы относительно соответствующих осей; J_{x1}, J_{y1}, J_{z1} – моменты инерции наружной рамы относительно соответствующих осей; b_1, b_2 – удельные демпфирующие моменты относительно осей наружной рамы и платформы соответственно, K_{ymi} – коэффициент передачи усилителя контура стабилизации, K_{dsi} – коэффициент передачи датчиков момента (ДМ), $W_{kz1}(p), W_{kz2}(p)$ – передаточные функции корректирующих звеньев контуров стабилизации, p – оператор дифференцирования, T_{ds1}, T_{ds2} – электромагнитные постоянные времени датчиков момента; K_3, K_4, K_5, K_6 – коэффициенты передачи каналов компенсации возмущений, K_{dys1}, K_{dys2} – коэффициенты передачи ДУС контуров стабилизации платформы относительно осей y_2, z_2 соответственно, $W_{kz3}(p), W_{kz4}(p), W_{kz5}(p), W_{kz6}(p)$ – передаточные функции каналов компенсации возмущений, $K_{dyy(y)}, K_{dyy(x1)}, K_{dyy(z1)}, K_{dys(y)}, K_{dys(x1)}, K_{dys(z1)}$ – коэффициенты передачи дополнительных ДУУ и ДУС, оси чувствительности которых направлены вдоль осей oy, ox_1, oz_1 . T_{dys}, T_{dyy} – постоянные времени ДУС и ДУУ, ξ_{dyy}, ξ_{dys} – коэффициенты демпфирования собственных колебаний ДУУ и ДУС.

3.3. Передаточные функции каналов компенсации возмущающих моментов

Запишем передаточные функции каналов компенсации возмущающих моментов (ΔM_i – возмущающий момент после компенсации) в случае использования для измерения абсолютных угловых скоростей основания и наружной рамы ГС ДУС и ДУУ [108]. Передаточная функция канала компенсации составляющей момента сил вязкого трения $b_1\omega_y$ имеет вид:

$$W_1(p) = \frac{\Delta M_1(p)}{b_1\omega_y(p)} = 1 - \frac{K_{ds1}}{T_{ds1}p + 1} \left[\frac{K_{dys(y)}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} + \frac{K_{dyy(y)}p}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi_{dyy} T_{dyy} p + 1} \right] W_{kz3}(p). \quad (3.2)$$

Передаточная функция канала компенсации составляющей момента сил вязкого трения $b_1tg\varphi_z\omega_{x1}$ имеет вид:

$$W_2(p) = \frac{\Delta M_2(p)}{b_1tg\varphi_z\omega_{x1}(p)} = 1 - \frac{K_{ds1}}{T_{ds1}p + 1} \left[\frac{K_{dys(x1)}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} + \frac{K_{dyy(x1)}p}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi_{dyy} T_{dyy} p + 1} \right] W_{kz4}(p). \quad (3.3)$$

Передаточная функция канала компенсации составляющей момента сил вязкого трения $b_2\omega_{z1}$ имеет вид:

$$W_3(p) = \frac{\Delta M_3(p)}{b_2\omega_{z1}(p)} = 1 - \frac{K_{ds2}}{T_{ds2}p+1} \left[\frac{K_{dys(z1)}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} + \frac{K_{dyy(z1)}p}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi_{dyy} T_{dyy} p + 1} \right] \cdot W_{kz6}(p). \quad (3.4)$$

Передаточная функция канала компенсации инерционного возмущающего момента $(J_{y1} + J_{x2})tg\varphi_z \dot{\omega}_{x1}$ имеет вид:

$$W_4(p) = \frac{\Delta M_4}{(J_{y1} + J_{x2})tg\varphi_z \omega_{x1}(p)p} = 1 - \frac{K_{ds1}}{T_{ds1}p+1} \left[\frac{K_{dyy(x1)}}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi_{dyy} T_{dyy} p + 1} \right] W_{kz5}(p). \quad (3.5)$$

Запишем передаточные функции каналов компенсации возмущающих моментов в случае использования для измерения абсолютных угловых скоростей основания и наружной рамы ГС только ДУС.

$$W_5(p) = \frac{\Delta M_5(p)}{b_1\omega_y(p)} = 1 - \frac{K_{ds1}}{T_{ds1}p+1} \left[\frac{K_{dys(y)}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} \right] W_{kz3}(p) \quad (3.6)$$

Передаточная функция канала компенсации составляющей момента сил вязкого трения $b_1tg\varphi_z \omega_{x1}$ имеет вид:

$$W_6(p) = \frac{\Delta M_6(p)}{b_1tg\varphi_z \omega_{x1}(p)} = 1 - \frac{K_{ds1}}{T_{ds1}p+1} \left[\frac{K_{dys(x1)}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} \right] W_{kz4}(p). \quad (3.7)$$

Передаточная функция канала компенсации составляющей момента сил вязкого трения $b_2\omega_{z1}$ имеет вид:

$$W_7(p) = \frac{\Delta M_7(p)}{b_2\omega_{z1}(p)} = 1 - \frac{K_{ds2}}{T_{ds2}p+1} \left[\frac{K_{dys(z1)}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} \right] W_{kz6}(p). \quad (3.8)$$

3.4. Структурные решения построения каналов компенсации возмущающих моментов и соотношения для выбора параметров

Рассмотрим структурные решения построения каналов компенсации внешних возмущений [108,109].

1. Для измерения угловых скоростей основания и наружной рамы ГС используется ДУС. Передаточная функция корректирующего звена канала компенсации $W_{kz}(p)=1$. Передаточная функция канала компенсации в обобщенном виде для случаев (3.6,3.7,3.8) запишется в виде:

$$W(p) = 1 - \frac{K_{ds}}{T_{ds}p + 1} \cdot \frac{K_{dys}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} = \frac{A(p)}{B(p)}.$$

$$A(p) = T_{ds} T_{dys}^2 p^3 + (2\xi_{dys} T_{ds} T_{dys} + T_{dys}^2) p^2 + (T_{ds} + 2\xi_{dys} T_{dys}) p + 1 - K_{ds} K_{dys}.$$

$$B(p) = T_{ds} T_{dys}^2 p^3 + (2\xi_{dys} T_{ds} T_{dys} + T_{dys}^2) p^2 + (T_{ds} + 2\xi_{dys} T_{dys}) p + 1.$$

Очевидно, что минимуму модуля передаточной функции соответствует соотношение:

$$K_{ds} K_{dys} = 1.$$

Для оценки влияния параметров ДУС на эффективность канала компенсации построим график зависимости модуля передаточной функции канала компенсации от постоянной времени ДУС (например, на частоте $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$) (рисунок 3.2). Как видно из графика увеличение эффективности компенсации ограничено только постоянной времени ДУС. На рисунке 3.3 приведена ЛАЧХ цепи компенсации со следующими параметрами: $T_{ds} = 0,01 \text{ с}$; $K_{ds} K_{dys} = 1$; $T_{dys} = 0,00265 \text{ с}$; $\xi = 0,8$. На частоте $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$ значение ЛАЧХ составляет -17 дБ. На частоте $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$ значение ЛАЧХ составляет -36,8 дБ.

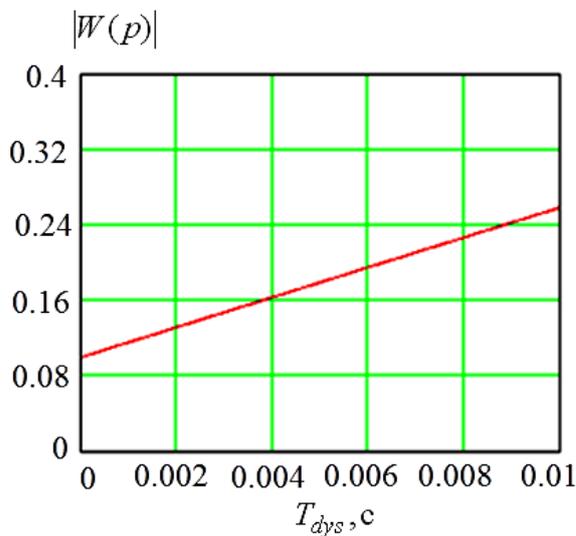


Рис.3.2. График модуля передаточной функции канала компенсации

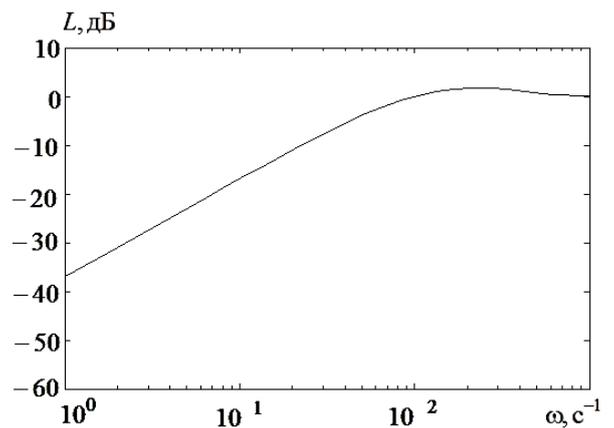


Рис. 3.3. ЛАЧХ канала компенсации

2. Для измерения угловых скоростей основания и наружной рамы ГС используется ДУС. Передаточная функция корректирующего звена канала компенсации $W_{kz}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$. Передаточная функция канала компенсации для

случаев (3.6, 3.7, 3.8) в обобщенном виде запишется:

$$W(p) = 1 - \frac{K_{ds}(T_1 p + 1)K_{dys}}{(T_{ds} p + 1)(T_2 p + 1)(T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1)} = \frac{A_1(p)}{B_1(p)}.$$

$$A_1(p) = T_{ds} T_{dys}^2 T_2 p^4 + (T_{ds} T_{dys}^2 + T_{dys}^2 T_2 + 2\xi_{dys} T_{ds} T_{dys} T_2) p^3 + (T_{dys}^2 + 2\xi_{dys} T_{ds} T_{dys} + 2\xi_{dys} T_{dys} T_2 + T_{ds} T_2) p^2 + (2\xi_{dys} T_{dys} + T_{ds} + T_2 - T_1 K_{ds} K_{dys}) p + 1 - K_{ds} K_{dys}.$$

$$B_1(p) = T_{ds} T_{dys}^2 T_2 p^4 + (T_{ds} T_{dys}^2 + T_{dys}^2 T_2 + 2\xi_{dys} T_{ds} T_{dys} T_2) p^3 + (T_{dys}^2 + 2\xi_{dys} T_{ds} T_{dys} + 2\xi_{dys} T_{dys} T_2 + T_{ds} T_2) p^2 + (2\xi_{dys} T_{dys} + T_{ds} + T_2) p + 1.$$

Из полученных выражений следует, что минимум модуля передаточной функции обеспечивается при выполнении соотношений:

$$K_{ds} K_{dys} = 1 \text{ и } T_1 = T_{ds} + 2\xi_{dys} T_{dys} + T_2. \quad (3.9)$$

Построим график зависимости значений модуля передаточной функции от постоянной времени ДУС (рисунок 4). Зададимся следующими параметрами: $T_{ds} = 0,01 \text{ с}$; $K_{ds} K_{dys} = 1$; $T_1 = 0,01724 \text{ с}$; $T_2 = 0,003 \text{ с}$; $\xi = 0,8$. Значение постоянной времени T_1 определено из условий (3.9) при $T_{dys} = 0,00265 \text{ с}$. Из графика видно, что минимальное значение модуля передаточной функции канала компенсации на частоте $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$ действительно соответствует постоянной времени ДУС $T_{dys} = 0,00265 \text{ с}$. Дальнейшее увеличение точности ограничивается постоянной времени ДУС. На рисунке 3.5 представлена ЛАЧХ канала компенсации. На частоте $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$ значение ЛАЧХ составляет $-40,7 \text{ дБ}$. На частоте $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$ значение ЛАЧХ составляет $-80,2 \text{ дБ}$.

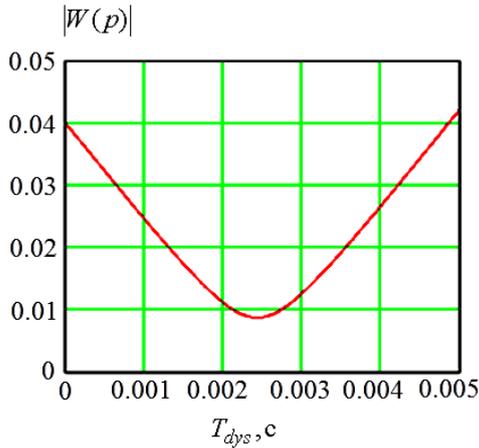


Рис. 3.4. График модуля передаточной функции канала компенсации

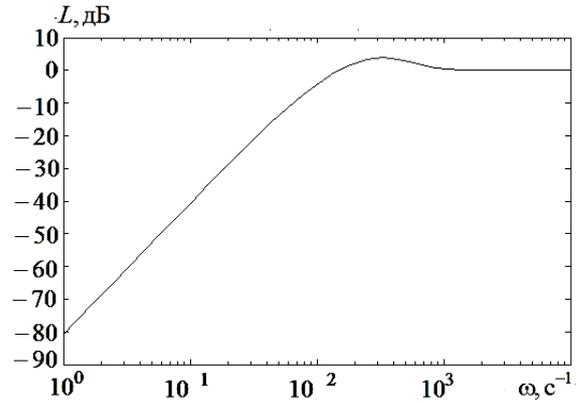


Рис. 3.5. ЛАЧХ канала компенсации

3. Для измерения угловых скоростей основания и наружной рамы ГС используется ДУС. Передаточная функция корректирующего звена канала

$$W_{kz}(p) = \frac{T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1}{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}.$$

Передаточная функция канала компенсации для случаев (3.6, 3.7, 3.8) в обобщенном виде запишется:

$$W(p) = 1 - \frac{K_{ds}(T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1)K_{dys}}{(T_{ds} p + 1)(T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1)(T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1)} = \frac{A_2(p)}{B_2(p)}.$$

Пусть $\xi_1 = \xi_2 = \xi_{dys} = \xi$, тогда:

$$A_2(p) = T_{dys}^2 T_2^2 T_{ds} p^5 + (2\xi T_{dys}^2 T_2 T_{ds} + 2\xi T_{dys} T_2^2 T_{ds} + T_{dys}^2 T_2^2) p^4 + (T_{dys}^2 T_{ds} + 4\xi^2 T_{dys} T_2 T_{ds} + T_2^2 T_{ds} + 2\xi T_{dys}^2 T_2 + 2\xi T_{dys} T_2^2) p^3 + (2\xi T_{dys} T_{ds} + 2\xi T_2 T_{ds} + T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{dys} T_2 + T_2^2 - K_{ds} K_{dys} T_1^2) p^2 + (T_{ds} + 2\xi T_{dys} + 2\xi T_2 - 2\xi T_1 K_{ds} K_{dys}) p + 1 - K_{ds} K_{dys}.$$

$$B_2(p) = T_{dys}^2 T_2^2 T_{ds} p^5 + (2\xi T_{dys}^2 T_2 T_{ds} + 2\xi T_{dys} T_2^2 T_{ds} + T_{dys}^2 T_2^2) p^4 + (T_{dys}^2 T_{ds} + 4\xi^2 T_{dys} T_2 T_{ds} + T_2^2 T_{ds} + 2\xi T_{dys}^2 T_2 + 2\xi T_{dys} T_2^2) p^3 + (2\xi T_{dys} T_{ds} + 2\xi T_2 T_{ds} + T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{dys} T_2 + T_2^2) p^2 + (T_{ds} + 2\xi T_{dys} + 2\xi T_2) p + 1.$$

Минимизация значения модуля передаточной функции достигается при $K_{ds} K_{dys} = 1$. Выбирая такие параметры корректирующего звена, при которых

коэффициенты числителя при p и при p^2 полинома $A_2(p)$ обращаются в нуль удается уменьшить значение модуля передаточной функции:

$$\left. \begin{aligned} T_2 &= \frac{\frac{T_{ds}^2}{4\xi^2} + \frac{T_{ds}T_{dys}}{\xi} - 2\xi T_{dys}T_{ds}}{2\xi T_{ds} + 4\xi^2 T_{dys} - \frac{T_{ds}}{\xi} - 2T_{dys}}, \\ T_1 &= \frac{T_{ds}}{2\xi} + T_{dys} + T_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

Зададимся параметрами канала компенсации: $T_{ds} = 0,01$ с; $K_{ds}K_{dys} = 1$; $T_{dys} = 0,00265$ с; $\xi = 0,8$. Параметры фильтра $T_1 = 0,0148766$ с, $T_2 = 0,0059766$ с вычислены на основании (3.10). На рисунке 3.6 представлена ЛАЧХ цепи компенсации. На частоте $\omega = 10$ с⁻¹ значение ЛАЧХ составляет -59,5 дБ. На частоте $\omega = 1$ с⁻¹ значение ЛАЧХ составляет -119 дБ.

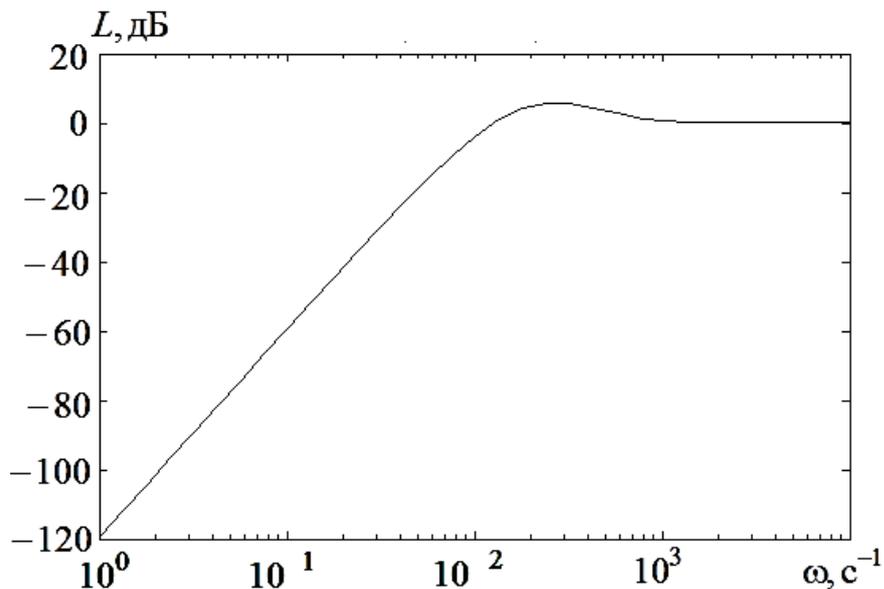


Рис. 3.6. ЛАЧХ канала компенсации

Сведем результаты пунктов 1, 2, 3 в таблицу 3.1.

Таблица 3.1 – Соотношения для выбора параметров каналов компенсации

№	Вид корректирующего звена канала компенсации	Соотношения для выбора параметров	Численные значения параметров	Уровень подавления возмущения на частоте $\omega = 1\text{с}^{-1}$, дБ.
	1	2	3	4
1	$W_{kz}(p) = 1$	$K_{ds}K_{dys} = 1$	$T_{ds} = 0,01\text{с};$ $T_{dys} = 0,00265\text{с};$ $\xi_{dys} = 0,8.$	-36,8
2	$W_{kz}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$K_{ds}K_{dys} = 1,$ $T_1 = T_{ds} + 2\xi_{dys}T_{dys} + T_2.$	$T_{ds} = 0,01\text{с};$ $T_{dys} = 0,00265\text{с};$ $T_1 = 0,01724\text{с};$ $T_2 = 0,003\text{с};$ $\xi_{dys} = 0,8.$	-80,2
3	$W_{kz}(p) = \frac{T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1}{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}$ $\xi_1 = \xi_2 = \xi_{dys} = \xi$	$K_{ds}K_{dys} = 1,$ $T_2 = \frac{\frac{T_{ds}^2}{4\xi^2} + T_{ds}(\frac{T_{dys}}{\xi} - 2\xi T_{dys})}{T_{ds}(2\xi - \frac{1}{\xi}) + T_{dys}(4\xi^2 - 2)},$ $T_1 = \frac{T_{ds}}{2\xi} + T_{dys} + T_2.$	$T_{ds} = 0,01\text{с};$ $T_{dys} = 0,00265\text{с};$ $T_1 = 0,01487\text{с};$ $T_2 = 0,005977\text{с};$ $\xi = 0,8.$	-119

4. Для измерения угловых скоростей основания и наружной рамы ГС используется ДУС и ДУУ. Передаточная функция корректирующего звена канала компенсации $W_{kz}(p) = \dots$. Передаточная функция канала компенсации для случаев (3.2, 3.3, 3.4) в обобщенном виде запишется:

$$W(p) = 1 - \frac{K_{ds}}{T_{ds}p + 1} \left[\frac{K_{dys}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} + \frac{K_{dyy} p}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi_{dyy} T_{dyy} p + 1} \right] = \frac{A_3(p)}{B_3(p)}.$$

Пусть $\xi_{dys} = \xi_{dyy} = \xi$.

$$A_3(p) = T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy}^2 p^5 + (2\xi T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy} + 2\xi T_{ds} T_{dyy}^2 T_{dys} + T_{dys}^2 T_{dyy}^2) p^4 + (T_{ds} T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{ds} T_{dys} T_{dyy} + T_{ds} T_{dyy}^2 + 2\xi T_{dys}^2 T_{dyy} + 2\xi T_{dyy}^2 T_{dys} - T_{dys}^2 K_{ds} K_{dyy}) p^3 + (2\xi T_{ds} T_{dys} + 2\xi T_{ds} T_{dyy} + T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{dys} T_{dyy} + T_{dyy}^2 - T_{dyy}^2 K_{ds} K_{dys} - 2\xi T_{dys} K_{ds} K_{dyy}) p^2 + (T_{ds} + 2\xi T_{dys} + 2\xi T_{dyy} - 2\xi T_{dyy} K_{ds} K_{dys} - K_{ds} K_{dyy}) p + 1 - K_{ds} K_{dys}.$$

$$B_3(p) = T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy}^2 p^5 + (2\xi T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy} + 2\xi T_{ds} T_{dyy}^2 T_{dys} + T_{dys}^2 T_{dyy}^2) p^4 + (T_{ds} T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{ds} T_{dys} T_{dyy} + T_{ds} T_{dyy}^2 + 2\xi T_{dys}^2 T_{dyy} + 2\xi T_{dyy}^2 T_{dys}) p^3 + (2\xi T_{ds} T_{dys} + 2\xi T_{ds} T_{dyy} + T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{dys} T_{dyy} + T_{dyy}^2) p^2 + (T_{ds} + 2\xi T_{dys} + 2\xi T_{dyy}) p + 1.$$

Уменьшить значение модуля передаточной функции можно выполнив условия (3.11) и (3.12):

$$K_{ds} K_{dys} = 1 \text{ и } K_{ds} K_{dyy} = T_{ds} + 2\xi T_{dys}, \quad (3.11)$$

$$T_{dyy} = \frac{4\xi^2 T_{dys}^2 - T_{ds}^2}{2\xi T_{ds} + 4\xi^2 T_{dys}} = \frac{T_{dys}^2 (4\xi^2 - 1)}{2\xi (T_{ds} + 2\xi T_{dys})}. \quad (3.12)$$

На рисунке 3.7 представлена зависимость значений модуля передаточной функции канала компенсации от постоянной времени ДУУ на частоте $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$ при следующих параметрах: $T_{ds} = 0,01 \text{ с}$; $K_{ds} K_{dys} = 1$; $T_{dys} = 0,008 \text{ с}$; $\xi = 0,785$. На основании (3.11) $K_{dyy} = 0,02256$. На основании (3.12) $T_{dyy} = 0,00265 \text{ с}$. Как видно из графика постоянная времени ДУУ $T_{dyy} = 0,00265 \text{ с}$ соответствует минимуму значения модуля передаточной функции. На рисунке 3.8 представлена ЛАЧХ канала компенсации, из которой видно, что значение ЛАЧХ на частоте $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$ составляет -77 дБ . Значение ЛАЧХ на частоте $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$ составляет -136 дБ .

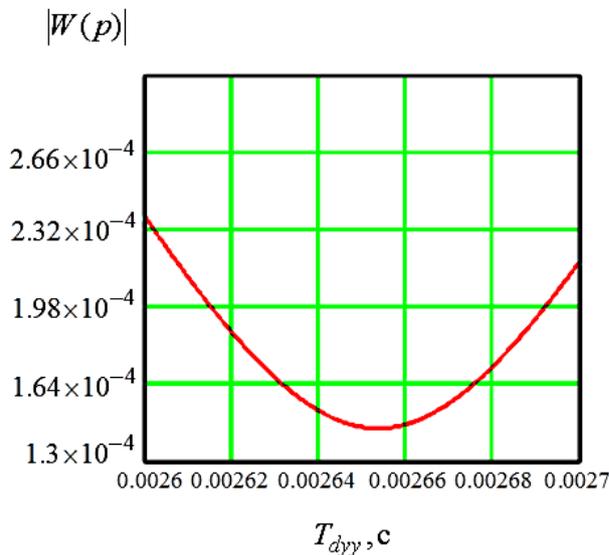


Рис. 3.7. График модуля передаточной функции канала компенсации

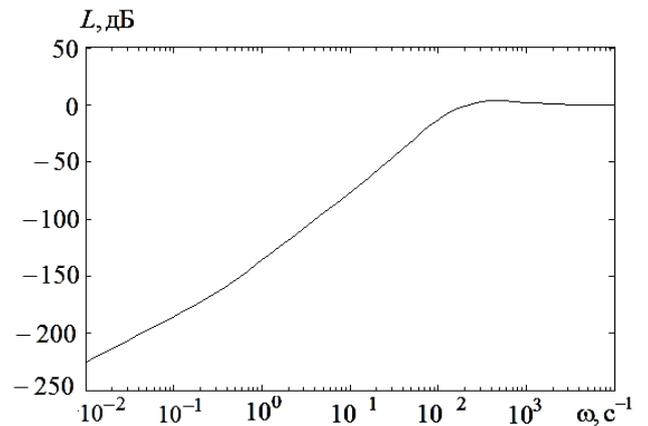


Рис.3 8. ЛАЧХ канала компенсации

5. Для измерения угловых скоростей основания и наружной рамы ГС используется ДУС и ДУУ. Передаточная функция корректирующего звена канала компенсации $W_{kz}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$. Передаточная функция каналов компенсации для

случаев (3.2, 3.3, 3.4) запишется в обобщенном виде:

$$W(p) = 1 - \frac{K_{ds}(T_1 p + 1)}{(T_{ds} p + 1)(T_2 p + 1)} \left[\frac{K_{dys}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} + \frac{K_{dyy} p}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi_{dyy} T_{dyy} p + 1} \right] = \frac{A_4(p)}{B_4(p)}.$$

Пусть $\xi_{dys} = \xi_{dyy} = \xi$.

$$\begin{aligned} A_4(p) = & T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy}^2 T_2 p^6 + (2\xi T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy} T_2 + 2\xi T_{ds} T_{dys}^2 T_{dys} T_2 + T_{dys}^2 T_{dyy}^2 T_2 + T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy}^2) p^5 + \\ & + (T_{ds} T_{dys}^2 T_2 + 4\xi^2 T_{ds} T_{dys} T_{dyy} T_2 + T_{ds} T_{dyy}^2 T_2 + 2\xi T_{dys}^2 T_{dyy} T_2 + 2\xi T_{dyy}^2 T_{dys} T_2 + 2\xi T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy} + \\ & + 2\xi T_{ds} T_{dyy}^2 T_{dys} + T_{dys}^2 T_{dyy}^2 - T_{dys}^2 T_1 K_{ds} K_{dyy}) p^4 + (2\xi T_{ds} T_{dys} T_2 + 2\xi T_{ds} T_{dyy} T_2 + T_{dys}^2 T_2 + \\ & + 4\xi^2 T_{dys} T_{dyy} T_2 + T_{dyy}^2 T_2 + T_{ds} T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{ds} T_{dys} T_{dyy} + T_{ds} T_{dyy}^2 + 2\xi T_{dys}^2 T_{dyy} + 2\xi T_{dyy}^2 T_{dys} - \\ & - T_{dyy}^2 T_1 K_{ds} K_{dys} - K_{ds} K_{dyy} (2\xi T_{dys} T_1 + T_{dys}^2)) p^3 + (T_{ds} T_2 + 2\xi T_{dys} T_2 + 2\xi T_{dyy} T_2 + 2\xi T_{ds} T_{dys} + \\ & + 2\xi T_{ds} T_{dyy} + T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{dys} T_{dyy} + T_{dyy}^2 - K_{ds} K_{dys} (2\xi T_{dyy} T_1 + T_{dyy}^2) - K_{ds} K_{dyy} (T_1 + 2\xi T_{dys})) p^2 + \\ & + (T_2 + T_{ds} + 2\xi T_{dys} + 2\xi T_{dyy} - K_{ds} K_{dys} (T_1 + 2\xi T_{dyy}) - K_{ds} K_{dyy}) p + 1 - K_{ds} K_{dys}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_4(p) = & T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy}^2 T_2 p^6 + (2\xi T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy} T_2 + 2\xi T_{ds} T_{dyy}^2 T_{dys} T_2 + T_{dys}^2 T_{dyy}^2 T_2 + T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy}^2) p^5 + \\ & + (T_{ds} T_{dys}^2 T_2 + 4\xi^2 T_{ds} T_{dys} T_{dyy} T_2 + T_{ds} T_{dyy}^2 T_2 + 2\xi T_{dys}^2 T_{dyy} T_2 + 2\xi T_{dyy}^2 T_{dys} T_2 + 2\xi T_{ds} T_{dys}^2 T_{dyy} + \\ & + 2\xi T_{ds} T_{dyy}^2 T_{dys} + T_{dys}^2 T_{dyy}^2) p^4 + (2\xi T_{ds} T_{dys} T_2 + 2\xi T_{ds} T_{dyy} T_2 + T_{dys}^2 T_2 + 4\xi^2 T_{dys} T_{dyy} T_2 + T_{dyy}^2 T_2 + \\ & + T_{ds} T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{ds} T_{dys} T_{dyy} + T_{ds} T_{dyy}^2 + 2\xi T_{dys}^2 T_{dyy} + 2\xi T_{dyy}^2 T_{dys}) p^3 + (T_{ds} T_2 + 2\xi T_{dys} T_2 + \\ & + 2\xi T_{dyy} T_2 + 2\xi T_{ds} T_{dys} + 2\xi T_{ds} T_{dyy} + T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{dys} T_{dyy} + T_{dyy}^2) p^2 + (T_2 + T_{ds} + 2\xi T_{dys} + \\ & + 2\xi T_{dyy}) p + 1. \end{aligned}$$

Уменьшить значение модуля передаточной функции можно выполнив условия:

$$K_{ds} K_{dys} = 1, \quad K_{ds} K_{dyy} = T_{ds} + 2\xi T_{dys} + T_2 - T_1. \quad (3.13)$$

Положим $T_1 = T_{ds}$. Дальнейшее уменьшение модуля передаточной функции возможно при одновременном выполнении условий:

$$\begin{cases} 2\xi T_{dyy} T_2 + T_{dys}^2 + 4\xi^2 T_{dys} T_{dyy} - 4\xi^2 T_{dys}^2 = 0 \\ 4\xi^2 T_{dys} T_{dyy} T_2 + T_{dyy}^2 T_2 + 2\xi T_{dys}^2 T_{dyy} + 2\xi T_{dyy}^2 T_{dys} - 2\xi T_{dys}^3 = 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

Первое уравнение системы (3.14) – это коэффициент при p^2 полинома $A_4(p)$, а второе – общие члены выражений при p^3 и p^4 полинома $A_4(p)$. Решение системы (3.14) позволяет найти такие параметры датчиков и корректирующего звена, при которых будет обеспечен минимум модуля передаточной функции канала компенсации:

$$\left. \begin{aligned} T_{dys} &= \frac{8\xi^3 T_{dyy} + \frac{T_{dyy}}{2\xi} - 4\xi T_{dyy}}{8\xi^3 - 4\xi}, \\ T_2 &= \frac{4\xi^2 T_{dys}^2 - 4\xi^2 T_{dys} T_{dyy} - T_{dys}^2}{2\xi T_{dyy}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

ЛАЧХ канала компенсации при следующих параметрах: $T_{ds} = 0,01$ с; $K_{ds} K_{dys} = 1$; $T_{dyy} = 0,00265$ с; $\xi = 0,745$; $T_1 = 0,01$ с; $T_2 = 0,0081$ с, $T_{dys} = 0,008073$ с, $K_{dyy} = 0,02013847$ представлена на рис.3.9. На частоте $\omega = 10$ с⁻¹ значение ЛАЧХ составляет -90 дБ. На частоте $\omega = 1$ с⁻¹ значение ЛАЧХ составляет -167 дБ.

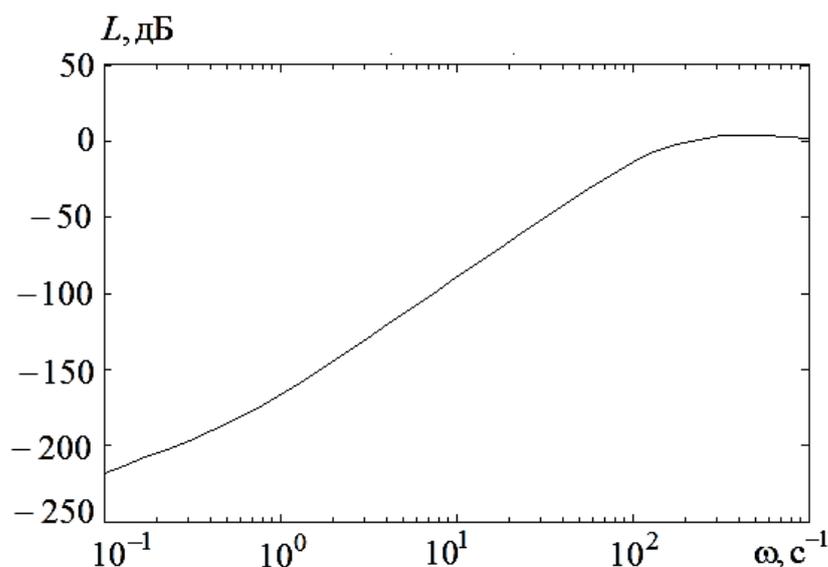


Рис. 3.9. ЛАЧХ канала компенсации

Сведем результаты пунктов 4, 5 в таблицу 3.2.

Таблица 3.2 – Соотношения для выбора параметров каналов компенсации

№	Вид корректирующего звена канала компенсации	Соотношения для выбора параметров	Численные значения параметров	Уровень подавления возмущения на частоте $\omega = 1\text{с}^{-1}$, дБ.
	1	2	3	4
4	$W_{kz}(p) = 1$	$K_{ds}K_{dys} = 1,$ $K_{ds}K_{dyy} = T_{ds} + 2\xi T_{dys},$ $T_{dyy} = \frac{T_{dys}^2(4\xi^2 - 1)}{2\xi(T_{ds} + 2\xi T_{dys})}.$	$T_{ds} = 0,01\text{с};$ $T_{dys} = 0,008\text{с};$ $T_{dyy} = 0,00265\text{с};$ $\xi = 0,785;$ $K_{dyy} = 0,02256.$	-136
5	$W_{kz}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$K_{ds}K_{dys} = 1,$ $K_{ds}K_{dyy} = T_{ds} + 2\xi T_{dys} + T_2 - T_1,$ $T_1 = T_{ds}$ $T_{dys} = \frac{8\xi^3 T_{dyy} + \frac{T_{dyy}}{2\xi} - 4\xi T_{dyy}}{8\xi^3 - 4\xi},$ $T_2 = \frac{4\xi^2 T_{dys}(T_{dys} - T_{dyy}) - T_{dys}^2}{2\xi T_{dyy}}.$	$T_{ds} = 0,01\text{с};$ $T_{dys} = 0,008073\text{с};$ $T_{dyy} = 0,00265\text{с};$ $T_1 = 0,01\text{с};$ $T_2 = 0,0081\text{с};$ $\xi = 0,745;$ $K_{dyy} = 0,02013847.$	-167

Компенсация инерционного возмущающего момента $(J_{y1} + J_{x2})tg\varphi_z \omega_{x1}$ и центробежного возмущающего момента $(J_{y1} + J_{z1} - J_{x1})\omega_{x1}\omega_{z1}$.

При реализации канала компенсации инерционного возмущающего момента (3.5) в качестве чувствительного элемента применяется ДУУ. Однако, структура канала компенсации аналогична структуре рассмотренной в пунктах 1, 2, 3. Выбор параметров в этом случае осуществляется по соотношениям, приведенным в таблице 3.1, с условием замены обозначений K_{dys} на K_{dyy} , а T_{dys} на T_{dyy} , ξ_{dys} на ξ_{dyy} . Для того, чтобы получить аналитические выражения, позволяющие рассчитать параметры канала компенсации центробежного возмущающего момента, осуществим следующее преобразование. На рисунке 3.10 представлена модель измерителя произведения угловых скоростей ω_{x1} и ω_{z1} , и эквивалентная ему цепь. Результаты моделирования доказывают, что структура измерителя произведения угловых скоростей ω_{x1} и ω_{z1} может быть заменена эквивалентной цепью с точностью не хуже 0,1%. На рисунке 3.11 представлен график погрешности $\Delta(t) = x_2(t) - x_1(t)$.

Параметры ДУС: $T_{dys} = 0,00265c$; $\xi = 0,8$; $K_{dys} = 1$. Параметры источников синусоидальных колебаний: $A_1 = A_2 = 1$; $\omega_1 = 1 c^{-1}$; $\omega_2 = 1,3 c^{-1}$; $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$.

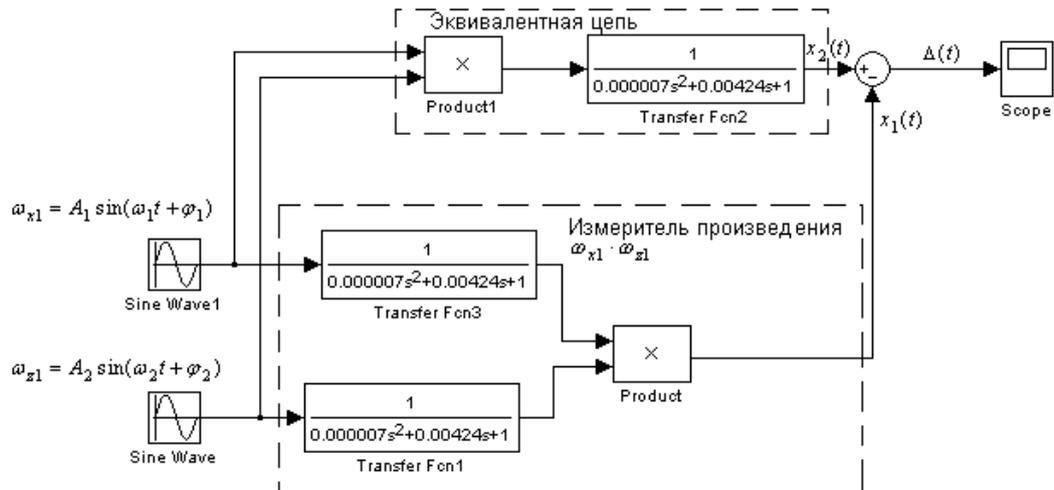


Рис.3.10. Модель измерителя произведения угловых скоростей ω_{x1} и ω_{z1} и эквивалентная цепь

При замене структуры измерителя эквивалентной цепью появляется возможность определения передаточной функции канала компенсации центробежного возмущающего момента:

$$W(p) = \frac{\Delta M(p)}{(J_{y1} + J_{z1} - J_{x1})\omega(p)} \approx 1 - \frac{K_{ds}}{T_{ds}p + 1} \cdot \frac{K_{dys}}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi_{dys} T_{dys} p + 1} \cdot W_{kz}(p), \quad (3.16)$$

$$\omega(p) = \omega_{x1}(p)\omega_{z1}(p).$$

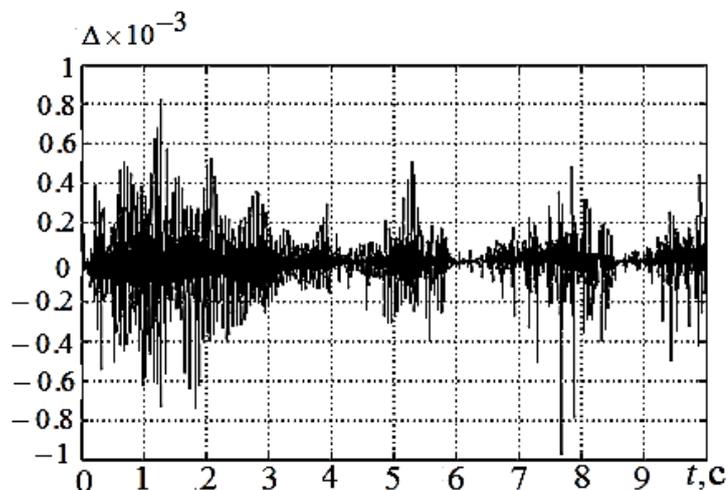


Рис. 3.11. График погрешности

Вид передаточной функции (3.16) тождественен передаточной функции канала компенсации момента сил вязкого трения, поэтому при выборе параметров канала компенсации центробежного возмущающего момента также справедливы соотношения, приведенные в таблице 3.1.

Таким образом, на основе метода комбинированного управления разработана структура и математическая модель ГС с компенсацией возмущений по каналам наружной и внутренней рам ГС. Компенсация возмущений позволяет повысить точность работы ГС. Рассмотрены различные структурные решения построения каналов компенсации возмущений. Полученные в работе соотношения позволяют рассчитать параметры каналов компенсации, при которых обеспечивается лучшее качество работы ГС. Применение фазопережающих корректирующих фильтров позволяет компенсировать собственную инерционность датчиков каналов компенсации и инерционность исполнительного двигателя и приводит к увеличению степени компенсации возмущений. Выбор структурного решения построения канала компенсации определяется потребной точностью.

3.5. Гиросtabilизатор с комбинированным управлением и самонастройкой параметров каналов компенсации возмущающих воздействий

В предыдущем разделе исследованы различные структурные решения построения каналов компенсации возмущений, действующих на двухосный ГС в процессе трехкомпонентной качки основания и получены соотношения для выбора параметров каналов компенсации (коэффициентов передачи ДУС и ДУУ, собственных постоянных времени ДУС и ДУУ, коэффициентов демпфирования ДУС и ДУУ, параметров корректирующих звеньев каналов компенсации), при которых обеспечивается наибольшая эффективность работы схемы. Актуальной является задача разработки способа самонастройки параметров каналов компенсации возмущающих моментов в условиях изменяющегося комплекса влияющих факторов [110].

Рассмотрим функциональную схему контуров стабилизации ГС с

комбинированным управлением и самонастройкой параметров каналов компенсации возмущающих моментов (рис.3.12). Для формирования компенсирующих сигналов используется информация с дополнительных ДУС и ДУУ, установленных на основании и наружной раме ГС.

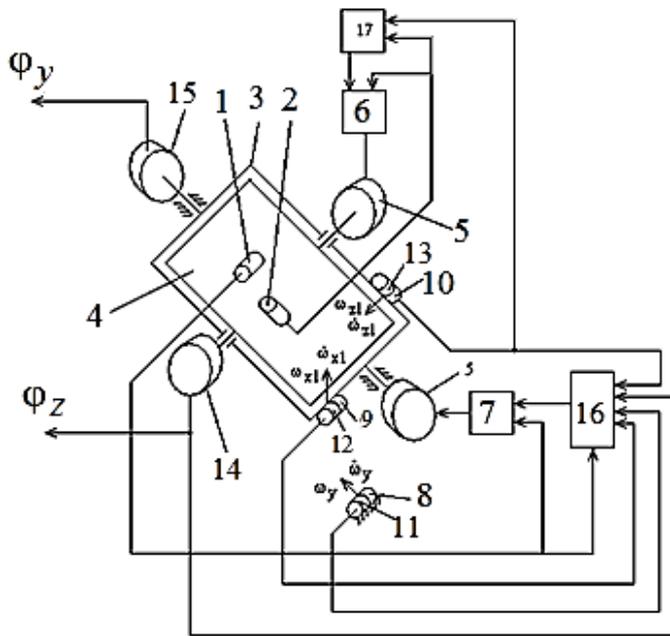


Рис. 3.12. Функциональная схема контуров стабилизации ГС с комбинированным управлением: 1,2 – поплавковые интегрирующие гироскопы каналов платформы и наружной рамы, 3 – наружная рама ГС, 4 – стабилизируемая платформа, 5 – исполнительные двигатели (датчики моментов), 6,7 – усилители, 8,9,10 – ДУС каналов компенсации возмущений, 11,12,13 – ДУУ каналов компенсации возмущений, 14,15 – датчики углов (ДУ), 16,17 – вычислители компенсирующих сигналов

3.6. Математическая модель гиростабилизатора с комбинированным управлением и самонастройкой параметров каналов компенсации возмущающих воздействий

Математическая модель контуров стабилизации двухосного ГС с комбинированным управлением и самонастройкой параметров имеет вид (3.17) [111,112]. В уравнениях (3.17) проекции абсолютной угловой скорости основания на его главные оси обозначены $\omega_x, \omega_y, \omega_z$, где система координат $x_0y_0z_0$ жестко связанная с основанием. Положение осей гиростабилизированной платформы с установленной на ней гравиметрической аппаратурой $x_2y_2z_2$ относительно $x_0y_0z_0$ задано углами φ_y, φ_z . $\omega_{x2}, \omega_{y2}, \omega_{z2}$ – проекции абсолютной угловой скорости платформы. С наружной рамой ГС связаны оси координат $x_1y_1z_1$. M_{ds1}, M_{ds2} – моменты, развиваемые стабилизирующими двигателями (датчиками момента (ДМ)) каналов наружной рамы и платформы соответственно, M_{bn1}, M_{bn2}

– возмущающие моменты относительно осей наружной рамы и платформы соответственно, J_x, J_y, J_z – моменты инерции платформы относительно соответствующих осей; J_{x1}, J_{y1}, J_{z1} – моменты инерции наружной рамы относительно соответствующих осей; b_1, b_2 – удельные демпфирующие моменты относительно осей наружной рамы и платформы соответственно, K_{ymi} – коэффициент передачи усилителя контура стабилизации, K_{dsi} – коэффициент ДМ, $W_{kz1}(p), W_{kz2}(p)$ – передаточные функции корректирующих звеньев контуров стабилизации, p – оператор дифференцирования, T_{ds1}, T_{ds2} – электромагнитные постоянные времени ДМ; K_3, K_4, K_5, K_6 – коэффициенты передачи каналов компенсации возмущений, H – кинетический момент поплавкового интегрирующего гироскопа, J_α, J_β – моменты инерции поплавковых интегрирующих гироскопов каналов наружной рамы и платформы соответственно относительно осей прецессии, δ, γ – углы поворота ротора поплавковых гироскопов каналов наружной рамы и платформы относительно осей прецессии, $W_{kz3}(p), W_{kz4}(p), W_{kz5}(p), W_{kz6}(p)$ – ПФ каналов компенсации возмущений, $K_{dyy(y)}, K_{dyy(x1)}, K_{dyy(z1)}, K_{dys(y)}, K_{dys(x1)}, K_{dys(z1)}$ – коэффициенты передачи ДУУ и ДУС, оси чувствительности которых направлены вдоль осей oy, ox_1, oz_1 . T_{dys}, T_{dyy} – постоянные времени ДУУ и ДУС, ξ_{dyy}, ξ_{dys} – коэффициенты демпфирования собственных колебаний ДУУ и ДУС. K_δ, K_γ – коэффициенты передачи датчиков угла (ДУ) поплавковых гироскопов, $M_{\rho\delta}, M_{\rho\gamma}$ – возмущающие моменты по осям прецессии поплавковых гироскопов.

При формировании компенсирующего сигнала канала наружной рамы и канала платформы коэффициенты передачи усилительных блоков схемы компенсации определяются значениями удельных демпфирующих моментов относительно осей наружной рамы и платформы, значениями моментов инерции наружной рамы и платформы и переменным параметром φ_z , измеряемым датчиком угла.

$$\begin{aligned}
& (J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_z - M_{ds1} = \\
& = -(J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z - (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_z + M_{bn1} + b_1 \omega_y - \\
& - b_1 (\omega_x \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_z \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z) - J_{y1} (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_x \cos \varphi_y - \omega_z \sin \varphi_y) - \\
& - (J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1} - (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z - (J_x + J_{y1}) (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z + \\
& + \omega_{y2} \sin \varphi_z); \\
& J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds2} = M_{bn2} - b_2 (-\omega_z \cos \varphi_y - \omega_x \sin \varphi_y) - (J_y - J_x) \omega_{x2} \omega_{y2}, \\
& J_\alpha (\ddot{\delta} + \dot{\omega}_{z2}) + b_\alpha \dot{\delta} - H \delta \omega_{x2} - H \omega_{y2} = M_{p\delta}, \\
& J_\beta (\ddot{\gamma} + \dot{\omega}_{y2}) + b_\beta \dot{\gamma} + H \omega_{z2} + H \gamma \omega_{x2} = M_{p\gamma}, \quad \alpha = \int_0 \omega_{y2} dt, \quad \beta = \int_0 \omega_{z2} dt, \\
& U_1(p) = K_\delta \delta(p), \quad U_2(p) = K_\gamma \gamma(p), \\
& U_3(p) = U_1(p) K_{ym1} W_{kz1}(p), \quad U_4(p) = U_2(p) K_{ym2} W_{kz2}(p), \\
& U_5(p) = \omega_y(p) \frac{K_{dys}(y)}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi T_{dys} p + 1}, \quad U_6(p) = \omega_y(p) \left(\frac{K_{dyy}(y) p}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi T_{dyy} p + 1} \right), \\
& U_7(p) = \frac{K_6 U_6(p) U_1(p)}{p}, \quad U_8(p) = (U_5(p) + U_6(p)) W_{kz3}(p) K_3 U_7(p), \quad K_3 = b_1, \\
& U_9(p) = \omega_{x1}(p) \left(\frac{K_{dyy}(x1) p}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi T_{dyy} p + 1} \right), \quad U_{10}(p) = \omega_{x1}(p) \left(\frac{K_{dys}(x1)}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi T_{dys} p + 1} \right), \\
& U_{11}(p) = (U_9(p) + U_{10}(p)) W_{kz4}(p) K_4 U_7(p), \quad K_4 = b_1 \operatorname{tg} \varphi_z, \\
& U_{12}(p) = \omega_{x1}(p) \left(\frac{K_{dyy}(x1) p}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi T_{dyy} p + 1} \right) W_{kz5}(p) K_5, \quad K_5 = (J_x + J_{y1}) \operatorname{tg} \varphi_z, \\
& U_{13}(p) = \omega_{z1}(p) \left(\frac{K_{dyy}(z1) p}{T_{dyy}^2 p^2 + 2\xi T_{dyy} p + 1} \right), \quad U_{14}(p) = \omega_{z1}(p) \left(\frac{K_{dys}(z1)}{T_{dys}^2 p^2 + 2\xi T_{dys} p + 1} \right), \\
& U_{15}(p) = \frac{K_7 U_{14}(p) U_2(p)}{p}, \quad U_{16}(p) = (U_{13}(p) + U_{14}(p)) W_{kz6}(p) K_8 U_{15}(p), \\
& K_8 = b_2, \quad U_{17}(p) = U_3(p) + U_8(p) - U_{11}(p) - U_{12}(p), \quad U_{18}(p) = U_4(p) + U_{16}(p), \\
& T_{ds1} M_{ds1}(p) p + M_{ds1}(p) = K_{ds1} U_{17}(p), \quad T_{ds2} M_{ds2}(p) p + M_{ds2}(p) = K_{ds2} U_{18}(p), \\
& \omega_{z1} = \omega_z \cos \varphi_y + \omega_x \sin \varphi_y, \quad \omega_{x1} = \omega_x \cos \varphi_y - \omega_z \sin \varphi_y, \quad \omega_{y1} = \omega_{oy} + \dot{\varphi}_y, \\
& \omega_{x2} = \omega_x \frac{\cos \varphi_y}{\cos \varphi_z} - \omega_z \frac{\sin \varphi_y}{\cos \varphi_z} + \omega_{y2} \frac{\sin \varphi_z}{\cos \varphi_z}, \quad \dot{\varphi}_z = \omega_{z2} - \omega_z \cos \varphi_y - \omega_x \sin \varphi_y, \\
& \dot{\varphi}_y = \omega_{y2} / \cos \varphi_z + \omega_x \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_y - \omega_z \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z, \\
& \omega_{y2} = \omega_{y1} \cos \varphi_z - \omega_{x1} \sin \varphi_z, \quad \omega_{z2} = \omega_{z1} + \dot{\varphi}_z.
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Допущение о постоянстве параметров системы справедливо лишь при постоянном комплексе влияющих факторов. Например, при изменении

температуры окружающей среды наибольшим образом изменяет свое значение удельный демпфирующий момент, что приводит к нарушению равенства моментов от вязкого трения относительно оси наружной рамы и платформы и соответствующих составляющих компенсирующего момента относительно оси наружной рамы и платформы, а следовательно, к снижению эффективности примененной схемы компенсации.

Рассмотрим способ повышения точности каналов компенсации возмущений за счет самонастройки параметров каналов компенсации. С целью компенсации составляющей момента от вязкого трения $b_1\omega_y$ ДУС измеряет угловую скорость ω_y . Чтобы исключить отставание компенсирующего момента по отношению к возмущающему из-за инерционности исполнительного двигателя ДУУ измеряет угловое ускорение $\dot{\omega}_y$. При изменении температуры окружающей среды изменяется величина удельного демпфирующего момента b_1 относительно оси вращения наружной рамы, что обуславливает нарушение равенства возмущающего и компенсирующего моментов и появление погрешности стабилизации платформы по оси наружной рамы от момента $\Delta b_1\omega_y$ (Δb_1 - разность между величиной удельного демпфирующего момента и величиной постоянного коэффициента передачи K_3 канала компенсации). Погрешность стабилизации от момента $\Delta b_1\omega_y$ имеет частоту, равную частоте изменения угловой скорости основания ω_y и сдвиг по фазе по отношению к угловой скорости основания ω_y стремящийся к нулю. После перемножения сигнала ДУС и сигнала гироскопа по каналу наружной рамы, в котором присутствует гармоника, соответствующая погрешности стабилизации от момента $\Delta b_1\omega_y$, на выходе умножителя содержится постоянная составляющая сигнала и переменная составляющая сигнала. Интегратор с коэффициентом передачи K_6 эффективно сглаживает переменную составляющую сигнала умножителя и осуществляет интегрирование постоянной составляющей сигнала умножителя. В установившемся режиме величина выходного сигнала интегратора равна отношению величины коэффициента вязкого трения в оси вращения наружной

рамы к коэффициенту передачи K_3 канала компенсации. На выходе второго умножителя (сигнал U_8) формируется скорректированный компенсирующий сигнал, амплитуда которого вновь равна амплитуде момента от вязкого трения, что приводит к повышению точности двухосного ГС.

3.7. Результаты динамических исследований функционирования гиросtabilизатора с комбинированным управлением и самонастройкой параметров каналов компенсации возмущающих воздействий

На рис.3.13 в качестве примера приведен график погрешности двухосного ГС по каналу наружной рамы от момента $\omega_y \Delta b_1 = 0,0146 \text{ Н}\cdot\text{м}$, ($\omega_y = A \sin \omega_* t$, $A = 0,73 \text{ рад/с}$, $\omega = 3 \text{ с}^{-1}$). Пусть параметры системы имеют следующие значения: $J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1} = 0,1 \text{ кгм}^2$, $b_1 = 0,04 \text{ Нмс}$, $J_\alpha = 0,00002 \text{ кгм}^2$, $b_\alpha = 0,005 \text{ Нмс}$, $H = 0,04 \text{ Нмс}$, $T_{ds1} = 0,001 \text{ с}$. На рис.3.14 приведен график выходного сигнала интегратора (сигнал U_7). На рис.3.15 приведен график погрешности двухосного ГС с комбинированным управлением и самонастройкой параметров по каналу наружной рамы. Из приведенных графиков видно, что амплитуда погрешности ГС с комбинированным управлением и самонастройкой параметров от рассмотренного возмущающего момента в установившемся режиме уменьшается в 180 раз, а время самонастройки параметров канала компенсации не превышает 2 с [111].

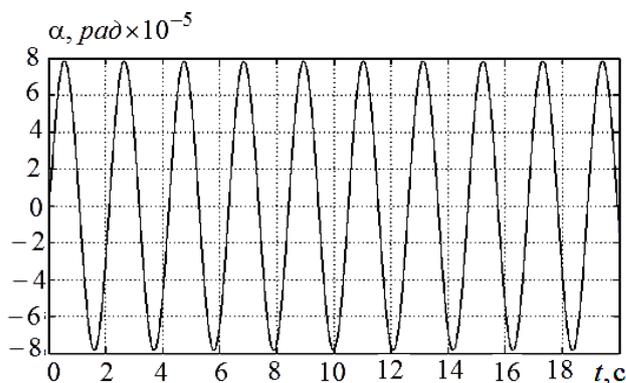


Рис. 3.13. Погрешность стабилизации



Рис. 3.14. Показания интегратора

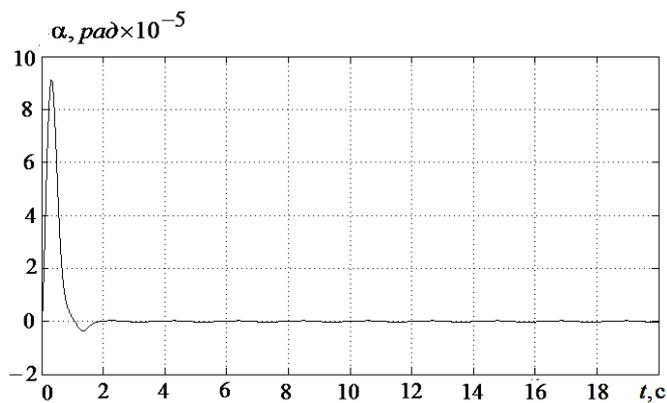


Рис. 3.15. Погрешность стабилизации

Изменение величины удельного демпфирующего момента по оси наружной рамы приводит также к появлению погрешности стабилизации платформы относительно оси наружной рамки от составляющей момента вязкого трения $-\Delta b_1 \operatorname{tg} \varphi_z \omega_{x1}$. После перемножения выходного сигнала звена с коэффициентом передачи K_4 и выходного сигнала интегратора на выходе третьего умножителя (сигнал U_{11}) формируется скорректированный компенсирующий сигнал, амплитуда которого вновь равна амплитуде момента $-\Delta b_1 \operatorname{tg} \varphi_z \omega_{x1}$, что приводит к повышению точности стабилизации по оси наружной рамы. Описанный способ повышения точности работы ГС применен и в канале стабилизации по каналу внутренней рамы.

Коэффициент передачи K_5 канала компенсации определяются расчетным путем и при изменении температуры изменяются незначительно, однако, описанный способ может быть использован для уточнения расчетных значений коэффициента передачи K_5 на испытательном стенде трехкомпонентной качки. В этом случае сигнал гироскопического датчика при настройке коэффициента K_5 модулируется сигналом $\dot{\omega}_{x1}$ соответствующего ДУУ и интегрируется. Сигнал на выходе интегратора равен величине поправочного коэффициента относительно расчетного. Сигнал с выхода интегратора подается на вход блока умножения, который устанавливается в канале компенсации последовательно за звеном с коэффициентом передачи K_5 . Таким образом, использование принципов самонастройки и комбинированного управления оказывается эффективным средством увеличения точности работы ГС ИИиУС.

Выводы по главе 3

1. На основе метода комбинированного управления разработана структура построения ГС гравиметра с компенсацией возмущающих воздействий по каналам наружной и внутренней рам. Разработана математическая модель ГС с комбинированным управлением. Компенсация возмущающих воздействий позволяет повысить точность работы ГС. Разработаны и исследованы различные структурные решения построения каналов компенсации возмущающих воздействий. Полученные в работе соотношения позволяют рассчитать параметры каналов компенсации возмущающих воздействий, при которых обеспечивается лучшее качество работы схемы. Применение фазопережающих корректирующих фильтров позволяет компенсировать собственную инерционность датчиков цепей компенсации и инерционность исполнительного двигателя и приводит к увеличению степени компенсации возмущений. Значение ЛАЧХ по передаточной функции, являющейся отношением возмущающего момента после компенсации к действующему возмущающему моменту, на частоте 1с^{-1} составляет от -36 дБ до -119 дБ в зависимости от структурного решения построения канала компенсации на основе информации дополнительных датчиков угловой скорости. Значение ЛАЧХ по передаточной функции, являющейся отношением возмущающего момента после компенсации к действующему возмущающему моменту, на частоте 1с^{-1} составляет от -136 дБ до -167 дБ в зависимости от структурного решения построения канала компенсации на основе информации дополнительных датчиков угловой скорости и датчиков углового ускорения. Выбор структурного решения построения канала компенсации возмущающих воздействий определяется потребной точностью.

2. На основе метода комбинированного управления разработана структура построения ГС с компенсацией возмущающих воздействий по каналам наружной и внутренней рам ГС гравиметра с самонастройкой параметров каналов компенсации возмущающих воздействий. Разработана математическая модель ГС с комбинированным управлением и самонастройкой параметров каналов компенсации возмущающих воздействий. Предложенный способ самонастройки параметров каналов компенсации возмущающих моментов, в условиях

изменяющегося комплекса влияющих факторов, позволяет в 180 раз уменьшить погрешность стабилизации от моментов сил вязкого трения в установившемся режиме при амплитуде угловой скорости $0,73$ рад/с и частоте качки 3с^{-1} основания.

Время самонастройки параметров канала компенсации не превышает 2 с.

ГЛАВА 4. СТРУКТУРНЫЕ РЕШЕНИЯ ПОСТРОЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНО - ПРЕОБРАЗУЮЩИХ ТРАКТОВ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ ГИРОСТАБИЛИЗАТОРОВ ИНФОРМАЦИОННО - ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

Повышение точности ИИиУС на основе ГС возможно за счет применения высокоточных чувствительных элементов. Точность системы определяется как точностью контуров стабилизации, обеспечивающих совмещение платформы с опорной системой координат, так и точностью самой опорной системы, где чувствительные элементы моделируют опорную систему координат. При разработке высокоточных чувствительных элементов стремятся уменьшить собственный дрейф, смещения нулевого сигнала, нелинейность масштабного коэффициента в рабочем интервале температур [102,103,113,179,231]. Однако при создании прибора зачастую не используются существующие потенциальные возможности повышения динамической точности чувствительных элементов за счет разработки перспективных структурных решений построения контуров регулирования и обработки информации. Целью данного раздела работы является разработка структурных решений построения контуров регулирования и обработки информации чувствительных элементов ИИиУС на основе ГС, установление соотношений для выбора параметров звеньев этих контуров, обеспечивающих повышение динамической точности чувствительных элементов.

4.1. Исследование динамики акселерометра компенсационного типа и методика проектирования усилительно-преобразующего тракта

Функциональная схема акселерометра компенсационного типа с индуктивным датчиком угла и магнитоэлектрическим датчиком момента представлена на рисунке 4.1.1. Схема включает в себя маятниковый акселерометр, состоящий из собственно чувствительного элемента (маятника), датчика угла, магнитоэлектрического датчика момента. Усилительно - преобразующий тракт акселерометра состоит из усилителя переменного тока, демодулятора, сглаживающих фильтров, корректирующих устройств в прямой цепи и цепи обратной связи.

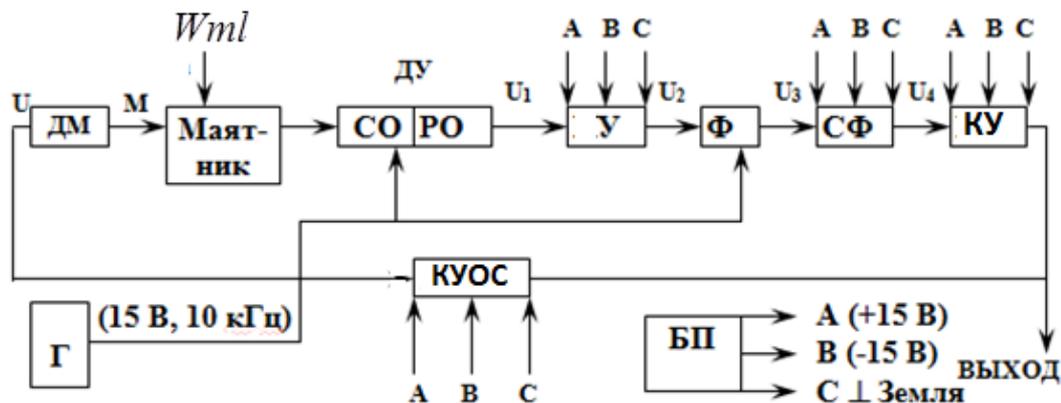


Рис.4.1.1. Функциональная схема акселерометра компенсационного типа с индуктивным датчиком угла и магнитоэлектрическим датчиком момента: ДМ – датчик момента, У – усилитель переменного тока, БП – блок питания, ДУ – датчик угла, Ф – фазовый детектор, КУОС – корректирующее устройство обратной связи, СО – статорная обмотка, СФ – сглаживающие фильтры, РО – роторная обмотка, КУ – корректирующее устройство прямой цепи, Г – генератор, U_i – напряжение в точках усилительно - преобразующего тракта, W – линейное ускорение, m – масса маятника, l – плечо маятника, M – компенсирующий момент цепи обратной связи

Корректирующие устройства обеспечивают устойчивость системы и необходимые динамические характеристики. Выходной аналоговый сигнал поступает на вход аналого - цифрового преобразователя. Прибор содержит также блок питания и генератор синусоидального сигнала. Генератор обеспечивает питание статора датчика угла акселерометра, этот же сигнал подается на фазовый детектор в качестве опорного сигнала. Устройство работает следующим образом. Отклонение маятника, закрепленного в кварцевых опорах, при появлении линейного ускорения или наклоне корпуса прибора преобразуется датчиком угла в электрический сигнал, который после усиления поступает на фазовый детектор. Сглаживающие фильтры обеспечивают выпрямление переменного напряжения. После преобразования корректирующими устройствами прямой и обратной связи сигнал поступает на магнитоэлектрический датчик момента. Датчик угла, усилительно - преобразующий тракт и датчик момента вместе составляют «электрическую пружину», которая развивает момент, пропорциональный

отклонению маятника. Этот момент противодействует моментам сил, действующих на маятник, удерживая его в положении равновесия. Регистрируемый сигнал с выхода усилительно - преобразующего тракта поступает на устройство согласования с ПЭВМ.

Работа такого маятника может быть описана дифференциальным уравнением второго порядка [114]:

$$J\ddot{\alpha} + f\dot{\alpha} + gml \sin\alpha = Wml \cos\alpha - M, \quad (4.1.1)$$

где J – момент инерции маятника, f – удельный коэффициент вязкого трения, W – величина ускорения, действующая в горизонтальной плоскости, m – масса маятника, l – смещение центра тяжести маятника относительно оси подвеса, g – ускорение силы тяжести, α – угол отклонения маятника относительно оси совпадающей с направлением g , M – компенсирующий момент цепи обратной связи.

При работе в горизонте величина α мала, и обозначив $T=J/f$, получим структурную схему чувствительного элемента, представленную на рис. 4.1.2.

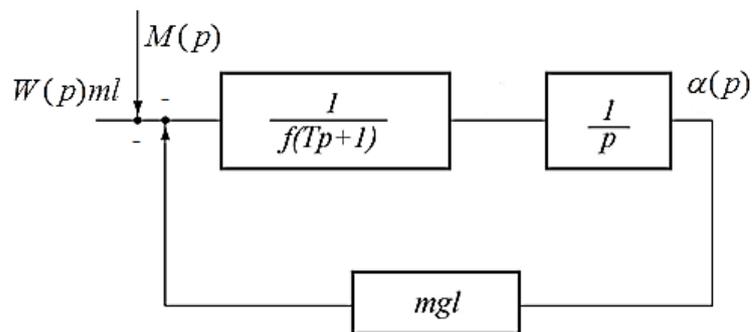


Рис.4.1.2. Структурная схема маятникового чувствительного элемента

Передаточная функция замкнутой системы от входа к выходу запишется:

$$\frac{\alpha(p)}{\frac{W(p)}{g} - \frac{M(p)}{gml}} = \frac{1}{T_3^2 p^2 + 2\xi_3 T_3 p + 1}, \quad \text{где} \quad T_3 = \sqrt{\frac{fT}{mgl}}, \quad 2\xi_3 T_3 = \frac{f}{mgl}.$$

Для увеличения чувствительности маятникового устройства его оформляют конструктивно как поплавков и заливают жидкостью. При этом увеличивается величина вязкого трения, и кроме того, как показывают экспериментальные

исследования такого устройства, масса жидкости, участвующая в движении, оказывает влияние на динамические характеристики чувствительного элемента.

Уравнение работы такого элемента с учетом влияния массы жидкости может быть записано в виде:

$$\begin{aligned} J\ddot{\alpha} + f\dot{\alpha} + f_n\dot{\alpha}(\dot{\alpha} - \dot{\alpha}_n) &= Wml \cos \alpha - gml \sin \alpha - M, \\ f_n(\dot{\alpha} - \dot{\alpha}_n) &= J_n\ddot{\alpha}_n, \end{aligned} \quad (4.1.2)$$

где f_n – величина приведенной силы вязкого трения, $\dot{\alpha}_n$ – величина приведенной угловой скорости движения жидкости, J_n – приведенный момент инерции жидкости. Введем обозначение $T_n = J_n / f_n$, полагая, что угол α мал, получим следующую структурную схему, описывающую функционирование чувствительного элемента рис.4.1.3.

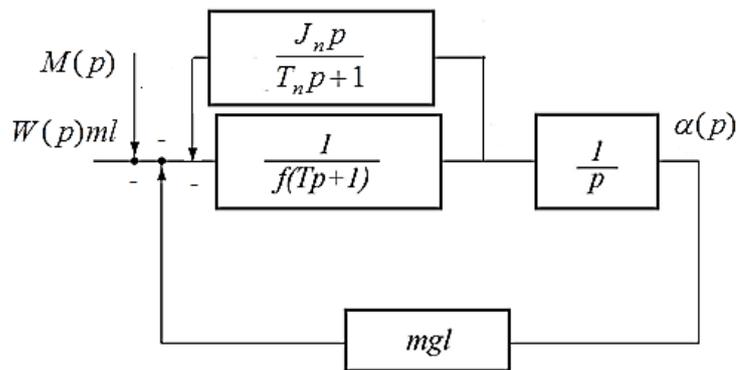


Рис.4.1.3. Структурная схема поплавкового маятникового чувствительного элемента с учетом массы жидкости, участвующей в движении

Передаточная функция замкнутой системы запишется

$$\frac{\alpha(p)}{\frac{W(p)}{g} - \frac{M(p)}{gml}} = \frac{T_n p + 1}{\frac{f}{mgl} T T_n p^3 + f \frac{(T + T_n + \frac{J_n}{f})}{mgl} p^2 + \frac{fp}{mgl} + 1}. \quad (4.1.3)$$

Передаточная функция (4.1.3) может быть приведена к типовому виду

$$\frac{\alpha(p)}{\frac{W(p)}{g} - \frac{M(p)}{gml}} = \frac{T_n p + 1}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)},$$

причем $T_1 T_2 T_3 = f T T_n / mgl$, $T_1 T_3 + T_2 T_3 + T_1 T_2 = f(T + T_n + J_n / f) / mgl$,

$$T_1 + T_2 + T_3 = f / mgl + T_n.$$

Масса жидкости, участвующая в движении, оказывает воздействие на динамические характеристики в области высоких частот, улучшая их за счет опережения по фазе, максимальная величина которого равна

$$\varphi_{\max} = \arcsin\left(\frac{T_n/T_3 - 1}{T_n/T_3 + 1}\right) \text{ на частоте } \omega_{\varphi_{\max}} = \frac{1}{T_n} \sqrt{\frac{T_n}{T_3}}.$$

Для съема сигнала обычно применяют индуктивные датчики [115]. Сигнал рассогласования определяется как разность двух модулированных сигналов. Поскольку две выходные обмотки по технологическим причинам нельзя выполнить абсолютно идентичными, то в сигналах имеется некоторый фазовый сдвиг Δ (рис.4.1.4).

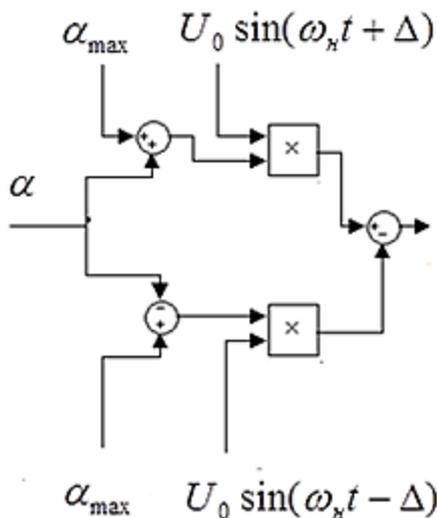


Рис. 4.1.4. Структурная схема съема электрического сигнала с индуктивного датчика угла акселерометра компенсационного типа: α_{\max} – максимальный угол поворота ротора индуктивного датчика угла относительно нулевого положения, ω_n – круговая частота модуляции, U_0 – амплитудное значение модулирующего сигнала, Δ – фазовый сдвиг, обусловленный технологией изготовления индуктивного датчика угла

Выходное напряжение датчика угла акселерометра запишется

$$U = (\alpha + \alpha_{\max})U_0 \sin(\omega_n t + \Delta) - (\alpha_{\max} - \alpha)U_0 \sin(\omega_n t - \Delta) = 2U_0 \alpha_{\max} \sin \Delta \cos \omega_n t + 2U_0 \alpha \cos \Delta \sin \omega_n t.$$

Член $2U_0 \alpha_{\max} \sin \Delta \cos \omega_n t$ определяет квадратурную составляющую. За счет квадратурной составляющей амплитуда минимального сигнала при $\alpha = 0$ не может быть меньше квадратурной составляющей и составляет для реальных систем съема угол порядка 1 угл. мин, поэтому после усиления сигнала с помощью полосового усилителя переменного тока с передаточной функцией

$$W_y(p) = \frac{k_y T_y p}{T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1} \text{ сигнал необходимо преобразовать по постоянному току.}$$

Поскольку полезная информация содержится в модулированном сигнале, то передаточная функция должна быть преобразована в эквивалентную передаточную функцию путем замены

$$p = \frac{\omega_n}{2} \left(\frac{\omega_n}{p} + \frac{p}{\omega_n} \right) \text{ или}$$

$$\frac{p}{\omega_n} = \frac{(\omega_n^2 + p^2)}{2p\omega_n}. \quad (4.1.4)$$

Принимая во внимание, что постоянная времени усилителя выбирается из соотношения $T_y = \frac{1}{\omega_n}$, передаточную функцию усилителя можно представить в виде

$$W_y(p) = \frac{k_y p \omega_n}{p^2 + 2\xi_y p + \omega_n^2} = \frac{k_y p \omega_n}{2\xi_y p \omega_n \left(\frac{p^2 + \omega_n^2}{2\xi_y p \omega_n} + 1 \right)} =$$

$$= \frac{k_y}{2\xi_y \left(1 + \frac{T_y}{\xi_y} p \right)}. \quad (4.1.5)$$

Таким образом, в случае симметричной частотной характеристики полосового усилителя переменного тока его эквивалентная постоянная времени по огибающей $T_g = \frac{T_y}{\xi_y}$, а коэффициент передачи $K_g = \frac{k_y}{2\xi_y}$.

Выпрямление выходного сигнала можно осуществить с помощью фазового детектора путем умножения выходного сигнала на $\sin \omega_n t$. Форма выходного сигнала описывается выражением

$$U = U_0 K_g \alpha \cos \Delta + U_0 \alpha_{\max} K_g \sin 2\omega_n t \sin \Delta - U_0 \alpha K_g \cos 2\omega_n t \cos \Delta.$$

Для подавления второй гармоники несущей частоты необходимо применить сглаживающие фильтры, простейший вид которых

$$W_\phi(p) = \frac{1}{(T_\phi p + 1)^n},$$

где n - число сглаживающих фильтров.

Структурная схема динамической системы представлена на рис. 4.1.5. Эквивалентная расчетная структурная схема представлена на рис. 4.1.6 [116].

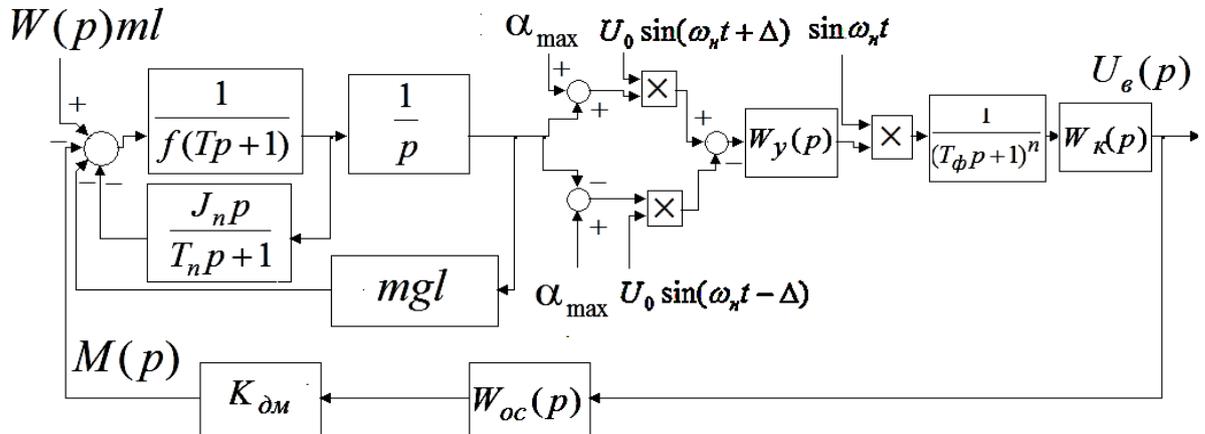


Рис. 4.1.5. Структурная схема маятникового поплавкового акселерометра компенсационного типа: $W_y(p)$ – передаточная функция усилителя переменного тока, $W_k(p)$ – передаточная функция корректирующего устройства прямой цепи усилительно-преобразующего тракта, $W_{oc}(p)$ – передаточная функция корректирующего устройства цепи обратной связи усилительно-преобразующего тракта, $K_{ом}$ – коэффициент передачи датчика момента, U_e – выходное напряжение

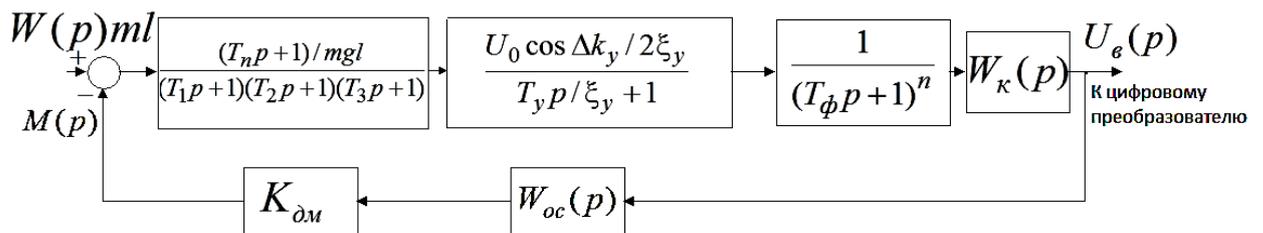


Рис.4.1.6. Эквивалентная расчетная структурная схема маятникового поплавкового акселерометра компенсационного типа

Примем в качестве передаточной функции прямой цепи выражение вида

$$W_k(p) = \frac{K_n(T_2 p + 1)}{T_1 p + 1},$$

а в качестве передаточной функции цепи обратной связи выражение вида

$$W_{oc}(p) = \frac{K_{oc}(T_{oc}p + 1)}{\frac{T_{oc}}{m}p + 1}, \quad K_{\partial y} = U_0 \cos \Delta,$$

тогда передаточная функция разомкнутой системы запишется:

$$W_p(p) = \frac{K_{\partial y} K_n K_{oc} K_{\partial m} \frac{1}{mgl} (T_n p + 1) \frac{k_y}{2\xi_y} (T_{oc} p + 1)}{(T_1 p + 1)^2 (T_3 p + 1) (T_9 p + 1) (T_\phi p + 1)^n \left(\frac{T_{oc} p}{m} + 1\right)}.$$

Положим $T_1 = 0,65c$, $T_2 = 0,035c$, $T_n = 0,018c$, $T_3 = 0,01c$.

Например, примем частоту несущей $f_H = 10 \text{ кГц}$, $\xi_y = 1$, тогда

$$\omega_H = 2\pi f_H = 62800c^{-1}, \quad T_9 = \frac{1}{\omega_H \xi_y} = 1,59 * 10^{-5} c, \quad T_\phi = 1,59 * 10^{-4} c, \quad n = 2.$$

Определим постоянную времени корректирующего устройства цепи обратной связи исходя из выражения

$$\omega_{\varphi_{\max}} = \frac{1}{T_n} \sqrt{\frac{T_n}{T_3}} = \frac{1}{T_{oc}} \sqrt{m} = 74,5c^{-1}.$$

Примем $m = 3$, тогда $T_{oc} = 0,023c^{-1}$.

Общий коэффициент усиления $K_0 = K_{\partial y} K_n K_{oc} K_{\partial m} \frac{1}{mgl} \frac{k_y}{2\xi_y}$ определяется из

соотношения:

$$\frac{K_0 \sqrt{\frac{T_n}{T_3}} \sqrt{m}}{(T_1^2 \omega_{\varphi_{\max}}^2 + 1)(T_\phi^2 \omega_{\varphi_{\max}}^2 + 1) \sqrt{T_9^2 \omega_{\varphi_{\max}}^2 + 1}} = 1,$$

отсюда для численных значений параметров приведенных выше

$$K_0 = \frac{(T_1^2 \omega_{\varphi_{\max}}^2 + 1)(T_\phi^2 \omega_{\varphi_{\max}}^2 + 1) \sqrt{T_9^2 \omega_{\varphi_{\max}}^2 + 1}}{\sqrt{\frac{T_n}{T_3}} \sqrt{m}} = 1000.$$

Статическая погрешность отработки входного сигнала $\gamma_c = 1/K_0 = 0,001 = 0,1\%$. Динамическая погрешность отработки входного синусоидального сигнала определится из соотношения:

$$\gamma_{\partial} = \frac{T_1^2 \omega^2 + 1}{K_0},$$

где ω – круговая частота входного сигнала.

Относительный уровень пульсаций на выходе интегратора (по отношению к пульсациям на выходе фазового детектора определяется из соотношения

$$\gamma_n = \frac{K_n \sqrt{(2\omega_n T_2)^2 + 1}}{(1 + (2\omega_n T_{\phi})^2) \sqrt{(2\omega_n T_1)^2 + 1}} \approx \frac{K_n T_2 / T_1}{4\omega_n^2 T_{\phi}^2}.$$

Из последнего соотношения следует, что для уменьшения относительного уровня пульсаций на выходе системы следует устанавливать максимально возможный коэффициент усиления усилителя переменного тока, уменьшая тем самым величину коэффициента передачи K_n . К снижению величины пульсаций на выходе системы приводит также уменьшение величины α_{\max} – максимального угла поворота ротора индуктивного датчика угла относительно нулевого положения. Пусть $K_{\gamma} = 1000$, $K_n = 1$, $mgI = 0,001 \text{ кгм}^2 / \text{с}^2$, $U_0 = 10 \text{ В}$, $\Delta = 1 \text{ град}$, $\alpha_{\max} = 0,5 \text{ град}$, тогда ЛАФЧХ замкнутой системы, где входным сигналом является линейное ускорение W , а выходным сигналом напряжение U_{ϕ} представлены на рис.4.1.7, а график переходного процесса, как реакция на ступенчатое воздействие уровня 10 м/с^2 представлен на рис.4.1.8. График ЛАФЧХ динамической погрешности представлен на рис.4.1.9.

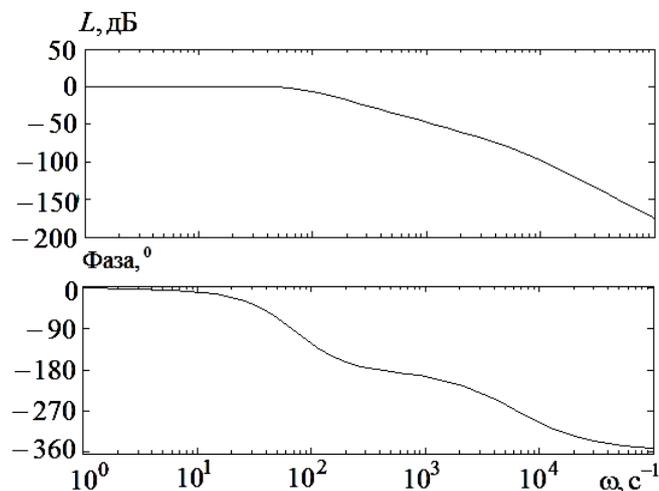


Рис.4.1.7. ЛАФЧХ замкнутой системы

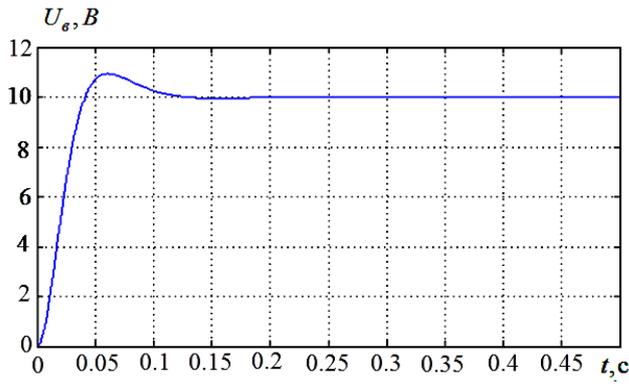


Рис.4.1.8. График переходного процесса, как реакция на ступенчатое воздействие

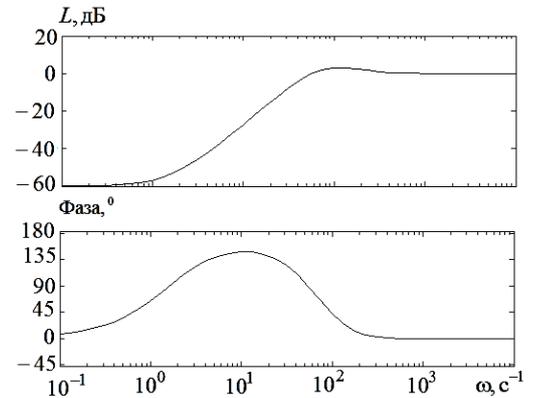


Рис.4.1.9. ЛАФЧХ динамической погрешности отработки входного сигнала

Относительный уровень пульсаций на выходе системы равен $\gamma_n = 0,00013 = 0,013\%$.

Рассмотрим вариант построения усилительно - преобразующего тракта акселерометра, при котором в системе обеспечен астатизм первого порядка передаточной функции, являющейся отношением выходного сигнала к измеряемому ускорению. С этой целью примем в качестве передаточной функции прямой цепи выражение вида

$$W_k(p) = \frac{K_n(T_n p + 1)}{p},$$

а в качестве передаточной функции цепи обратной связи выражение вида

$$W_{oc}(p) = \frac{K_{oc}(T_{oc} p + 1)}{\frac{T_{oc}}{m} p + 1}.$$

Зададимся требуемой величиной динамической погрешности $\gamma_\partial = 0,0001 = 0,01\%$ измерения ускорения, изменяющегося по гармоническому закону с частотой $\omega = 1 \text{ рад/с}$, тогда справедливо выражение

$$\frac{K_0(T_n^2 \omega^2 + 1) \sqrt{(T_{oc} \omega)^2 + 1}}{\omega(T_\phi^2 \omega^2 + 1) \sqrt{(T_1 \omega)^2 + 1} \sqrt{(T_2 \omega)^2 + 1} \sqrt{(T_3 \omega)^2 + 1} \sqrt{(T_9 \omega)^2 + 1} \sqrt{(T_{oc} \omega / m)^2 + 1}} = \frac{1}{\gamma_\partial}$$

или

$$K_0 \approx \frac{\omega \sqrt{(T_1 \omega)^2 + 1}}{\gamma_d} = 11926.$$

Распределим полученное значение между составляющими общего коэффициента усиления следующим образом $K_3 = 1000$, $mgI = 0,001 \text{ кг м}^2 / \text{с}^2$, $U_0 = 10 \text{ В}$, $\Delta = 1 \text{ град}$, $K_n = 12$, $K_{\text{ом}} K_{\text{ос}} = 0,0001 \text{ Н м} / \text{В}$.

Зададимся требуемой величиной относительного уровня пульсаций на выходе системы $\gamma_n = 0,0001 = 0,01\%$ и определим значение постоянной времени сглаживающего фильтра исходя из соотношения

$$\frac{K_n \sqrt{(T_n 2\omega_n)^2 + 1}}{2\omega_n ((T_\phi 2\omega_n)^2 + 1)} = \gamma_n$$

или

$$T_\phi \approx \sqrt{\frac{K_n T_n}{(2\omega_n)^2 \gamma_n}} = 0,00037 \text{ с}.$$

Найдем частоту среза системы

$$\frac{K_0 (T_n^2 \omega_{\phi \max}^2 + 1) \sqrt{m}}{\omega_{\phi \max} \sqrt{(T_1 \omega_{\phi \max})^2 + 1} \sqrt{(T_2 \omega_{\phi \max})^2 + 1} \sqrt{(T_3 \omega_{\phi \max})^2 + 1}} = 1,$$

или

$$\omega_{\phi \max}^2 \approx \frac{K_0 T_n^2 \sqrt{m}}{T_1 T_2 T_3}.$$

Если принять $m = 6$, то $\omega_{\phi \max} = \sqrt{\frac{K_0 T_n^2 \sqrt{m}}{T_1 T_2 T_3}} = 204 \text{ с}^{-1}$.

Найдем постоянную времени корректирующего устройства обратной связи

$$T_{\text{ос}} = \frac{\sqrt{m}}{\omega_{\phi \max}} = 0,012 \text{ с}.$$

Запас устойчивости системы по фазе равен

$$\theta = 180^\circ - \arctg(T_1 \omega_{\phi \max}) - \arctg(T_2 \omega_{\phi \max}) - \arctg(T_3 \omega_{\phi \max}) - \arctg(T_3 \omega_{\phi \max}) - \\ - 2\arctg(T_\phi \omega_{\phi \max}) - 90^\circ + 2\arctg(T_n \omega_{\phi \max}) + \arcsin \frac{m-1}{m+1} = 41 \text{ град}.$$

ЛАФЧХ замкнутой системы, где входным сигналом является линейное ускорение W , а выходным сигналом напряжение $U_{\text{в}}$ представлены на рис. 4.1.10, а график переходного процесса, как реакция на ступенчатое воздействие уровня 10 м/с^2 представлен на рис. 4.1.11. График ЛАФЧХ динамической погрешности представлен на рис. 4.1.12.

В итоге система имеет следующие числовые характеристики: полоса пропускания 165 с^{-1} , астатизм первого порядка по отношению к измеряемому ускорению, относительная погрешность отслеживания сигнала на частоте $\omega = 1 \text{ с}^{-1}$ $\gamma_{\delta} = 0,01\%$, относительная пульсация на выходе интегратора $\gamma_n = 0,01\%$, время переходного процесса, как реакция на ступенчатое воздействие $0,06 \text{ с}$, перерегулирование 3% .

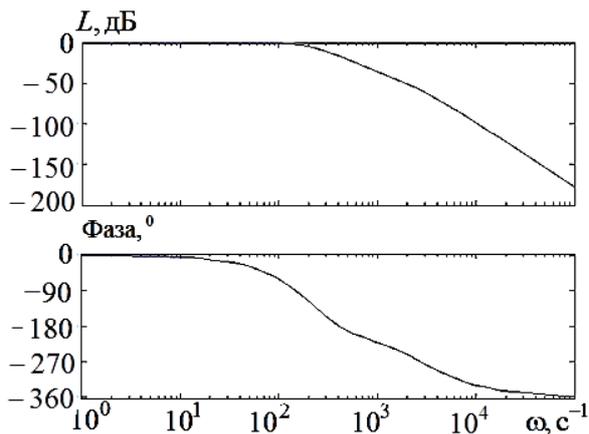


Рис. 4.1.10. ЛАФЧХ замкнутой системы

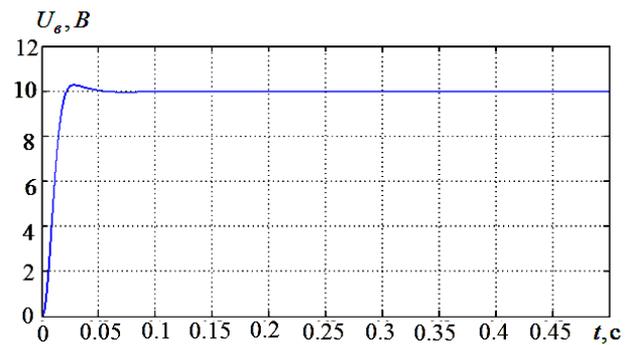


Рис. 4.1.11. График переходного процесса, как реакция на ступенчатое воздействие

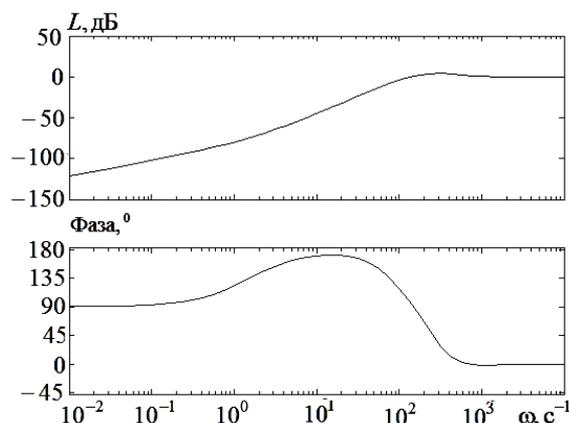


Рис. 4.1.12. ЛАФЧХ динамической погрешности обработки входного сигнала

Таким образом, в процессе решения задачи синтеза предложена эффективная структура построения усилительно - преобразующего тракта (УПТ) акселерометра, исследованы особенности функционирования прибора с учетом процессов модуляции и демодуляции сигнала датчика угла гироскопа, разработана методика проектирования УПТ акселерометра, получены аналитические выражения для определения параметров элементов УПТ, обеспечивающих устойчивый режим работы прибора, заданное значение динамической погрешности, а также заданную величину пульсаций на выходе акселерометра.

4.2. Исследование динамики датчика угловой скорости и методика проектирования усилительно-преобразующего тракта

Рассмотрим решение задачи синтеза усилительно - преобразующего тракта (УПТ) датчика угловой скорости (ДУС) на основе поплавкового интегрирующего гироскопа [114]. В процессе решения задачи синтеза должна быть предложена эффективная структура построения УПТ, исследованы особенности функционирования прибора с учетом процессов модуляции и демодуляции сигнала датчика угла гироскопа, получены аналитические выражения для определения параметров элементов УПТ, обеспечивающих устойчивый режим работы прибора, заданное значение динамической погрешности, а также заданную величину пульсаций на выходе датчика угловой скорости.

В качестве механического высокоточного измерительного элемента при построении датчика угловой скорости использован поплавковый интегрирующий гироскоп. В таком гироскопе в качестве датчика угла реализован индуктивный датчик угла, работающий на переменном токе. Структурная схема динамической системы представлена на рис. 4.2.1. Задача синтеза аналоговой части устройства для измерения угловой скорости решена исходя из следующих соотношений.

Выходное напряжение U датчика угла описывается выражением

$$U = (\delta + \delta_{\max})U_0 \sin(\omega_H t + \Delta) - (\delta_{\max} - \delta)U_0 \sin(\omega_H t - \Delta) = 2U_0 \delta_{\max} \sin \Delta \cos \omega_H t + 2U_0 \delta \cos \Delta \sin \omega_H t \quad (4.2.1)$$

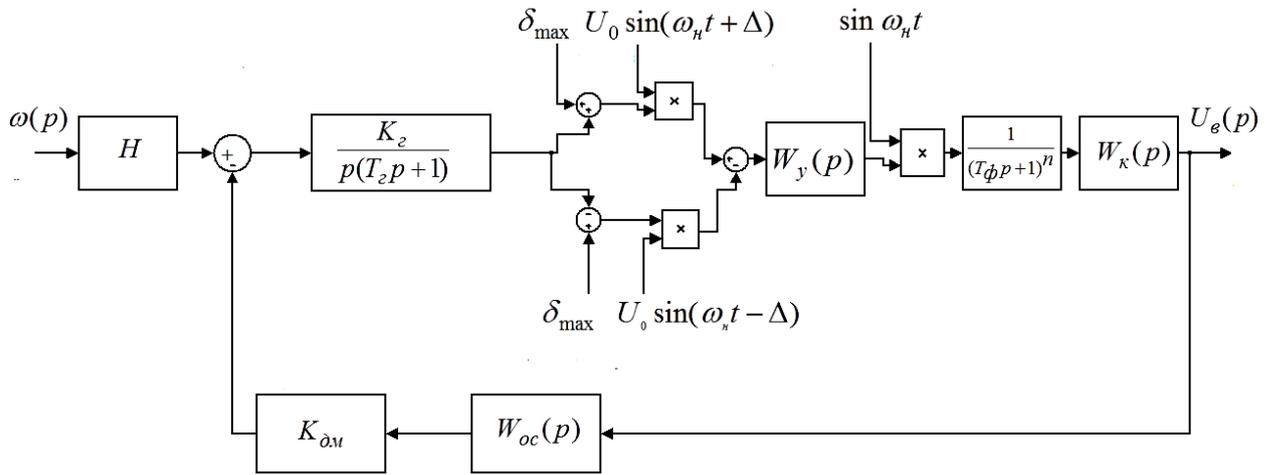


Рис. 4.2.1. Структурная схема датчика угловой скорости: H – кинетический момент гироскопа, $\omega(p)$ – измеряемая угловая скорость, $T_2 = J_\delta / n$ – постоянная времени поплавкового гироскопа, $K_z = 1/n$ – коэффициент передачи гироскопа, J_δ – момент инерции поплавкового гироскопа относительно оси прецессии, n – удельный коэффициент вязкого трения относительно оси прецессии поплавкового гироскопа, $K_{\delta m}$ – коэффициент передачи датчика момента, $W_{oc}(p)$ – передаточная функция корректирующего устройства цепи обратной связи, ω_n – круговая частота модуляции, T_ϕ – постоянная времени сглаживающего фильтра, $W_y(p)$ – передаточная функция усилителя переменного тока, $W_k(p)$ – передаточная функция корректирующего устройства прямой цепи, U_0 – модулирующее напряжение, δ_{\max} – амплитуда угла прокачки ротора датчика угла гироскопа относительно нулевого положения, Δ – фазовый сдвиг

Член $2U_0\delta_{\max} \sin \Delta \cos \omega_n t$ определяет квадратурную составляющую датчика угла, которая в реальной системе равна 5мВ и ограничивает коэффициент усиления усилителя переменного тока. За счет квадратурной составляющей амплитуда минимального сигнала при $\delta = 0$ не может быть меньше квадратурной составляющей, поэтому после усиления сигнала с помощью полосового усилителя переменного тока с передаточной функцией

$$W_y(p) = \frac{k_y T_y p}{T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1}$$

сигнал необходимо преобразовать по постоянному току.

Поскольку полезная информация содержится в модулированном сигнале, то

передаточная функция должна быть преобразована в эквивалентную передаточную функцию путем замены

$$p = \frac{\omega_n}{2} \left(\frac{\omega_n}{p} + \frac{p}{\omega_n} \right) \text{ или}$$

$$\frac{p}{\omega_n} = \frac{(\omega_n^2 + p^2)}{2p\omega_n}. \quad (4.2.2)$$

Принимая во внимание, что постоянная времени усилителя выбирается из соотношения $T_y = \frac{1}{\omega_n}$, передаточную функцию усилителя можно представить в виде

$$W_y(p) = \frac{k_y p \omega_n}{p^2 + 2\xi_y p + \omega_n^2} = \frac{k_y p \omega_n}{2\xi_y p \omega_n \left(\frac{p^2 + \omega_n^2}{2\xi_y p \omega_n} + 1 \right)} =$$

$$= \frac{k_y}{2\xi_y \left(1 + \frac{T_y}{\xi_y} p \right)}. \quad (4.2.3)$$

Таким образом, в случае симметричной частотной характеристики полосового усилителя переменного тока его эквивалентная постоянная времени по огибающей $T_y = \frac{T_y}{\xi_y}$, а коэффициент передачи $K_y = \frac{k_y}{2\xi_y}$.

Выпрямление выходного сигнала можно осуществить с помощью фазового детектора путем умножения выходного сигнала на $\sin \omega_n t$.

Выходной сигнал после демодуляции:

$$U = U_0 K_y \delta \cos \Delta + U_0 \delta_{\max} K_y \sin 2\omega_n t \sin \Delta - U_0 \delta K_y \cos 2\omega_n t \cos \Delta.$$

Для подавления второй гармоники несущей частоты в системе предусмотрены сглаживающие фильтры, в качестве которых в простейшем случае могут быть использованы последовательно включенные апериодические звенья первого порядка.

Расчетная схема ДУС представлена на рис. 4.2.2.

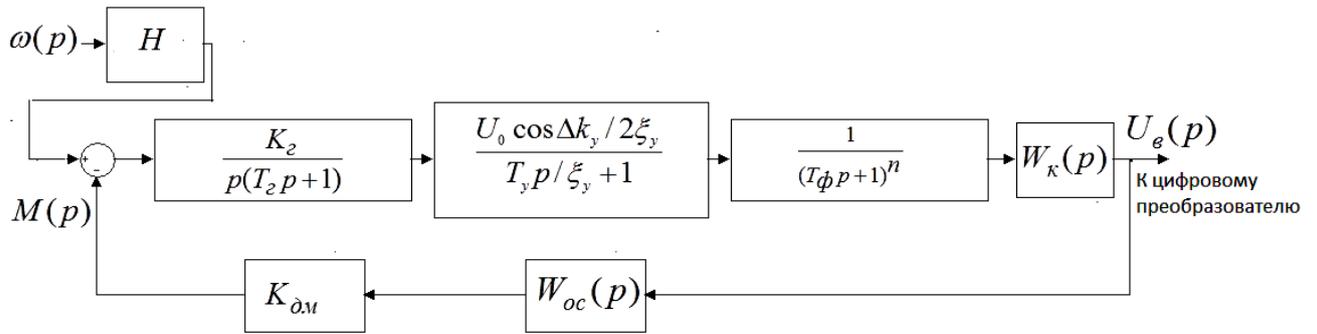


Рис. 4.2.2. Расчетная схема ДУС

Рассмотрим структуру построения УПТ гироскопа, при которой в системе обеспечен астатизм второго порядка передаточной функции, являющейся отношением выходного сигнала к измеряемой угловой скорости.

С этой целью примем в качестве передаточной функции прямой цепи выражение вида

$$W_k(p) = \frac{K_n}{p},$$

а в качестве передаточной функции цепи обратной связи выражение вида

$$W_{oc}(p) = \frac{K_{oc}(\tau p + 1)}{\frac{\tau}{\ell} p + 1}.$$

Передаточная функция разомкнутой системы запишется:

$$W_{pc}(p) = \frac{K_n K_{oc} K_{дм} K_{дy} K_2 K_3 (\tau p + 1)}{p^2 (T_2 p + 1) (T_3 p + 1) (T_\phi p + 1)^n \left(\frac{\tau}{\ell} p + 1\right)}, \quad (4.2.4)$$

где $K_{дy} = U_0 \cos \Delta$ – коэффициент передачи датчика угла.

Зададимся требуемой величиной динамической погрешности $\gamma_\partial = 0,00003 = 0,003\%$ измерения угловой скорости, изменяющейся по гармоническому закону с частотой $\omega = 0,42 \text{ рад/с}$. Пусть $n = 2$, $T_2 = 0,002 \text{ с}$, тогда справедливо выражение

$$\frac{K_0 \sqrt{(\tau \omega)^2 + 1}}{\omega^2 (T_\phi^2 \omega^2 + 1) \sqrt{(T_2 \omega)^2 + 1} \sqrt{(T_3 \omega)^2 + 1} \sqrt{(\tau \omega / \ell)^2 + 1}} = \frac{1}{\gamma_\partial},$$

где $K_0 = K_n K_{oc} K_{дм} K_{дy} K_2 K_3$.

В виду того, что постоянные времени T_2, T_3, T_ϕ, τ малы

$$K_0 \approx \frac{\omega^2}{\gamma_\partial} = 5880.$$

Распределим полученное значение между составляющими общего коэффициента усиления следующим образом: $K_3 \cos \Delta = 1000, U_0 = 10B, \Delta = 1/57,3 \text{ рад}, K_2 = 100, K_{\partial M} K_{oc} = 0,001 \text{ Нм/В}, K_n = 5,88.$

Зададимся требуемой величиной относительного уровня пульсаций на выходе системы $\gamma_n = 0,00003 = 0,003\%$ и определим значение постоянной времени сглаживающего фильтра исходя из соотношения

$$\frac{K_n}{2\omega_n((T_\phi 2\omega_n)^2 + 1)} = \gamma_n.$$

Пусть $\omega_n = 62800 \text{ с}^{-1}$. Значение амплитудно - частотной характеристики (АЧХ) интегрирующего устройства с передаточной функцией $W_u(p) = K_n / p$ на частоте $2\omega_n$ равно $A(2\omega_n) = \frac{K_n}{2\omega_n} = 0,000047$. Исходя из того, что требуемое значение АЧХ составляет $0,00003$; значение постоянной времени T_ϕ сглаживающих фильтров может быть определено из соотношения

$$\frac{1}{(T_\phi 2\omega_n)^2 + 1} = \frac{\gamma_n 2\omega_n}{K_n} = \frac{0,00003}{0,000047} = 0,638,$$

$$T_\phi \approx \sqrt{\frac{1 - 0,638}{(2\omega_n)^2 0,638}} = 0,000006 \text{ с}.$$

В случае если $n = 1$ постоянная времени сглаживающего фильтра может быть определена из соотношения

$$\frac{1}{\sqrt{(T_\phi 2\omega_n)^2 + 1}} = \frac{\gamma_n 2\omega_n}{K_n} = \frac{0,00003}{0,000047} = 0,638,$$

$$T_\phi \approx \sqrt{\frac{1 - 0,638^2}{(2\omega_n)^2 0,638^2}} = 0,00001 \text{ с}.$$

Найдем частоту среза системы

$$\frac{K_0 \sqrt{l}}{\omega_{\varphi \max}^2 \sqrt{(T_z \omega_{\varphi \max})^2 + 1} \sqrt{(T_y \omega_{\varphi \max})^2 + 1} (T_\phi^2 \omega^2 + 1)} = 1,$$

ИЛИ

$$\omega_{\varphi \max}^2 \approx K_0 \sqrt{l}.$$

Если принять $l = 10$, то $\omega_{\varphi \max} = \sqrt{K_0 \sqrt{l}} = 136,36 \text{ с}^{-1}$.

Найдем постоянную времени корректирующего устройства обратной связи

$$\tau = \frac{\sqrt{l}}{\omega_{\varphi \max}} = 0,0232 \text{ с}.$$

Запас устойчивости системы по фазе равен

$$\begin{aligned} \theta &= 180^\circ - \arctg(T_z \omega_{\varphi \max}) - \arctg(T_y \omega_{\varphi \max}) - \\ &- 2\arctg(T_\phi \omega_{\varphi \max}) - 180^\circ + \arcsin \frac{l-1}{l+1} = 39,45 \text{ град.} \end{aligned}$$

ЛАФЧХ замкнутой системы, где входным сигналом является угловая скорость, а выходным сигналом напряжение U_θ при $H = 0,01 \text{ Нмс}$ представлены на рис. 4.2.3, а график переходного процесса, как реакция на ступенчатое воздействие уровня 1 рад/с представлен на рис. 4.2.4. График ЛАФЧХ динамической погрешности представлен на рис. 4.2.5.

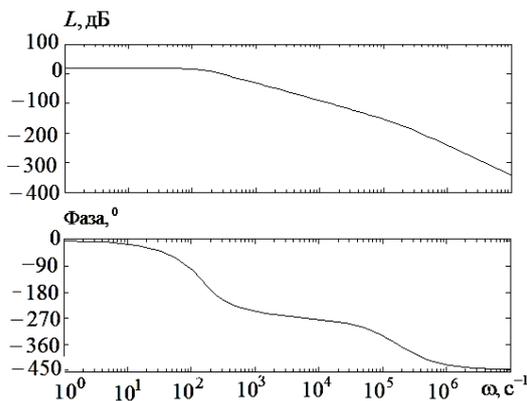


Рис. 4.2.3. ЛАФЧХ замкнутой системы

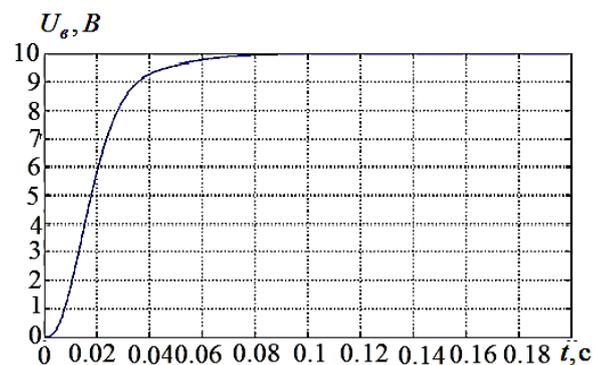


Рис. 4.2.4. График переходного процесса

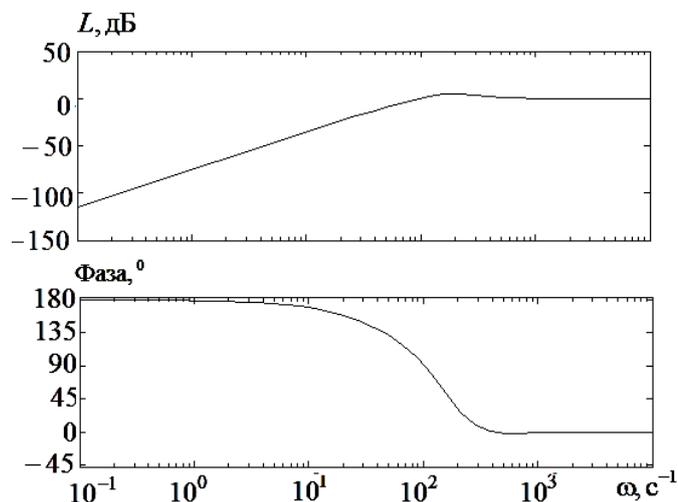


Рис. 4.2.5. ЛАФЧХ динамической погрешности измеряемой угловой скорости

В итоге система имеет следующие числовые характеристики: полоса пропускания 76c^{-1} , астатизм второго порядка по отношению к измеряемой угловой скорости, относительная погрешность отслеживания сигнала на частоте $\omega = 0,42\text{c}^{-1}$ $\gamma_{\delta} = 0,003\%$, относительная пульсация на выходе интегратора $\gamma_n = 0,003\%$, время переходного процесса, как реакция на ступенчатое воздействие $0,08\text{c}$.

Таким образом, в процессе решения задачи синтеза предложена эффективная структура построения УПТ датчика угловой скорости на основе поплавкового интегрирующего гироскопа, исследованы особенности функционирования прибора с учетом процессов модуляции и демодуляции сигнала датчика угла гироскопа, разработана методика проектирования УПТ гироскопа, получены аналитические выражения для определения параметров элементов УПТ, обеспечивающих устойчивый режим работы прибора, заданное значение динамической погрешности, а также заданную величину пульсаций на выходе датчика угловой скорости.

4.3. Разработка аналого - цифрового преобразователя чувствительных элементов гироскопических систем с компенсацией апертурной погрешности

При решении задачи синтеза аналого - цифрового преобразователя чувствительных элементов гироскопических систем необходима оценка не только

погрешности цифрового преобразования, определяемая числом информационных разрядов в преобразователе, но и оценка апертурной погрешности. Апертурная погрешность обусловлена изменением уровня аналогового сигнала за время преобразования в цифровой код и зависит от динамических характеристик преобразователя и измеряемого сигнала.

Практическая схема реализации аналого - цифрового преобразователя повышенной точности представлена на рис. 4.3.1 [117].

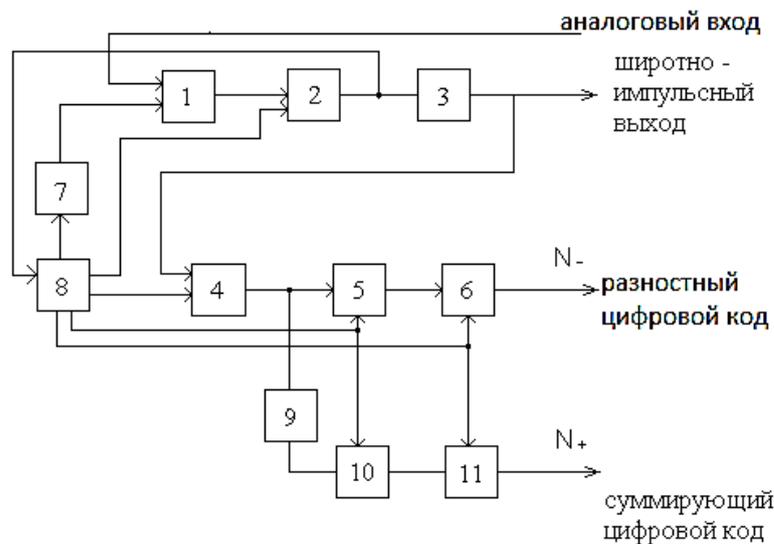


Рис. 4.3.1. Функциональная схема аналого - цифрового преобразователя повышенной точности

Непосредственное преобразование аналоговой информации в цифровой код осуществляется следующим образом [117,118,119,237]. Для преобразования аналогового сигнала в широтно - импульсный служит компаратор 1, синхронный генератор одиночных импульсов 2, триггер 3, формирователь треугольного сигнала 7 и схема синхронизации 8. Собственно преобразование осуществляется в компараторе 1, который производит сравнение аналогового сигнала с треугольным напряжением, выделенным из стабильного по частоте и амплитуде прямоугольного сигнала с выхода схемы синхронизации 8. Если аналоговый сигнал меньше треугольного напряжения, то на выходе компаратора 1 высокий логический уровень, если больше, то низкий. Для синхронизации выходной импульсной последовательности компаратора 1 служат блоки 2 и 3, работающие под управлением схемы 8, которая вырабатывает четыре импульса (U1,U2,U3,U4)

распределённые последовательно во времени с частотой следования 250 кГц и задержкой относительно друг друга 1 мкс. При смене знака напряжения на выходе компаратора 1 (например, с низкого логического уровня на высокий) генератор 2 по первому пришедшему за этим событием импульсу U1 вырабатывает одиночный импульс установки RS-триггера 3 в состояние «1» (по S-входу). Если на выходе блока 1 происходит изменение сигнала с высокого уровня на низкий, то генератор 2 вырабатывает одиночный импульс и по первому поступившему импульсу U1 устанавливает триггер 3 по R-входу в состояние «0». Таким образом, на выходе триггера 3 формируется сигнал угловой скорости с широтно-импульсной модуляцией, синхронизированный импульсами U1. Преобразование широтно-импульсного сигнала в цифровой код производится при помощи схемы совпадения 4, реверсивного счетчика 5 и итогового регистра 6. Выходное напряжение триггера 3 вместе с импульсами U2 с блока 8 поступает на вход схемы совпадения 4. При высоком уровне логического сигнала на выходе триггера 3 импульсы U2 поступают на суммирующий вход реверсивного счетчика 5, при низком – на вычитающий. Цикл измерения, суммирование – вычитание определяется моментами перехода триггера 3 из «0» в «1». Синхроимпульсы с выхода блока 2, осуществляющие этот переход, подаются на вход схемы 8 и инициализируют выдачу одиночных импульсов U3, U4 на блоки 5 и 6. По импульсу U3, следующему за моментом перехода триггера из «0» в «1» производится запись в первый итоговый регистр 6 результата счёта с выхода блока 5, а по импульсу U4, следующему за этим же переходом, осуществляется сброс реверсивного счётчика 5 и начало нового счёта.

Оценим точность аналого-цифрового преобразования. Формирование широтно-импульсного сигнала из аналогового, путем его сравнения с сигналом треугольной формы, происходит не мгновенно. Процесс преобразования фактически осуществляется в течение одного периода сигнала треугольной формы T_A . Если аналоговый сигнал представить в виде линейной функции $X(t)$, то его величина успеет несколько измениться:

$$X(t) = a + m(t)t,$$

где a – начальное значение сигнала; m – скорость изменения сигнала за время t .

В результате широтно-импульсный (ШИ) сигнал не точно соответствует значению аналоговой функции в отсчетный момент времени. Рассмотрим схему получения широтно-импульсного сигнала рис.4.3.2.

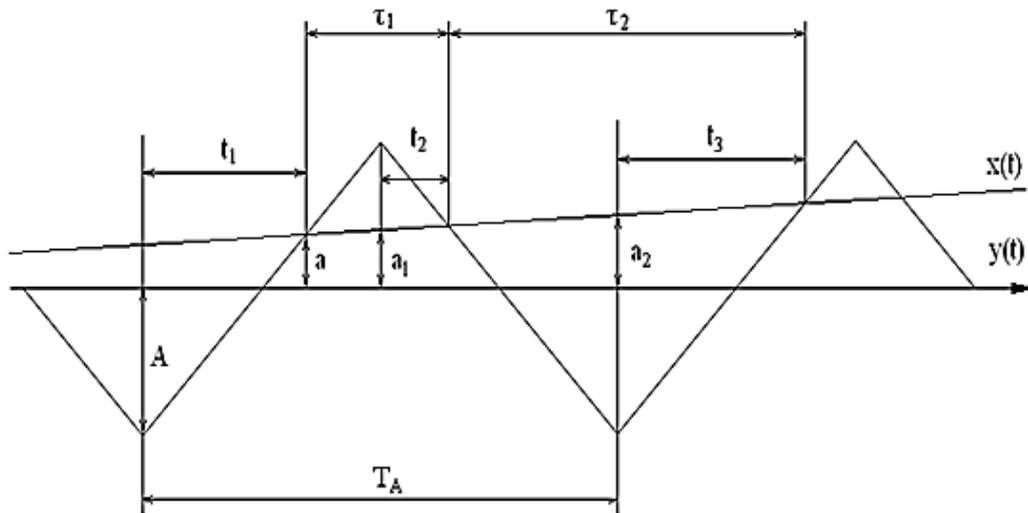


Рис.4.3.2. Временная диаграмма

Пусть напряжение треугольной формы имеет вид:

$$\begin{cases} Y(t) = -A + kt & 0 \leq t < \frac{T_A}{2} \\ Y(t) = A - kt & \frac{T_A}{2} \leq t < T_A \end{cases},$$

где A – амплитуда треугольного сигнала, $k = 4A/T_A$ – крутизна треугольного сигнала. Для определения первого момента перехода ШИ сигнала через ноль (момент времени t_1) имеем уравнение:

$$a = -A + kt_1, \quad t_1 = \frac{a + A}{k}.$$

Вспомогательная величина a_1 определяется из соотношения:

$$a_1 = a + mt = a + m\left(\frac{T}{2} - t_1\right) = a\left(1 - \frac{m}{k}\right) + \frac{m}{k}A.$$

Второй момент перехода через ноль ШИ сигнала t_2 определяется из уравнения:

$$a_1 + mt_2 = A - kt_2, \quad t_2 = \frac{A - a_1}{k + m} = \frac{A - a(1 - \frac{m}{k}) - \frac{m}{k}A}{k + m}.$$

Длительность нахождения ШИ сигнала в положительном состоянии τ_1 определяется из соотношения:

$$\tau_1 = \frac{T_A}{2} - t_1 + t_2 = \frac{T_A}{2} - \frac{a}{k} - \frac{A}{k} + \frac{A - a(1 - \frac{m}{k}) - \frac{m}{k}A}{k + m}.$$

Так как $\frac{T_A}{2} = \frac{2A}{k}$; $a = nA$; имеем: $\tau_1 = \frac{A}{k} \left(1 - n + \frac{1 - n(1 - \frac{m}{k}) - \frac{m}{k}}{1 + \frac{m}{k}} \right).$

Вспомогательная величина a_2 определяется из соотношения:

$$a_2 = a + mt = a + m(T_A - t_1) = a + mT_A - m \frac{A + a}{k}.$$

Учитывая, что $T_A = \frac{4A}{k}$ получим: $a_2 = a(1 - \frac{m}{k}) + \frac{3Am}{k}.$

Время следующего перехода ШИ сигнала через ноль t_3 , по которому заканчивается цикл преобразования, определится из соотношения:

$$a_2 + mt_3 = -A + kt_3,$$

$$t_3 = \frac{A + a_2}{k - m} = \frac{A + a(1 - \frac{m}{k}) - \frac{3Am}{k}}{k - m}.$$

Длительность отрицательного ШИ сигнала τ_2 равна:

$$\tau_2 = \frac{T_A}{2} - t_2 + t_3 = \frac{T_A}{2} - \frac{A - a(1 - \frac{m}{k}) + \frac{m}{k}A}{m + k} + \frac{A + a(1 - \frac{m}{k}) - \frac{3Am}{k}}{k - m}$$

или

$$\tau_2 = \frac{A}{k} \left(2 - \frac{1 - n(1 - \frac{m}{k}) - \frac{m}{k}}{1 + \frac{m}{k}} + \frac{1 + n((1 - \frac{m}{k}) + \frac{3m}{k})}{1 - \frac{m}{k}} \right).$$

Выходной широко импульсный модулированный (ШИМ) сигнал представляет собой разность длительностей положительной и отрицательной частей импульсной последовательности:

$$\tau_- = \tau_2 - \tau_1 = \frac{T_A}{4} (1+n-2) \cdot \frac{1-n(1-\frac{m}{k})-\frac{m}{k}}{1+\frac{m}{k}} + \frac{1+n(1-\frac{m}{k})+\frac{3m}{k}}{1-\frac{m}{k}}. \quad (4.3.1)$$

Зависимость (4.3.1) может быть так же представлена в виде :

$$\tau_- = \tau_2 - \tau_1 = T_A \left(\frac{2\frac{m}{k}}{1-\frac{m^2}{k^2}} + \frac{n}{1+\frac{m}{k}} \right). \quad (4.3.2)$$

Рассмотрим частный случай, когда аналоговый сигнал $X(t) = const$. Это означает, что $m = 0$:

$$\tau_2 - \tau_1 = \frac{T_A}{4} (1+n-2+2n+1+n) = nT_A = \frac{a}{A} T_A.$$

Из выражения видно, что среднее за апертурное время значение ШИ сигнала пропорционально величине $X(t)$, длительности одного периода треугольного напряжения T_A и обратно пропорционально амплитуде треугольного сигнала A .

Рассмотрение второго частного случая ($n=0$) позволяет получить иное выражение выходного ШИ сигнала:

$$\tau_2 - \tau_1 = \frac{T_A}{4} \left(1 - 2 \frac{1-\frac{m}{k}}{1+\frac{m}{k}} + \frac{1+\frac{3m}{k}}{1-\frac{m}{k}} \right) = \frac{2mT_A(1+\frac{m}{k})}{k(1-\frac{m^2}{k^2})}.$$

Выражения для апертурной относительной погрешности δ_a несложно получить из предыдущего выражения:

$$\delta_a = \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_A} = \frac{2\frac{m}{k}(1+\frac{m}{k})}{1-(\frac{m}{k})^2}. \quad (4.3.3)$$

Пренебрегая членами второго порядка малости получим:

$$\delta_a = \frac{2m}{k}. \quad (4.3.4)$$

Аналого - цифровой преобразователь с непосредственным преобразованием аналоговой информации в цифровой код имеет ограниченную полосу

пропускания из-за наличия апертурной погрешности. Величина апертурной погрешности должна быть меньше погрешности цифрового преобразования δ_y

$$\delta_a \leq \delta_y, \quad (4.3.5)$$

где $\delta_y = \frac{1}{2^d - 1}$, d – число информационных разрядов в преобразователе.

При обработке входного синусоидального сигнала $U_B = A_0 \sin \omega t$ имеем $m = \frac{dU_B}{dt} = A_0 \omega \cos \omega t$. При максимальном значении $m = A_0 \omega$, $\delta_a = \frac{2A_0 \omega T_A}{4A}$.

Примем $A_0 = A$, $T_A = t_d = \frac{2^d - 1}{f_T}$ (t_d – время дискретизации, f_T – тактовая частота генератора), тогда

$$\frac{\omega(2^d - 1)}{2f_T} \leq \frac{1}{2^d - 1},$$

$$\omega \leq \frac{2f_T}{(2^d - 1)^2}. \quad (4.3.6)$$

При $f_T = 250 \text{ кГц}$, $d = 8$ с учетом одного знакового разряда максимальная частота входного синусоидального сигнала должна удовлетворять соотношению $\omega \leq 31 \text{ с}^{-1}$. При $f_T = 250 \text{ кГц}$, $d = 16$ с учетом одного знакового разряда максимальная частота входного синусоидального сигнала должна удовлетворять соотношению $\omega \leq 0,0004656 \text{ с}^{-1}$. При $f_T = 250 \text{ кГц}$, $d = 20$ с учетом одного знакового разряда максимальная частота входного синусоидального сигнала должна удовлетворять соотношению $\omega \leq 0,0000018 \text{ с}^{-1}$.

Как видно из примера, по мере увеличения точности преобразования резко падает допустимая полоса пропускания.

С целью компенсации апертурной погрешности в состав аналого - цифрового преобразователя вводится собирательная схема 9, суммирующий счетчик 10 и второй итоговый регистр 11. Сигнал с выхода схемы совпадения 4 поступает на вход собирательной схемы 9, которая обеспечивает подачу импульсов U2 на суммирующий вход суммирующего счетчика 10 независимо от того, высокий уровень логического сигнала на входе триггера 3 или низкий. Цикл

измерения суммирование-суммирование определяется моментами перехода триггера 3 из «0» в «1». По импульсу U3, следующему за моментом перехода триггера из «0» в «1» производится запись во второй итоговый регистр 11 результата счета с выхода суммирующего счетчика 10, а по импульсу U4, следующему за этим же переходом, осуществляется сброс суммирующего счетчика 18 и начало нового счета. Выход второго итогового регистра 11 является суммирующим выходом цифрового кода устройства N_+ . По разностному значению цифрового кода N_- и суммирующему значению цифрового кода N_+ вычисляется точное значение цифрового кода N_T , которое не содержит апертурной погрешности, обусловленной изменением уровня аналогового сигнала за время преобразования аналогового сигнала в цифровой код. Действительно: $N = T_A \cdot f_T$ – число импульсов пилы в периоде пилы, где f_T – тактовая частота.

Найдем отрезок времени $\tau_+ = \tau_1 + \tau_2$;

$$\tau_+ = \frac{T_A}{1 - \frac{m}{k}}. \quad (4.3.7)$$

Из уравнения (4.3.7) получим формулу (4.3.8):

$$\frac{m}{k} = 1 - \frac{T_A}{\tau_+} = 1 - \frac{T_A \cdot f_T}{\tau_+ \cdot f_T} = 1 - \frac{N}{N_+}. \quad (4.3.8)$$

Разделив правую и левую части уравнения (4.3.2) на T_A , получим формулу (4.3.9):

$$\frac{t_-}{T_A} = \frac{2 \frac{m}{k}}{1 - \frac{m^2}{k^2}} + \frac{n}{1 + \frac{m}{k}}; \quad \frac{\tau_-}{T_A} \left(1 + \frac{m}{k}\right) = \frac{2 \frac{m}{k}}{1 - \frac{m}{k}} + n;$$

$$n = \frac{\tau_-}{T_A} \left(1 + \frac{m}{k}\right) - \frac{2 \frac{m}{k}}{1 - \frac{m}{k}} = \frac{f_T \cdot \tau_-}{f_T \cdot T_A} \left(1 + \frac{m}{k}\right) - \frac{2 \frac{m}{k}}{1 - \frac{m}{k}} = \frac{N_-}{N} \left(1 + \frac{m}{k}\right) - \frac{2 \frac{m}{k}}{1 - \frac{m}{k}}. \quad (4.3.9)$$

Точное значение цифрового кода в момент отсчета получается на основе (4.3.9) по формуле (4.3.10):

$$N_T = N \cdot n, \quad (4.3.10)$$

$n = a/A$ – относительная величина входного сигнала в момент отсчета; a – абсолютная величина входного сигнала в момент отсчета.

В измерителях с компенсацией апертурной погрешности входной сигнал на участке преобразования заменяется линейной аппроксимацией. Синусоида заменяется участками с прямой линией. В этом случае, имеем:

$$\varphi - \sin \varphi = \delta_3,$$

где $\varphi = \omega t_\Delta$, а δ_3 – погрешность замены. Разлагая синус в ряд, и беря два члена ряда, получим:

$$\varphi - \left(\varphi - \frac{\varphi^3}{6}\right) \leq \delta_3.$$

Принимая $\delta_3 = \frac{1}{2^d - 1}$, получим:

$$\varphi = \omega t_\Delta = \sqrt[3]{\frac{6}{2^d - 1}},$$

т.к. $t_\Delta = \frac{2^d - 1}{f_T}$, имеем:

$$\omega \leq \frac{f_T}{f_T(2^d - 1)} \sqrt[3]{\frac{6}{2^d - 1}}. \quad (4.3.11)$$

Коэффициент эффективности преобразования с компенсацией апертурной погрешности по сравнению непосредственным преобразованием определяется из соотношения:

$$k_3 = \frac{f_T}{(2^d - 1)} \sqrt[3]{\frac{6}{2^d - 1}} : \frac{2f_T}{(2^d - 1)^2} = (2^d - 1) \sqrt[3]{\frac{6}{2^d - 1}} : 2. \quad (4.3.12)$$

При $f_T = 250 \text{ кГц}$, $d = 8$ с учетом одного знакового разряда максимальная частота входного синусоидального сигнала должна удовлетворять соотношению $\omega \leq 711,6 \text{ с}^{-1}$, а $k_3 = 22,9$. При $f_T = 250 \text{ кГц}$, $d = 16$ с учетом одного знакового разряда максимальная частота входного синусоидального сигнала должна удовлетворять соотношению $\omega \leq 0,433 \text{ с}^{-1}$, а $k_3 = 929$. При $f_T = 250 \text{ кГц}$, $d = 20$ с учетом одного знакового разряда максимальная частота входного

синусоидального сигнала должна удовлетворять соотношению $\omega \leq 0,01c^{-1}$, а $k_{\omega} = 5907$.

Таким образом, в работе проведен сравнительный анализ динамических характеристик аналого - цифрового преобразователя чувствительных элементов гироскопических систем с непосредственным преобразованием аналоговой информации в цифровой код и с компенсацией апертурной погрешности. Предложена схема аналого - цифрового преобразователя с компенсацией апертурной погрешности. Показано, что преобразователь с компенсацией апертурной погрешности существенно расширяет допустимую полосу пропускания измеряемого сигнала при заданной точности преобразования. Приведена практическая схема реализации аналого - цифрового преобразователя с компенсацией апертурной погрешности

4.4. Микромеханический акселерометр прямого преобразования с повышенной динамической точностью измерений

Развитие микросистемной техники, в частности, появление микромеханических акселерометров (ММА) и гироскопов (ММГ) [120,121] позволяет создавать на их основе системы, обладающие малыми массой и габаритами. Однако в этом случае необходима разработка специальных структурных, аппаратных и программных решений, обеспечивающих надлежащую точность системы.

В работе [120] описан микромеханический акселерометр прямого преобразования, имеющий, однако, такой недостаток, как низкая точность измерения, что обусловлено большой динамической погрешностью в полосе пропускания. Исследуем возможность повышения динамической точности измерения ускорения за счет введения в измерительную цепь акселерометра интегро - дифференцирующего фильтра второго порядка.

Микромеханический акселерометр [122, 123] прямого преобразования, структурная схема которого приведена на рис. 4.4.1, работает следующим образом.

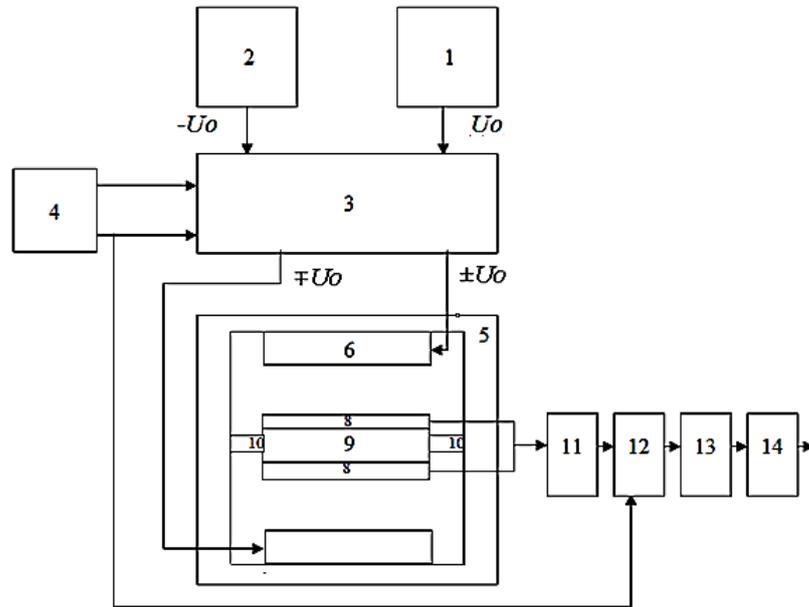


Рис. 4.4.1. Структурная схема ММА

Постоянное напряжение $+U_0$ с выхода источника 1 опорного напряжения подается на вход ключевого устройства 3, на другой вход которого подается напряжение $-U_0$ с выхода источника 2 опорного напряжения. Тактовый генератор 4 выполнен по схеме мультивибратора [120]. Сигналы с выходов генератора 4 поступают на ключевое устройство 3. В результате на выходе устройства формируются прямоугольные импульсы с амплитудой $\pm U_0$ и $\mp U_0$ сдвинутые по фазе на 180° относительно друг друга. Неподвижные пластины конденсаторов 6 и 7 совместно с центральной подвижной пластиной 8 образуют последовательно включенные измерительные емкости C_1 и C_2 , которые представляют собой два плеча емкостного моста, а два других плеча моста образованы источниками опорного напряжения 1 и 2. Воздействие ускорения приводит к перемещению чувствительного элемента (ЧЭ) 9 посредством упругого подвеса 10 и появлению разности емкостей C_1 и C_2 и выходного сигнала ΔU . Передаточная функция, связывающая это напряжение с ускорением W , имеет вид:

$$\frac{\Delta U(p)}{W(p)} = \frac{mU_0k_y}{h_0(T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)}, \quad (4.4.1)$$

где k_y – коэффициент передачи ЧЭ, h_o – зазор между центральной подвижной пластиной и неподвижной пластиной б конденсатора при нулевом положении ЧЭ m – масса ЧЭ, $T_y = \sqrt{m/G_y}$ – постоянная времени чувствительного элемента, G_y – линейная жесткость упругого подвеса ЧЭ, ξ_y – коэффициент затухания колебаний ЧЭ, определяемый его геометрическими параметрами и параметрами демпфирующей среды, p - оператор Лапласа.

Выходной сигнал поступает на вход повторителя 11 и далее на вход детектора 12. Выходной сигнал детектора, имеющий форму меандра, модулирован напряжением рассогласования мостовой схемы. Этот сигнал поступает на вход фильтра низкой частоты (ФНЧ) второго порядка 13 с передаточной функцией:

$$W_{\phi 1}(p) = \frac{k_{\phi 1}}{(T_{\phi 1}^2 p^2 + 2T_{\phi 1} \xi_{\phi 1} p + 1)}, \quad (4.4.2)$$

где $k_{\phi 1}$ и $T_{\phi 1}$ – коэффициент передачи и постоянная времени ФНЧ.

Коэффициент затухания $\xi_{\phi 1}$ ФНЧ определяется соотношением

$$\xi_{\phi 1} = \sin \frac{(2b-1)\pi}{2n}, \quad \text{где } b=1, n=4. \quad (4.4.3)$$

ФНЧ осуществляет преобразование переменного напряжения в сигнал постоянного тока. Передаточная функция, связывающая ускорение и сигнал на выходе ФНЧ имеет вид:

$$\frac{U(p)}{W(p)} = \frac{mU_o k_y k_{\phi 1}}{h_o (T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1) (T_{\phi 1}^2 p^2 + 2T_{\phi 1} \xi_{\phi 1} p + 1)}, \quad (4.4.5)$$

где U – напряжение на выходе ФНЧ.

Из - за большого демпфирования ЧЭ соответствующее ему колебательное звено с постоянной времени T_y преобразуется в два апериодических звена и передаточная функция (63), в свою очередь, преобразуется к виду:

$$\frac{U}{W} = \frac{mU_o k_y k_{\phi 1}}{h_o (T_1 p + 1) (T_2 p + 1) (T_{\phi 1}^2 p^2 + 2T_{\phi 1} \xi_{\phi 1} p + 1)}, \quad (4.4.6)$$

где T_1 и T_2 – первая (большая по величине) и вторая (меньшая по величине) постоянные времени ЧЭ.

Сигнал с выхода ФНЧ поступает на вход интегро - дифференцирующего фильтра второго порядка 14 с передаточной функцией :

$$W_{\phi 2}(p) = \frac{(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)}{(T_{\phi 2}^2 p^2 + 2T_{\phi 2} \xi_{\phi 2} p + 1)}. \quad (4.4.7)$$

Постоянная времени T_3 и T_4 интегро - дифференцирующего фильтра второго порядка выбираются равными постоянным времени T_1 и T_2 соответственно; постоянная времени $T_{\phi 2}$ интегро - дифференцирующего фильтра второго порядка выбирается равной постоянной времени $T_{\phi 1}$. Коэффициент затухания $\xi_{\phi 2}$ выбирается исходя из соотношения

$$\xi_{\phi 2} = \sin \frac{(2b-1)\pi}{2n}, \quad \text{где } b=2, n=4. \quad (4.4.8)$$

Использование интегро - дифференцирующего фильтра обеспечивает существенное уменьшение динамической погрешности акселерометра, так как позволяет реализовать акселерометр прямого преобразования с передаточной функцией

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{W(p)} = \frac{mU_0 k_y k_{\phi 1}}{h_0 (T_{\phi 1}^2 p^2 + 2\xi_{\phi 1} T_{\phi 1} p + 1) (T_{\phi 2}^2 p^2 + 2\xi_{\phi 2} T_{\phi 2} p + 1)}, \quad (4.4.9)$$

Передаточная функция (4.4.9) при выполнении условий (4.4.3), (4.4.8) соответствует передаточной функции фильтра Баттерворта четвертого порядка и имеет максимально плоскую ЛАЧХ в полосе пропускания.

График ЛАФЧХ передаточной функции, являющейся отношением выходного сигнала к входному ММА построенного традиционным способом [120] при следующих его числовых параметрах: $U_0 = 5B$; $m = 0,0002 \text{ кг}$; $h_0 = 0,00002 \text{ м}$; $\omega_z = 628000 \text{ с}^{-1}$; $T_y = 0,000355 \text{ с}$; $\xi_y = 15,28$; $(T_1 = 0,0108 \text{ с}, T_2 = 0,00001162 \text{ с})$; $k_y = 0,000634 \text{ Н/м}$; $k_{\phi 1} = 3,5$; $T_{\phi 1} = 0,00561 \text{ с}$; $\xi_{\phi 1} = 0,707$; $\Delta U_n = 0,157 * 10^{-5} \text{ В}$ (ΔU_n – уровень пульсации выходного сигнала) приведен на рис. 4.4.2.

График ЛАФЧХ передаточной функции (4.4.9) предлагаемого микромеханического акселерометра прямого преобразования при следующих его числовых параметрах: $U_0 = 5B$; $m = 0,0002 \text{ кг}$; $h_0 = 0,00002 \text{ м}$; $\omega_z = 628000 \text{ с}^{-1}$;

$T_y = 0,000355 c$; $\xi_y = 15,28$; ($T_1 = 0,0108 c$, $T_2 = 0,00001162 c$); $k_y = 0,000634 \text{ Н/м}$;
 $k_{\phi 1} = 3,5$; $T_{\phi 1} = 0,0015 c$; $\xi_{\phi 1} = 0,3826835$; $T_{\phi 2} = 0,0015 c$; $\xi_{\phi 2} = 0,9238795$;
 $T_3 = 0,0108 c$; $T_4 = 0,00001162 c$ приведен на рис. 4.4.3.

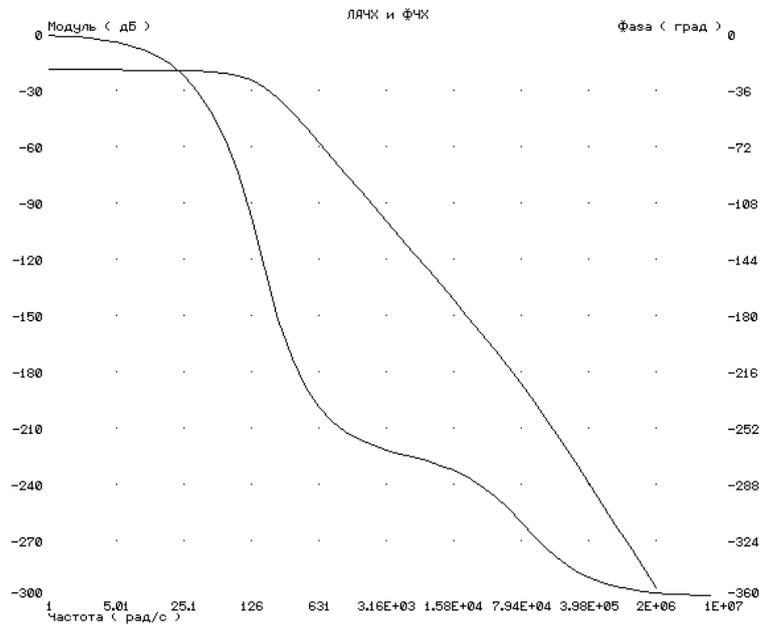


Рис.4.4.2. ЛАФЧХ акселерометра

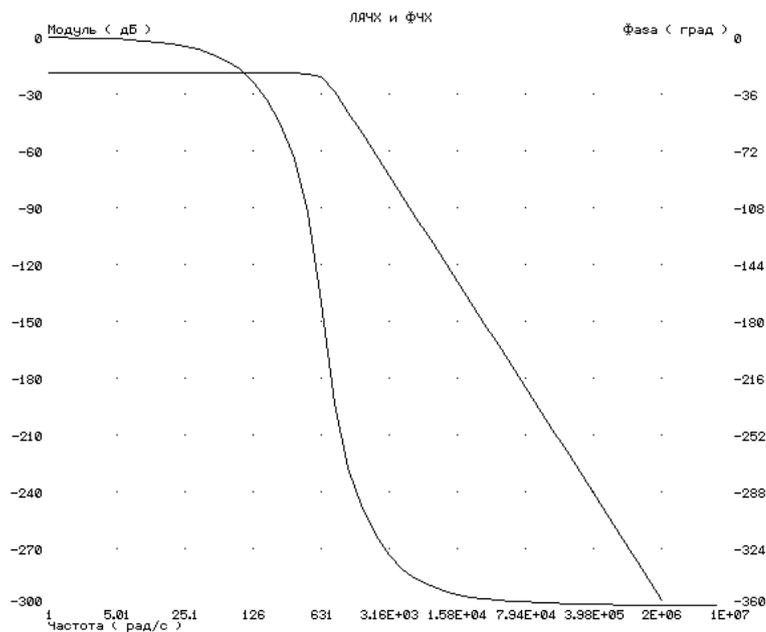


Рис.4.4.3. ЛАФЧХ акселерометра

Значение постоянной времени $T_{\phi 1} = 0,0015 c$ определено по формуле:

$$\Delta U_n = k_{\phi 1} U_o \sqrt{1 + T_3^2 \omega_c^2} \sqrt{1 + T_4^2 \omega_c^2} / (\sqrt{(1 - T_{\phi 1}^2 \omega_c^2)^2 + 4 \omega_c^2 T_{\phi 1}^2 \xi_{\phi 1}^2} \sqrt{(1 - T_{\phi 1}^2 \omega_c^2)^2 + 4 T_{\phi 1}^2 \xi_{\phi 2}^2 \omega_{c1}^2}) \quad (4.4.10)$$

и обеспечивает одинаковый уровень пульсации выходного сигнала предлагаемого ММА прямого преобразования по сравнению с прототипом.

Из приведенных графиков видно, что например, при гармоническом изменении ускорения с частотой $\omega = 6,28\text{с}^{-1}$ имеет место уменьшение значения ЛАЧХ предлагаемого акселерометра на величину $-4,84 \cdot 10^{-6}$ дБ при фазовом отставании выходного сигнала $-1,4$ град, уменьшение значения ЛАЧХ прототипа на той же частоте равно $-0,02$ дБ при фазовом отставании выходного сигнала $-6,77$ град. При гармоническом изменении ускорения с частотой $\omega = 12,56\text{с}^{-1}$ имеет место уменьшение значения ЛАЧХ предлагаемого ММА на величину $-1,95 \cdot 10^{-5}$ дБ при фазовом отставании выходного сигнала $-2,816$ град, уменьшение значения ЛАЧХ прототипа на той же частоте равно $-0,08$ дБ при фазовом отставании выходного сигнала $-13,48$ град. При гармоническом изменении ускорения с частотой $\omega = 18,84\text{с}^{-1}$ имеет место уменьшение значения ЛАЧХ предлагаемого ММА на величину $-4,41 \cdot 10^{-5}$ дБ при фазовом отставании выходного сигнала $-4,2$ град, уменьшение значения ЛАЧХ прототипа на той же частоте равно уже $-0,1766$ дБ при фазовом отставании выходного сигнала $-20,1$ град. Кроме того, предлагаемый ММА имеет расширенную полосу пропускания при одинаковом уровне пульсации выходного сигнала по сравнению с прототипом.

4.5. Способ повышения динамической точности микромеханического акселерометра

В работах [124, 125] предложен ММА прямого преобразования, структурная схема которого приведена на рис. 4.5.1. ММА работает следующим образом. Постоянное напряжение $+U_0$ с выхода источника 1 опорного напряжения подается на вход ключевого устройства 3, на другой вход которого подается напряжение $-U_0$ с выхода источника 2 опорного напряжения. Тактовый генератор 4 выполнен по схеме мультивибратора. Сигналы с выходов генератора 4 поступают на ключевое устройство 3. В результате на выходе устройства формируются прямоугольные импульсы с амплитудой $\pm U_0$ и $\mp U_0$

сдвинутые по фазе на 180^0 относительно друг друга. Неподвижные пластины конденсаторов 6 и 7 совместно с центральной подвижной пластиной 8 образуют последовательно включенные измерительные емкости C_1 и C_2 , которые представляют собой два плеча емкостного моста, а два других плеча моста образованы источниками опорного напряжения 1 и 2. Воздействие ускорения приводит к перемещению чувствительного элемента (ЧЭ) 9 посредством упругого подвеса 10 и появлению разности емкостей C_1 и C_2 и выходного сигнала ΔU .

Передаточная функция, связывающая это напряжение с ускорением W имеет вид:

$$\frac{\Delta U(p)}{W(p)} = \frac{mU_0 k_y}{h_0(T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)}, \quad (4.5.1)$$

где k_y – коэффициент передачи ЧЭ, h_0 – зазор между центральной подвижной пластиной и неподвижной пластиной 6 конденсатора при нулевом значении ускорения W , m – масса ЧЭ, $T_y = \sqrt{m/G_y}$ – постоянная времени ЧЭ, G_y – линейная жесткость упругого подвеса ЧЭ, ξ_y – коэффициент затухания колебаний ЧЭ, определяемый его геометрическими параметрами и параметрами демпфирующей среды.

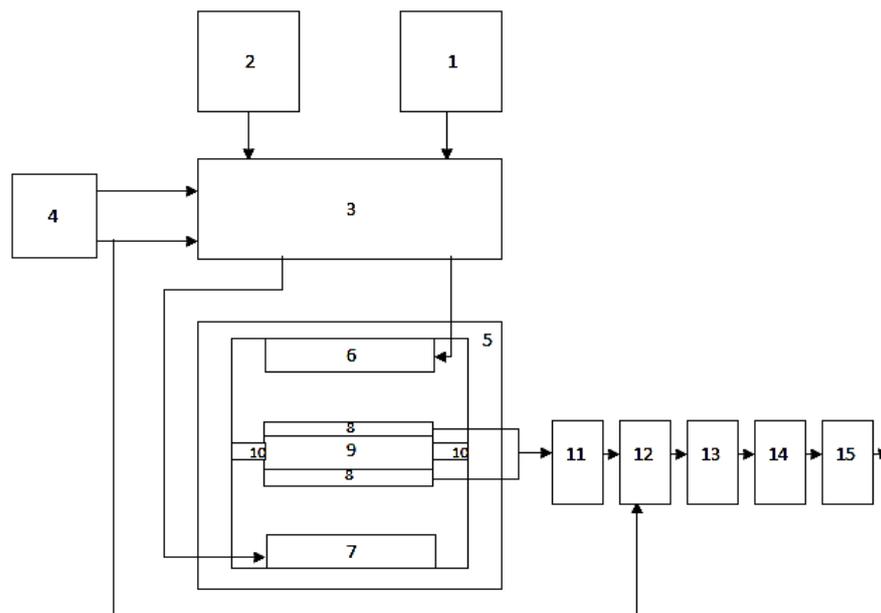


Рис.4.5.1. Структурная схема ММГ

Выходной сигнал поступает на вход повторителя 11 и далее на вход детектора 12. Выходной сигнал детектора, имеющий форму меандра с частотой ω_2 тактового генератора, модулирован напряжением рассогласования мостовой схемы. Этот сигнал поступает на вход фильтра низкой частоты (ФНЧ) второго порядка 13 с передаточной функцией:

$$W_{\phi 1}(p) = \frac{k_{\phi 1}}{(T_{\phi 1}^2 p^2 + 2T_{\phi 1} \xi_{\phi 1} p + 1)}, \quad (4.5.2)$$

где $T_{\phi 1}$ – постоянная времени фильтра нижних частот второго порядка, $k_{\phi 1}$ – коэффициент передачи фильтра нижних частот второго порядка, $\xi_{\phi 1}$ – коэффициент затухания фильтра нижних частот второго порядка. Величина коэффициента затухания $\xi_{\phi 1}$ выбирается равной 0,707.

Фильтр нижних частот второго порядка 13 осуществляет преобразование переменного напряжения на выходе синхронного детектора 12 в сигнал постоянного напряжения. Передаточная функция, связывающая ускорение и сигнал на выходе фильтра нижних частот второго порядка 13, имеет вид:

$$\frac{U(p)}{W(p)} = \frac{mU_o k_y k_{\phi 1}}{h_o (T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)(T_{\phi 1}^2 p^2 + 2T_{\phi 1} \xi_{\phi 1} p + 1)}, \quad (4.5.4)$$

где U – напряжение на выходе фильтра нижних частот второго порядка.

Из - за большого демпфирования чувствительного элемента соответствующее ему колебательное звено с постоянной времени T_y преобразуется в два апериодических звена и передаточная функция (4.5.3) преобразуется к виду:

$$\frac{U}{W} = \frac{mU_o k_y k_{\phi 1}}{h_o (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_{\phi 1}^2 p^2 + 2T_{\phi 1} \xi_{\phi 1} p + 1)}, \quad (4.5.5)$$

где T_1 – первая (большая по величине) постоянная времени чувствительного элемента, T_2 – вторая (меньшая по величине) постоянная времени чувствительного элемента. Передаточная функция (4.5.5) описывает динамику ММА прямого преобразования при традиционном способе построения измерительной цепи акселерометра и может быть использована как прототип.

Рассмотрим случай, когда сигнал с выхода фильтра нижних частот второго порядка 13 поступает на вход интегро - дифференцирующего фильтра первого порядка 14 с передаточной функцией :

$$W_{\phi 2}(p) = \frac{(T_3 p + 1)}{(T_4 p + 1)}. \quad (4.5.6)$$

Постоянная времени T_4 интегро - дифференцирующего фильтра первого порядка 14 выбирается равной постоянной времени $T_{\phi 1}$ фильтра нижних частот второго порядка.

Сигнал с выхода интегро - дифференцирующего фильтра первого порядка 14 поступает на вход фильтра нижних частот первого порядка 15 с передаточной функцией :

$$W_{\phi 3}(p) = \frac{1}{(T_5 p + 1)}. \quad (4.5.7)$$

Фильтр нижних частот первого порядка 15 обеспечивает одинаковый уровень пульсации выходного сигнала предлагаемого микромеханического акселерометра по сравнению с ММА при традиционном способе его построения.

Использование интегро - дифференцирующего фильтра первого порядка 14 и фильтра нижних частот первого порядка 15 позволяет реализовать ММА прямого преобразования с передаточной функцией вида :

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{W(p)} = \frac{mU_o k_y k_{\phi 1} (T_3 p + 1)}{h_o (T_{\phi 1}^2 p^2 + 2\xi_{\phi 1} T_{\phi 1} p + 1)(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_4 p + 1)(T_5 p + 1)}. \quad (4.5.8)$$

Передаточная функция относительной погрешности такого ММА имеет вид:

$$\frac{\Delta W(p)}{W(p)} = 1 - \frac{(T_3 p + 1)}{(T_{\phi 1}^2 p^2 + 2\xi_{\phi 1} T_{\phi 1} p + 1)(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_4 p + 1)(T_5 p + 1)}, \quad (4.5.9)$$

где $\Delta W(p)$ – динамическая погрешность акселерометра.

Постоянная времени T_3 интегро - дифференцирующего фильтра первого порядка 14 и постоянная времени T_5 фильтра нижних частот первого порядка определяются путем решения системы уравнений :

$$\begin{aligned} T_3 &= T_1 + T_2 + T_{\phi} (1 + 2\xi) + T_5, \\ \sqrt{1 + \omega_2^2 T_3^2} / \sqrt{(1 + \omega_2^2 T_4^2)(1 + \omega_2^2 T_5^2)} &= 1 \end{aligned} \quad (4.5.10)$$

при этом передаточная функция относительной погрешности (4.5.9) имеет нуль второго порядка в точке $p=0$, что соответствует астатизму второго порядка, а следовательно наклону логарифмической амплитудно - частотной характеристики в области частот ниже частоты среза -40дБ/дек . Передаточная функция относительной погрешности прототипа имеет нуль первого порядка в точке $p=0$, что соответствует астатизму первого порядка, а следовательно наклону ЛАЧХ в области частот ниже частоты среза -20дБ/дек . Выбор постоянной времени T_5 в соответствии с (4.5.10) обеспечивает одинаковый уровень пульсации выходного сигнала предлагаемого ММА по сравнению с прототипом.

График ЛАЧХ передаточной функции относительной погрешности, являющейся отношением динамической погрешности к измеряемому ускорению, ММА при традиционном способе построения при следующих его числовых параметрах: $U_0 = 5B$; $m = 0,0002 \text{ кг}$; $h_0 = 0,00002 \text{ м}$; $\omega_2 = 628000 \text{ с}^{-1}$; $T_y^2 = 0,000355 \text{ с}$; $\xi_y = 15,28$; ($T_1 = 0,0108 \text{ с}$, $T_2 = 0,00001162 \text{ с}$); $k_y = 0,000634 \text{ м/Н}$; $k_{\phi 1} = 3,5$; $T_{\phi 1} = 0,00561 \text{ с}$; $\xi_{\phi 1} = 0,707$; $\Delta U_n = 0,157 \cdot 10^{-5} \text{ В}$ (ΔU_n – уровень пульсации выходного сигнала) приведен на рис. 4.5.2 (кривая 1).

График ЛАЧХ передаточной функции (4.5.8) предлагаемого микромеханического акселерометра прямого преобразования приведен на рис. 4.5.2 (кривая 2) при следующих его числовых параметрах: $U_0 = 5B$ $m = 0,0002 \text{ кг}$; $h_0 = 0,00002 \text{ м}$; $\omega_2 = 628000 \text{ с}^{-1}$; $T_y^2 = 0,000355 \text{ с}$; $\xi_y = 15,28$; ($T_1 = 0,0108 \text{ с}$, $T_2 = 0,00001162 \text{ с}$); $k_y = 0,000634 \text{ м/Н}$; $k_{\phi 1} = 3,5$; $T_{\phi 1} = 0,00561 \text{ с}$; $\xi_{\phi 1} = 0,707$; $T_4 = 0,00561 \text{ с}$, постоянные времени T_3 и T_5 определены путем решения системы уравнений (4.5.9) и соответственно равны $0,024361 \text{ с}$ и $0,00000675 \text{ с}$.

На рис. 4.5.3 приведен график динамической погрешности предлагаемого ММА прямого преобразования при измерении ускорения с амплитудой 1 м/с^2 и частотой $6,28 \text{ с}^{-1}$. На рис. 4.5.4 приведен график динамической погрешности ММА при традиционном способе построения при измерении ускорения с амплитудой 1 м/с^2 и частотой $6,28 \text{ с}^{-1}$. Из приведенных графиков видно, что например, при гармоническом изменении ускорения с амплитудой 1 м/с^2 и частотой $\omega = 6,28 \text{ с}^{-1}$ амплитуда погрешности прототипа в установившемся режиме составляет

$0,1174\text{м/с}^2$, а амплитуда погрешности предлагаемого микромеханического акселерометра в установившемся режиме в 13,5 раз меньше и составляет $0,00875\text{м/с}^2$.

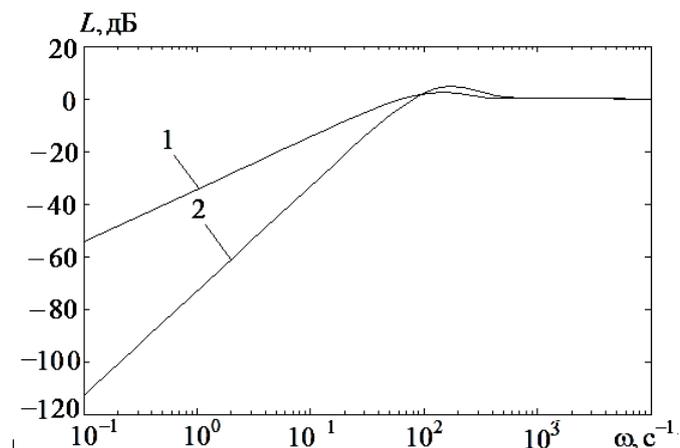


Рис.4.5.2. ЛАЧХ ММА

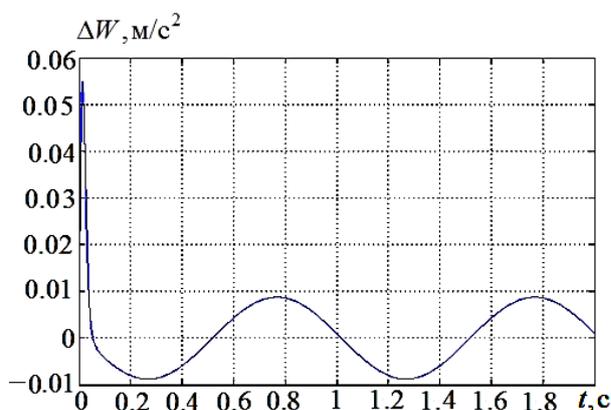


Рис.4.5.3. Динамическая погрешность ММА

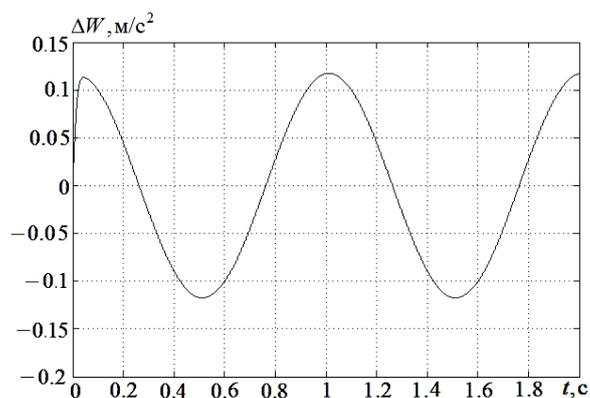


Рис.4.5.4. Динамическая погрешность ММА

Таким образом, коррекция динамических свойств измерительной цепи ММА прямого преобразования, реализация которой может быть выполнена в соответствии с рис. 4.5.1, позволяет повысить точность измерения ускорения.

4.6. Алгоритмическая компенсация изменения нулевого сигнала микромеханического гироскопа от температуры

При построении гиросtabilизатора (ГС) с цифровыми каналами управления на ММГ невысокой точности алгоритмическая компенсация смещения нулевого сигнала гироскопов позволяет существенно уменьшить величину собственного ухода ГС. Исследование зависимости нулевого сигнала ММГ от температуры

проведено для двух экземпляров ММГ типа ADXRS 610, которые в дальнейшем обозначены как ММГ1 и ММГ2 [126]. В термокамере ТХВ-150 устанавливалось требуемое значение температуры. Весь диапазон изменения температуры разбивался на i поддиапазонов с дискретностью 10^0C . С каждым из двух экземпляров ММГ проведено по две серии испытаний в рабочем интервале температур. В начале и конце каждого из поддиапазонов изменения температуры произведены измерения значения нулевого сигнала ММГ и сигнала с термодатчика ММГ. ММГ выдерживались в термокамере ТХВ-150 в течение двух часов до установившегося теплового режима при каждом новом значении температуры. Графики значений нулевого сигнала ММГ1 и термодатчика ММГ1 в зависимости от температуры приведены на рис. 4.6.1 и рис. 4.6.2.

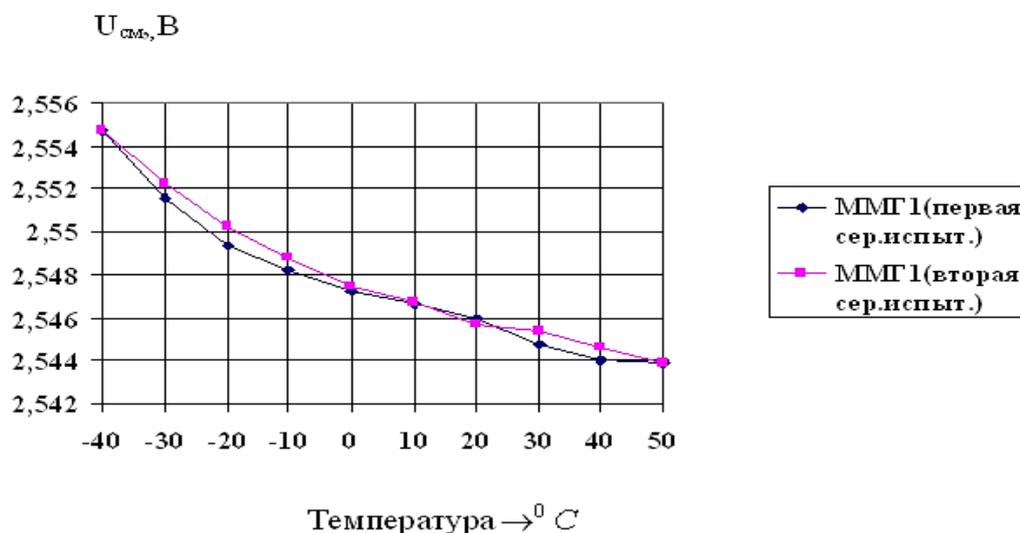


Рис. 4.6.1. Нулевой сигнал ММГ1

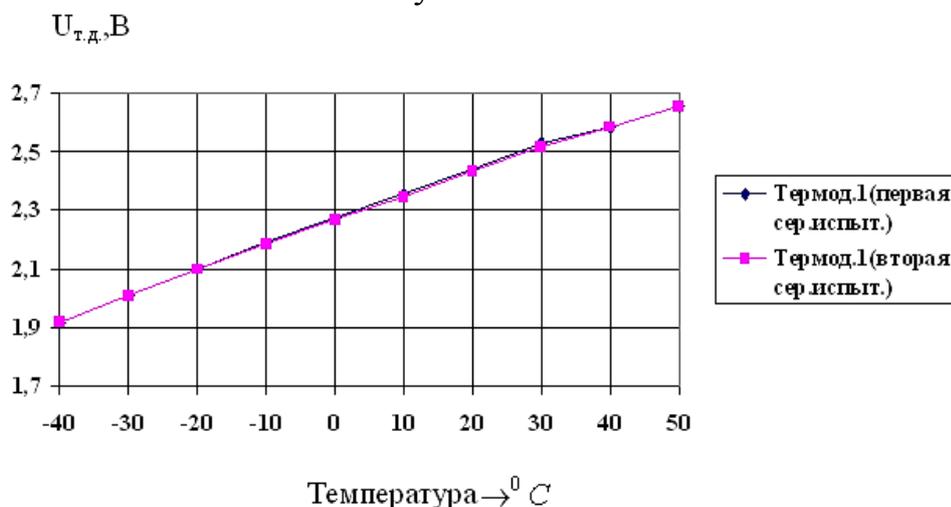


Рис. 4.6.2. Показания термодатчика ММГ1

Внутри каждого поддиапазона изменение нулевого сигнала от температуры аппроксимируется зависимостью: если $U_{T.Д.1.i} \leq U_{T.Д.} \leq U_{T.Д.2.i}$, то

$$U_{см} = U_{см1.i} - (U_{см1.i} - U_{см2.i}) \cdot (U_{T.Д.} - U_{T.Д.1.i}) / (U_{T.Д.2.i} - U_{T.Д.1.i}), \quad (4.6.1)$$

здесь $U_{T.Д.}$ – текущее показание термодатчика, $U_{T.Д.1.i}$ – показания термодатчика в начале i -го поддиапазона изменения температуры, $U_{T.Д.2.i}$ – показания термодатчика в конце i -го поддиапазона изменения температуры, $U_{см}$ – текущее значение нулевого сигнала ММГ в рассматриваемом диапазоне температур, $U_{см1.i}$ – среднее значение нулевого сигнала ММГ по результатам двух серий испытаний в начале i -го поддиапазона изменения температуры, $U_{см2.i}$ – среднее значение нулевого сигнала ММГ по результатам двух серий испытаний в конце i -го поддиапазона изменения температуры.

На основании экспериментальных данных получена следующая модель зависимости нулевого сигнала ММГ1 от температуры:

$$\begin{aligned} \text{если } 1,9167 \leq U_{m.0} < 2,0101, \text{ то } U_{см} &= 2,55475 - 0,03025(U_{T.Д.} - 1,9167); \\ \text{если } 2,0101 \leq U_{m.0} < 2,0983, \text{ то } U_{см} &= 2,551925 - 0,02466(U_{T.Д.} - 2,0101); \\ \text{если } 2,0983 \leq U_{m.0} < 2,1886, \text{ то } U_{см} &= 2,54975 - 0,0135659(U_{T.Д.} - 2,0983); \\ \text{если } 2,1886 \leq U_{m.0} < 2,2691, \text{ то } U_{см} &= 2,548525 - 0,014286(U_{T.Д.} - 2,1886); \\ \text{если } 2,2691 \leq U_{m.0} < 2,34974, \text{ то } U_{см} &= 2,547375 - 0,00865(U_{T.Д.} - 2,2691); \\ \text{если } 2,34974 \leq U_{m.0} < 2,432795, \text{ то } U_{см} &= 2,5466775 - 0,00996(U_{T.Д.} - 2,34974); \\ \text{если } 2,432795 \leq U_{m.0} < 2,52275, \text{ то } U_{см} &= 2,54585 - 0,00834(U_{T.Д.} - 2,432795); \\ \text{если } 2,52275 \leq U_{m.0} < 2,5819, \text{ то } U_{см} &= 2,54551 - 0,01352(U_{T.Д.} - 2,52275); \\ \text{если } 2,5819 \leq U_{m.0} \leq 2,6534, \text{ то } U_{см} &= 2,5443 - 0,005594(U_{T.Д.} - 2,5819). \end{aligned} \quad (4.6.2)$$

Величина $\Delta = U_{см} - 2,5 [B]$, рассчитанная на основании (4.6.2) и (4.6.3), на каждом шаге дискретизации должна вычитаться из измеренного значения угловой скорости для компенсации смещения нулевого сигнала при постоянной температуре и температурного изменения нулевого сигнала ММГ1 и ММГ2. В случае применения процедуры калибровки сигналов ММГ (компенсации смещения нулевого сигнала при постоянной температуре)

$$\Delta = (U_{см} - U_{смк}) - 2,5 [B], \text{ где в простейшем случае } U_{смк} = \left(\sum_0^n U_{смкп} \right) / n ,$$

$U_{смкп}$ – значение нулевого сигнала на n – ом шаге дискретизации, измеренное при постоянной температуре в процессе калибровки.

Зависимость нулевого сигнала ММГ1 от температуры после алгоритмической компенсации смещения с учетом погрешности тепловой модели приведена на рис. 4.6.3.

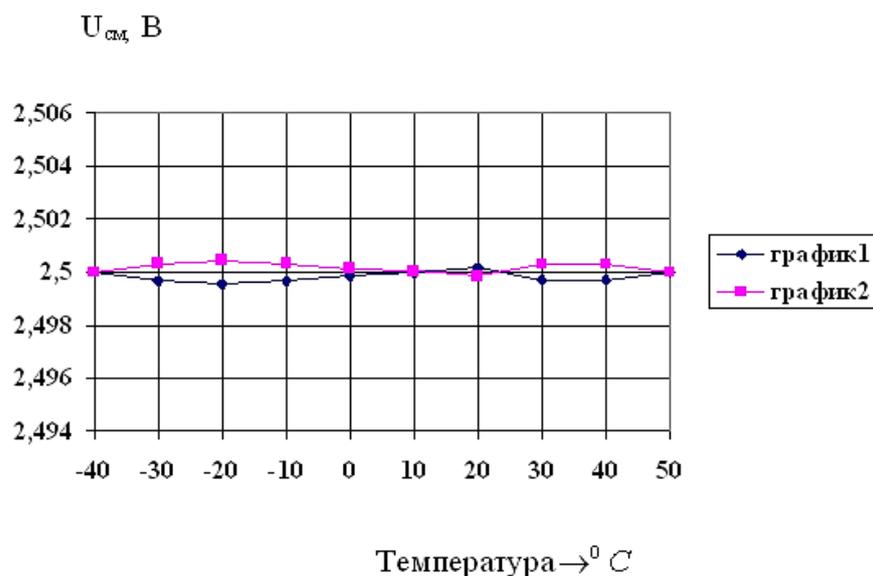


Рис.4.6.3. Зависимость нулевого сигнала ММГ1 от температуры после алгоритмической компенсации с учетом погрешности тепловой модели

По результатам проведенных испытаний можно сделать следующие выводы. Изменение значений нулевого сигнала ММГ1 в диапазоне изменения температуры от $-40^{\circ}C$ до $+50^{\circ}C$ составило 10,85 мВ, что соответствует угловой скорости 1,8 град/с. Максимальное значение неоднозначности функциональной зависимости изменения нулевого сигнала от температуры (погрешность тепловой модели) составляет 0,9 мВ, что соответствует угловой скорости 0,15 град/с. Компенсация изменения нулевого сигнала от температуры для ММГ1 возможна с точностью не хуже $\pm 0,075$ град/с. Таким образом алгоритмическая компенсация изменения нулевого сигнала ММГ1 от температуры позволяет уменьшить составляющую собственного ухода гиросtabilизатора на ММГ, обусловленную изменением нулевого сигнала ММГ от температуры не менее, чем в 12 раз.

Изменение значений нулевого сигнала ММГ2 в диапазоне изменения температуры от -40°C до $+50^{\circ}\text{C}$ существенно выше и составило 38,95мВ, что соответствует угловой скорости 6,4961 град/с. Максимальное значение неоднозначности функциональной зависимости изменения нулевого сигнала от температуры (погрешность тепловой модели) составляет 1,3 мВ, что соответствует угловой скорости 0,21 град/с. Компенсация изменения нулевого сигнала от температуры для ММГ2 возможна с точностью не хуже $\pm 0,105$ град/с. Таким образом алгоритмическая компенсация изменения нулевого сигнала ММГ2 от температуры позволяет уменьшить составляющую собственного ухода гиросtabilизатора, обусловленную изменением нулевого сигнала ММГ2 от температуры не менее, чем в 30 раз. Для получения лучших точностных характеристик при создании ГС на ММГ невысокой стоимости необходимы испытания серии ММГ и выявление экземпляров ММГ с наименьшей величиной неоднозначности функциональной зависимости изменения нулевого сигнала от температуры с целью их последующего использования в системе стабилизации.

4.7. Система ориентации на микромеханических акселерометрах

Рассмотрим структуру построения системы ориентации на основе трех акселерометров и покажем преимущества системы при использовании микромеханических акселерометров [189,190].

Перспективы современного приборостроения связаны с созданием микросистем, обладающих малыми массой, габаритными размерами, энергопотреблением и себестоимостью при безусловном выполнении целевой функции. В последнее десятилетие на международном рынке значительно повысился интерес к средствам измерения морского волнения и в частности, к волномерным буям. Интерес этим приборам объясняется развитием новых технологий, связанных с морем. Разработка модуля системы ориентации на основе ММА в составе волномерного буя нового класса для определения углов волнового склона позволяет уменьшить методическую погрешность определения выходных параметров.

В работе рассмотрена система ориентации на основе трех акселерометров для определения параметров морского волнения, являющаяся частью аппаратуры волномерного буя. Система ориентации предназначена для определения углов крена, дифферента и вертикального перемещения волномерного буя. Для получения математической модели системы ориентации на основе трехосного блока акселерометров введем системы координат (рис.4.7.1).

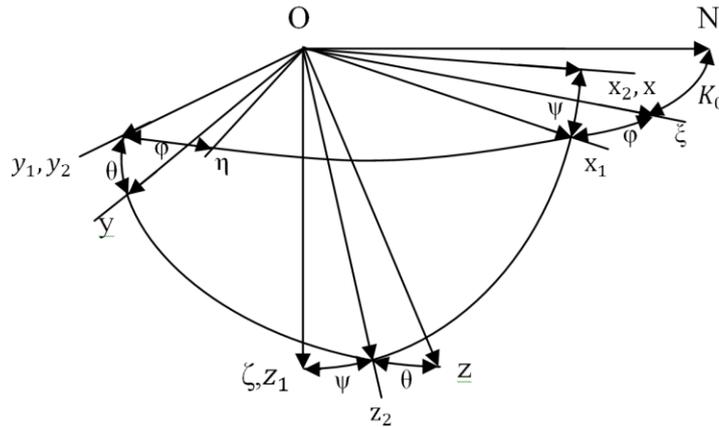


Рис.4.7.1. Системы координат

$O\xi\eta\zeta$ – система координат, оси которой параллельны осям системы координат связанной с Землей. $O\xi$ – горизонтальная ось, направленная по линии заданного курса, $O\zeta$ – ось, направленная вертикально вниз, ось $O\eta$ вместе с осями $O\xi$, $O\zeta$ образует правую систему координат. Координаты η, ξ, ζ характеризуют положение центра качания буя относительно системы координат связанной с Землей. $Oxuz$ – система координат, связанная с буюм, причем ось Ox совпадает с продольной осью буя, ось Oy совпадает с поперечной осью буя, ось Oz дополняет правую систему координат. Положение осей $Oxuz$ относительно осей $O\xi\eta\zeta$ определяется углами рыскания $-\varphi$, дифферента $-\psi$ и крена $-\theta$. Формулы первого приближения для составляющих вектора линейного ускорения качки в осях $O\xi\eta\zeta$ характеризуется выражениями:

$$W_\eta = \ddot{\eta} + x\ddot{\varphi} - z\ddot{\theta}, \quad W_\xi = \ddot{\xi} - y\ddot{\varphi} + z\ddot{\psi}, \quad W_\zeta = \ddot{\zeta} + x\ddot{\psi} - y\ddot{\theta},$$

$\ddot{\eta}, \ddot{\xi}, \ddot{\zeta}$ – проекции линейного ускорения буя на оси $O\xi\eta\zeta$, обусловленные его орбитальным движением, x, y, z – координаты места установки прибора

относительно центра качания бúa. Выполним преобразование системы координат $O\xi\eta\zeta$ к $Oxyz$ запишем ускорения в виде:

$$\begin{aligned} W_x &= (W_\xi \cos \varphi + W_\eta \sin \varphi) \cos \psi - (W_\zeta + g) \sin \psi, \\ W_y &= (W_\eta \cos \varphi - W_\xi \sin \varphi) \cos \theta + [(W_\xi \cos \varphi + W_\eta \sin \varphi) \sin \psi + (W_\zeta + g) \cos \psi] \sin \theta, \\ W_z &= [(W_\zeta + g) \cos \psi + (W_\xi \cos \varphi + W_\eta \sin \varphi) \sin \psi] \cos \theta - \\ &\quad - [W_\eta \cos \varphi - W_\xi \sin \varphi] \sin \theta \end{aligned}$$

Эти ускорения измеряются акселерометрами жестко связанными с осями системы координат $Oxyz$:

$$\begin{aligned} U_x &= \kappa_x ((W_\xi \cos \varphi + W_\eta \sin \varphi) \cos \psi - (W_\zeta + g) \sin \psi), \\ U_y &= \kappa_y ((W_\eta \cos \varphi - W_\xi \sin \varphi) \cos \theta + \\ &\quad + [(W_\xi \cos \varphi + W_\eta \sin \varphi) \sin \psi + (W_\zeta + g) \cos \psi] \sin \theta), \\ U_z &= \kappa_z ([(W_\zeta + g) \cos \psi + (W_\xi \cos \varphi + W_\eta \sin \varphi) \sin \psi] \cos \theta - \\ &\quad - [W_\eta \cos \varphi - W_\xi \sin \varphi] \sin \theta), \end{aligned}$$

где $\kappa_x, \kappa_y, \kappa_z$ – коэффициенты передачи соответствующих акселерометров.

Углы дифферента и крена бúa могут быть определены по показаниям акселерометров в соответствии с выражениями:

$$\psi = \arcsin(U_x / \sqrt{(U_x)^2 + (U_y)^2 + (U_z)^2}). \quad (4.7.1)$$

Действительно, пренебрегая малыми значениями горизонтальных составляющих линейного ускорения при $\kappa_x = \kappa_y = \kappa_z$

$$\begin{aligned} U_x / \sqrt{(U_x)^2 + (U_y)^2 + (U_z)^2} &= g \sin \psi / \sqrt{(g \sin \psi)^2 + (g \cos \psi \sin \theta)^2 + (g \cos \psi \cos \theta)^2} = \\ &= \sin \psi / \sqrt{(\sin \psi)^2 + (\cos \psi)^2} = \sin \psi. \end{aligned}$$

Угол ψ можно вычислить и по другому:

$$U_x / U_z = g \sin \psi / g \cos \psi \cos \theta = \operatorname{tg} \psi \cos \theta, \text{ откуда } \psi = \operatorname{arctg}(U_x / U_z \cos \theta).$$

В этом случае для определения угла ψ необходима информация об угле θ .

Угол дифферента предлагается вычислять в соответствии с выражением

$$\theta = \operatorname{arctan}(U_y / U_z). \quad (4.7.2)$$

Действительно, пренебрегая малыми значениями горизонтальных составляющих линейного ускорения при $\kappa_x = \kappa_y = \kappa_z$

$$U_y / U_z = g \cos \psi \sin \theta / g \cos \psi \cos \theta = \operatorname{tg} \theta.$$

Испытания трехосного блока линейных акселерометров АТ11-04, подтверждающие справедливость выражений (4.7.1), (4.7.2), были проведены на специализированном стенде (рис.4.7.2), имитирующем качку основания. Конструкция стенда обуславливает возможность задания углов курса и дифферента в диапазоне от нуля до 10 град. При этом рабочий стол совершает малые наклоны и по углу крена. Значение углов поворота рабочего стола стенда были измерены при помощи квадранта оптического КО-1М с ценой деления 1 угл.мин.



Рис.4.7.2. Система ориентации на испытательном стенде

В процессе испытаний трехкомпонентный блок акселерометров устанавливался на рабочем столе стенда таким образом, что плоскость установки акселерометров располагалась на расстоянии 5 см ниже оси качания стенда. Ось чувствительности x - акселерометра в начальный момент времени расположена параллельно оси вращения двигателя стенда, а ось чувствительности z - акселерометра перпендикулярно рабочей площадке стенда, ось чувствительности y - акселерометра перпендикулярна осям чувствительности x , z - акселерометров.

На рис.4.7.3 приведены показания трех акселерометров в процессе качки, а на рис.4.7.4 - 4.7.6 показания каждого акселерометра до и после фильтрации высокочастотной составляющей сигнала.

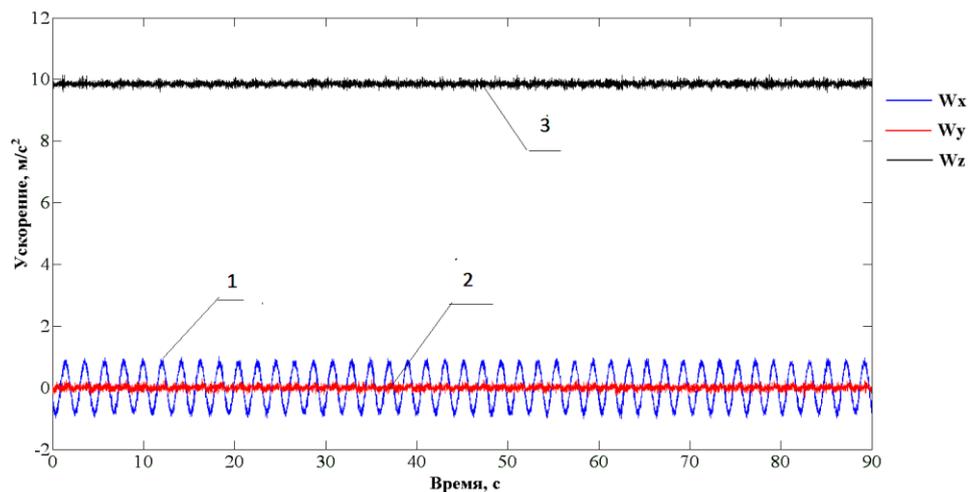


Рис.4.7.3. Показания акселерометров: 1– x - акселерометр, 2 – y - акселерометр, 3 – z-акселерометр

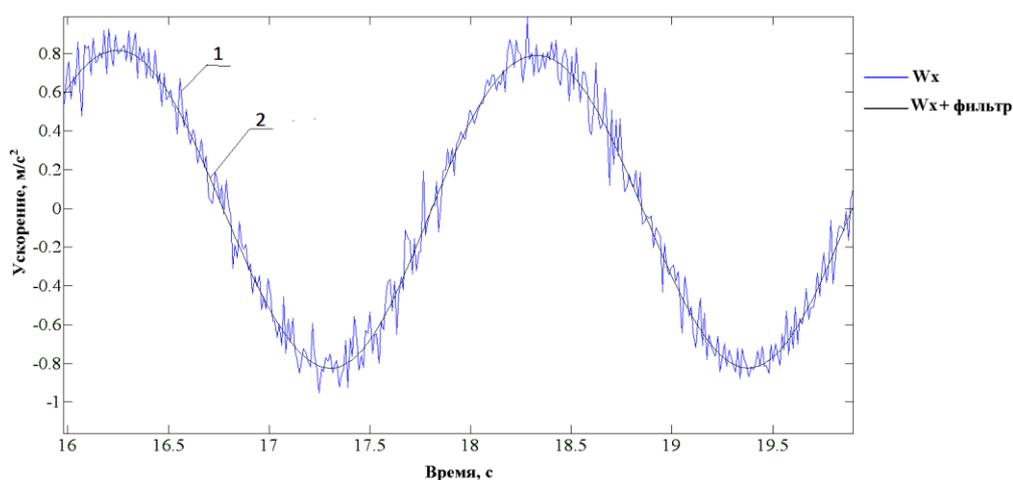


Рис.4.7.4. Показания x-акселерометра: 1– до фильтрации высокочастотной составляющей сигнала, 2 – после фильтрации высокочастотной составляющей сигнала

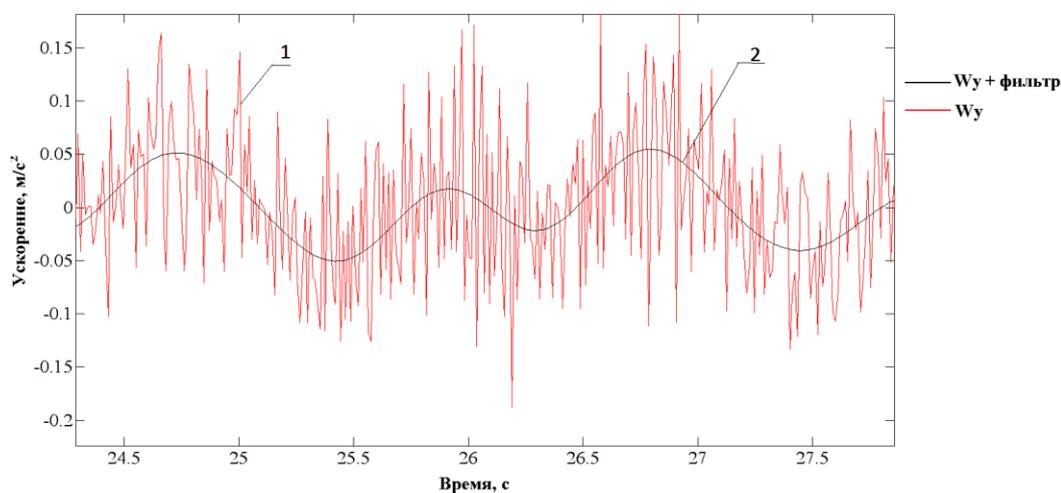


Рис.4.7.5. Показания y – акселерометра: 1– до фильтрации высокочастотной составляющей сигнала, 2 – после фильтрации высокочастотной составляющей сигнала

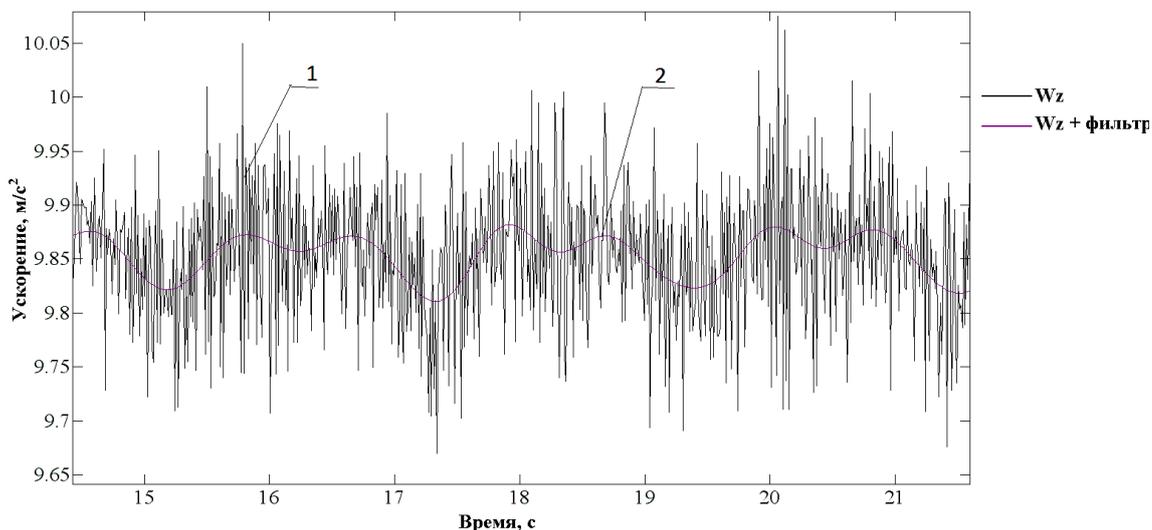


Рис.4.7.6. Показания z-акселерометра: 1– до фильтрации высокочастотной составляющей сигнала, 2 – после фильтрации высокочастотной составляющей сигнала

В соответствии с выражениями (4.7.1), (4.7.2) на основании показаний акселерометров вычислялись углы крена и дифферента, графики которых приведены на рис.4.7.7, 4.7.8. Сравнение углов поворота рабочего стола, зафиксированных с помощью квадранта оптического и вычисленных в соответствии (1), (2), позволило определить погрешности системы ориентации, которые составили по углу дифферента 16 угл.мин, а по углу крена 1 угл.мин.

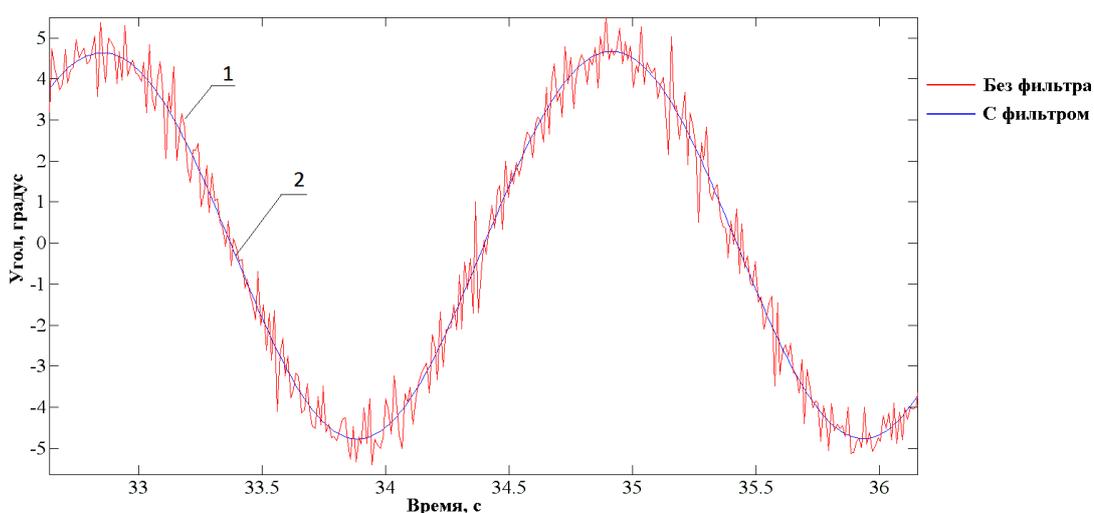


Рис.4.7.7. Угол дифферента: 1– до фильтрации высокочастотной составляющей сигнала, 2 – после фильтрации высокочастотной составляющей сигнала

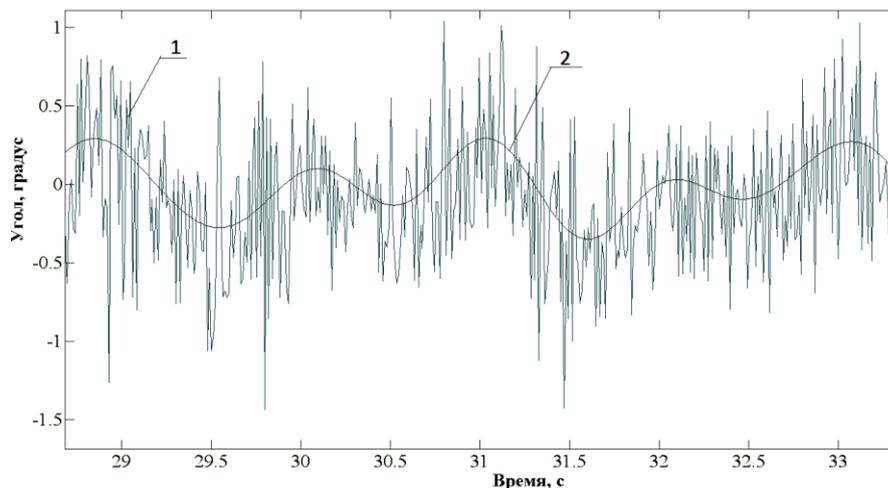


Рис.4.7.8. Угол крена: 1– до фильтрации высокочастотной составляющей сигнала, 2 – после фильтрации высокочастотной составляющей сигнала

Для оценки погрешностей определения углов крена и дифферента при их больших номинальных значениях в случае $\dot{\eta} = \ddot{\xi} = 0$, что соответствует работе системы ориентации в составе аппаратуры волномерного буга, воспользуемся выражениями проекций вектора линейного ускорения на оси $Oxyz$:

$$W_x = -(g + \ddot{\zeta}) \sin \psi + z \dot{\omega}_y - y \dot{\omega}_z + \omega_x (\omega_x x + \omega_y y + \omega_z z) - x \omega^2,$$

$$W_y = (g + \ddot{\zeta}) \cos \psi \sin \theta + x \dot{\omega}_z - z \dot{\omega}_x + \omega_y (\omega_x x + \omega_y y + \omega_z z) - y \omega^2,$$

$$W_z = (g + \ddot{\zeta}) \cos \psi \cos \theta + y \dot{\omega}_x - x \dot{\omega}_y + \omega_z (\omega_x x + \omega_y y + \omega_z z) - z \omega^2.$$

Здесь $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ – проекции мгновенной угловой скорости ω буга на оси $Oxyz$; $\dot{\omega}_x, \dot{\omega}_y, \dot{\omega}_z$ – проекции углового ускорения буга на оси $Oxyz$, определяемые соотношениями

$$\omega_x = \dot{\theta} - \dot{\phi} \sin \psi,$$

$$\omega_y = \dot{\phi} \cos \psi \sin \theta + \dot{\psi} \cos \theta,$$

$$\omega_z = \dot{\phi} \cos \psi \cos \theta + \dot{\psi} \sin \theta,$$

$$\dot{\omega}_x = \ddot{\theta} - \ddot{\phi} \sin \psi - \dot{\phi} \dot{\psi} \cos \psi,$$

$$\dot{\omega}_y = \ddot{\phi} \cos \psi \sin \theta + \ddot{\psi} \cos \theta + \dot{\phi} (\dot{\theta} \cos \theta \cos \psi - \dot{\psi} \sin \psi \sin \theta) - \dot{\psi} \dot{\theta} \sin \theta,$$

$$\dot{\omega}_z = \ddot{\phi} \cos \psi \cos \theta - \ddot{\psi} \sin \theta - \dot{\phi} (\dot{\psi} \sin \psi \cos \theta + \dot{\theta} \cos \psi \sin \theta) - \dot{\psi} \dot{\theta} \cos \theta.$$

Выходные сигналы акселерометров имеют вид:

$$U_x = \kappa_x (-(g + \ddot{\zeta}) \sin \psi + z \dot{\omega}_y - y \dot{\omega}_z + \omega_x (\omega_x x + \omega_y y + \omega_z z) - x \omega^2),$$

$$U_y = \kappa_y ((g + \ddot{\zeta}) \cos \psi \sin \theta + x \dot{\omega}_z - z \dot{\omega}_x + \omega_y (\omega_x x + \omega_y y + \omega_z z) - y \omega^2),$$

$$U_z = \kappa_z ((g + \ddot{\zeta}) \cos \psi \cos \theta + y \dot{\omega}_x - x \dot{\omega}_y + \omega_z (\omega_x x + \omega_y y + \omega_z z) - z \omega^2).$$

Углы крена и дифферента определяются в соответствии (4.7.1), (4.7.2). Конструктивные особенности волномерного буя позволяют разместить систему ориентации вблизи центра качания. В случае использования микромеханических акселерометров удастся существенно уменьшить величины x, y, z по сравнению с использованием акселерометров традиционного исполнения, а следовательно и методическую погрешность определения углов ориентации.

Рассмотрим следующий расчетный пример. Пусть углы крена и дифферента достигают значений $\pm 0,78$ рад, а вертикальное ускорение величины 6 м/с^2 , пусть $\varphi = 0,09 \sin t$, $\psi = 0,78 \sin t$, $\theta = 0,78 \sin t$, $\dot{\varphi} = 0,09 \cos t$, $\dot{\psi} = 0,78 \cos t$, $\dot{\theta} = 0,78 \cos t$, $\ddot{\varphi} = -0,09 \sin t$, $\ddot{\psi} = -0,78 \sin t$, $\ddot{\theta} = -0,78 \sin t$, $\ddot{\zeta} = -6 \sin t$, $\zeta = 6 \sin t$. Рассмотрим случай применения микромеханических акселерометров ($x = y = z = 0,002 \text{ м}$).

На рис. 4.7.9 приведен график погрешности определения угла ψ в соответствии с зависимостью

$$\Delta \psi = \psi - a \operatorname{rcsin}(U_x / \sqrt{(U_x)^2 + (U_y)^2 + (U_z)^2}) \text{ в предположении, что } \kappa_x = \kappa_y = \kappa_z.$$

На рис. 4.7.10 приведен график погрешности определения угла θ в соответствии с зависимостью $\Delta \theta = \theta - \arctan(U_y / U_z)$, в предположении, что $\kappa_y = \kappa_z$.

На рис. 4.7.11 приведен график погрешности определения вертикального ускорения в соответствии с зависимостью

$$\Delta \ddot{\zeta} = \ddot{\zeta} + g - \sqrt{(U_x / \kappa_x)^2 + (U_y / \kappa_y)^2 + (U_z / \kappa_z)^2}.$$

Погрешность определения дифферента для рассмотренных выше параметров качки не превышает $0,8$ угл. мин., погрешность определения крена не превышает 3 угл. мин, погрешность определения вертикального ускорения $\Delta \ddot{\zeta}$ не превышает $0,0032 \text{ м/с}^2$, а погрешность определения вертикального перемещения $0,032 \text{ м}$.

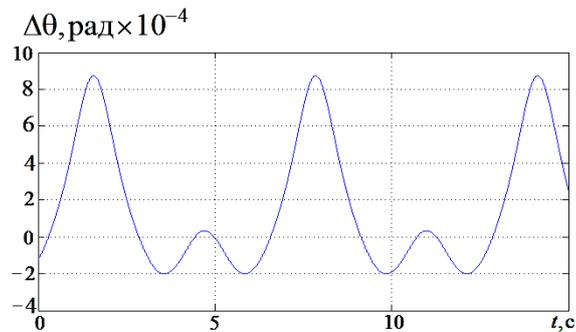
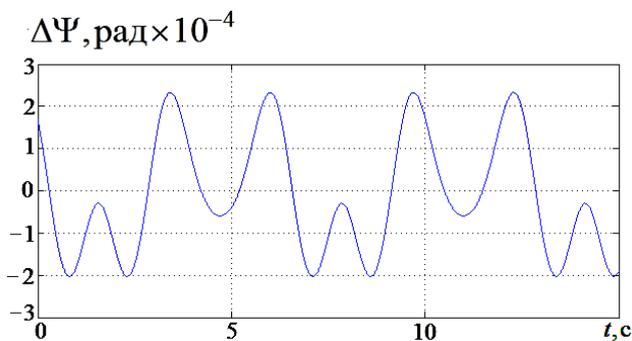


Рис.4.7.9. Погрешность определения угла дифферента

Рис.4.7.9. Погрешность определения угла дифферента

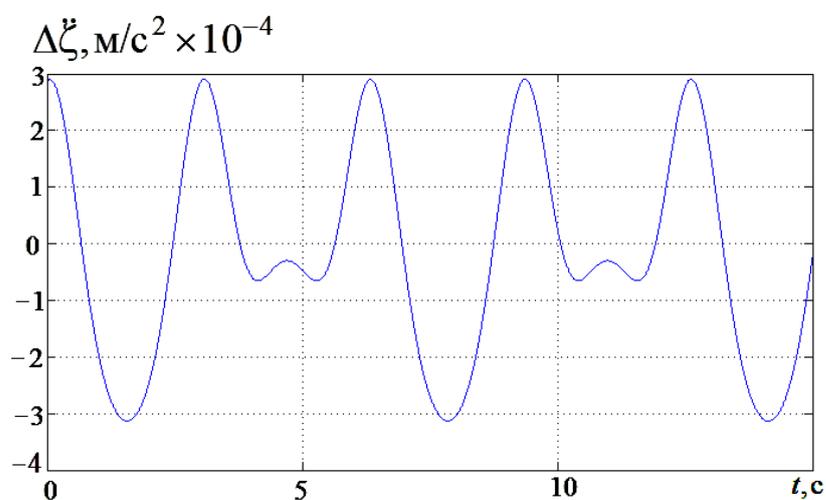


Рис.4.7.11. Погрешность определения вертикального ускорения

В случае применения акселерометров традиционного исполнения их габаритные размеры не позволяют обеспечить столь малые величины x, y, z как в первом случае. При $x = y = z = 0,02\text{м}$ погрешность определения дифферента для рассмотренных выше параметров качки увеличивается до 8 угл.мин., погрешность определения крена увеличивается до 30 угл.мин, а погрешность определения вертикального ускорения $\Delta\ddot{\zeta}$ увеличивается до $0,032\text{ м/с}^2$.

4.8. Структурные решения, обеспечивающие увеличение динамической точности волнового твердотельного гироскопа

Разработка волновых твердотельных гироскопов (ВТГ) является одним из перспективных направлений развития гироскопических датчиков угловой скорости. В ВТГ, функционирующим в режиме ДУС, реализуется удержание стоячей волны относительно корпуса гироскопа, а вторичная волна, возникающая при вращении основания компенсируется. Сила компенсации содержит информацию об угловой скорости вращения основания. При этом обеспечивается широкая полоса пропускания гироскопа и высокая чувствительность. ВТГ с позиций технологии изготовления, системы настройки и управления, а также точностных характеристик имеет ряд преимуществ по сравнению с другими видами гироскопов: полностью отсутствуют вращающиеся части, малое количество компонентов конструкции, поэтому рабочий ресурс прибора оказывается очень большим (от 15000 часов и более); способность переносить большие перегрузки; компактность; небольшая масса и габариты; сохранение инерциальной информации при кратковременном отключении электропитания; низкая энергоёмкость; малое время готовности; слабая зависимость от температуры окружающей среды при выполнении определенных конструктивных и технологических условий; стойкость к ионизирующему излучению с высокой энергией [127-131].

За рубежом [132–137] и в России [138-142] ведутся исследования и разработки ВТГ с различными формами резонаторов. ВТГ с объемным резонатором (полусферическим или цилиндрическим) имеют характеристики точности (дрейф, нестабильность масштабного коэффициента и др.), достаточные для использования их в информационно-измерительных системах различных классов точности [132–134]. У резонаторов из металла уровень внутреннего трения больше, чем у резонаторов из кварцевого стекла. Характеристики резонаторов из металла хуже, чем у резонаторов из кварцевого стекла. Однако у ВТГ с металлическими резонаторами к настоящему времени уже достигнут уровень нестабильности смещения нуля 0,1-15 град/ч и они имеют значительно меньшую себестоимость, чем ВТГ с резонатором из кварцевого стекла, что обуславливает дальнейшую перспективу улучшения их характеристик и применения.

При совершенствовании ВТГ большое внимание уделяется вопросам разработки конструкции чувствительного элемента, технологии его изготовления и балансировки. Перспективные конструкции чувствительных элементов ВТГ с металлическим резонатором [136,139] имеют чаще всего цилиндрическую форму, на донную поверхность которой наклеены пьезоэлементы, используемые для возбуждения и измерения колебаний. Конструкция, позволяющая уменьшить габаритные размеры ВТГ без уменьшения размеров резонатора, приведена в работе [136]. В работе [139] показано, что для изготовления высокочастотного металлического резонатора ВТГ с заданными свойствами хорошим выбором является прецизионный сплав 21НКМТ-ВИ. Устранение дефектов изготовления резонатора, которые приводят к разночастотности и разноритмности, достигается балансировкой. Базовым методом является балансировка по 4-й форме распределения дефектов масс, а последним этапом является калибровка, в результате которой производится окончательное определение параметров системы управления.

При разработке ВТГ стремятся, уменьшить собственный дрейф гироскопа [140], смещения нулевого сигнала, нелинейность масштабного коэффициента в рабочем интервале температур [141]. Однако при создании прибора [142] зачастую не используются существующие потенциальные возможности повышения динамической точности гироскопа за счет разработки перспективных структурных решений построения контуров регулирования и обработки информации. С использованием методов теории автоматического регулирования выполнены исследования динамики волнового твердотельного гироскопа с металлическим резонатором и пьезоэлементами в режиме замкнутого контура компенсации кориолисова ускорения. Пьезоэлементы выполняют функции датчиков перемещений и силы .

Целью данного раздела работы являлась разработка структурных решений построения контуров регулирования и обработки информации ВТГ, установление соотношений для выбора параметров звеньев этих контуров, обеспечивающих повышение динамической точности гироскопа.

В работе [128,131] рассмотрена динамика ВТГ в режиме замкнутого контура компенсации кориолисового ускорения. Структурная схема ВТГ представлена на рисунке 4.8.1.

Для определения параметров контуров регулирования ВТГ в режиме ДУС использовалась передаточная функция разомкнутой системы ВТГ с пропорционально-интегральным регулятором по огибающей выходного сигнала [128,131]:

$$W_{раз}(p) = \frac{U_{out}(p)}{\omega(p)} = \frac{k_b U_{bx} k_{pz} T_{wtg} k_{wtg2} k_{wtg3} \left(\frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p + 1 \right)}{(T_{wtg} p + 1) p}. \quad (4.8.1)$$

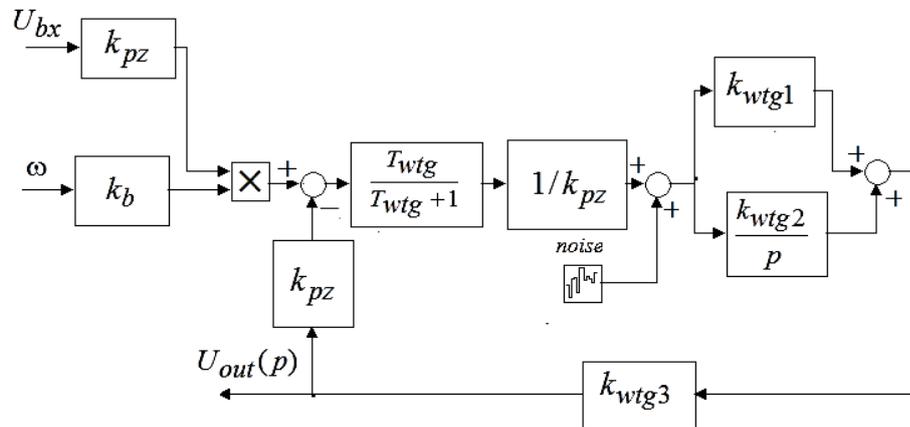


Рис.4.8.1. Структурная схема волнового твердотельного гироскопа.

На структурной схеме рис.4.8.1 введены обозначения : k_b – коэффициент Брайана; U_{bx} – входное напряжение; $k_{wtg1}, k_{wtg2}, k_{wtg3}$ – коэффициенты передачи в контурах регулирования волнового твердотельного гироскопа; T_{wtg} – постоянная времени чувствительного элемента волнового твердотельного гироскопа; k_{pz} – коэффициент передачи пьезоэлементов; ω – измеряемая угловая скорость; U_{out} – напряжение на выходе волнового твердотельного гироскопа. Для определения полосы пропускания и динамической точности использована передаточная функция замкнутой схемы ВТГ в режиме ДУС с пропорционально -интегральным регулятором по огибающей выходного сигнала:

$$W_{zam1}(p) = \frac{U_{out}(p)}{\omega(p)} = \frac{k_b U_{bx} \left(\frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p + 1 \right)}{\frac{1}{k_{wtg2} k_{wtg3}} p^2 + \frac{(T_{wtg} k_{wtg1} k_{wtg3} + 1)}{T_{wtg} k_{wtg2} k_{wtg3}} p + 1}. \quad (4.8.2)$$

Введем обозначение ω_{izm} – измеренная угловая скорость, тогда

$$W_{zam2}(p) = \frac{\omega_{izm}(p)}{\omega(p)} = \frac{\left(\frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p + 1 \right)}{\frac{1}{k_{wtg2} k_{wtg3}} p^2 + \frac{(T_{wtg} k_{wtg1} k_{wtg3} + 1)}{T_{wtg} k_{wtg2} k_{wtg3}} p + 1}; \quad (4.8.3)$$

$$W_{zam3}(p) = \frac{\omega(p) - \omega_{izm}(p)}{\omega(p)} = \frac{\left(\frac{1}{k_{wtg2} k_{wtg3}} p + \frac{1}{T_{wtg} k_{wtg2} k_{wtg3}} \right) p}{\frac{1}{k_{wtg2} k_{wtg3}} p^2 + \frac{(T_{wtg} k_{wtg1} k_{wtg3} + 1)}{T_{wtg} k_{wtg2} k_{wtg3}} p + 1}. \quad (4.8.4)$$

На основании передаточных функций (4.8.1), (4.8.2) построены логарифмические амплитудно - фазовые частотные характеристики (ЛАФЧ) разомкнутой (рисунок 4.8.2) и замкнутой (рисунок 4.8.3) систем ВТГ в режиме ДУС с пропорционально-интегральным регулятором при следующих параметрах прибора: $k_b = 0,4$; $U_{bx} = 1$ В; $k_{wtg1} = 1$; $k_{wtg2} = 100$; $k_{wtg3} = 800$; $T_{wtg} = 1,6$ с.

Согласно рисунку 4.8.2 система устойчива, запас по фазе в разомкнутой системе составляет $73,4^{\circ}$.

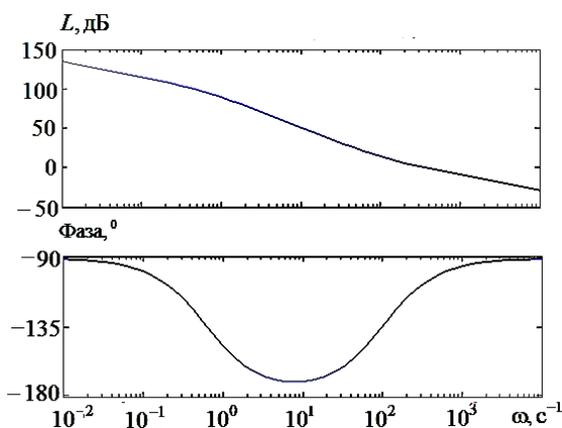


Рис.4.8.2. ЛАФЧ разомкнутой системы волнового твердотельного гироскопа с пропорционально-интегральным регулятором

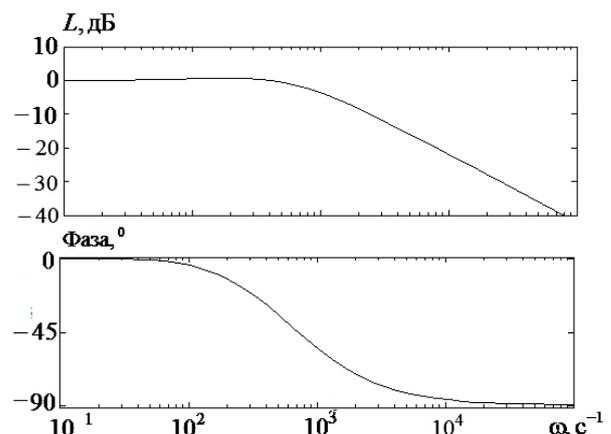


Рис.4.8.3. ЛАФЧ замкнутой системы волнового твердотельного гироскопа с пропорционально-интегральным регулятором

С целью уменьшения динамической погрешности гироскопа выходной сигнал подадим на вход корректирующего звена с передаточной функцией вида [143]:

$$W(p) = \frac{U_{out1}(p)}{U_{out}(p)} = \frac{1}{T_{kz}p + 1}, \quad \text{где } T_{kz} = \frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}}.$$

Структурная схема ВТГ в этом случае представлена на рисунке 4.8.4.

Кроме того, потребуем выполнения условия:

$$2\xi \sqrt{\frac{1}{k_{wtg2}k_{wtg3}}} = \frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} + \frac{1}{T_{wtg}k_{wtg1}k_{wtg3}}.$$

Отсюда

$$k_{wtg3} \approx 4\xi^2 k_{wtg2} / k_{wtg1}^2, \quad \text{где } \xi = 0,707. \quad (4.8.5)$$

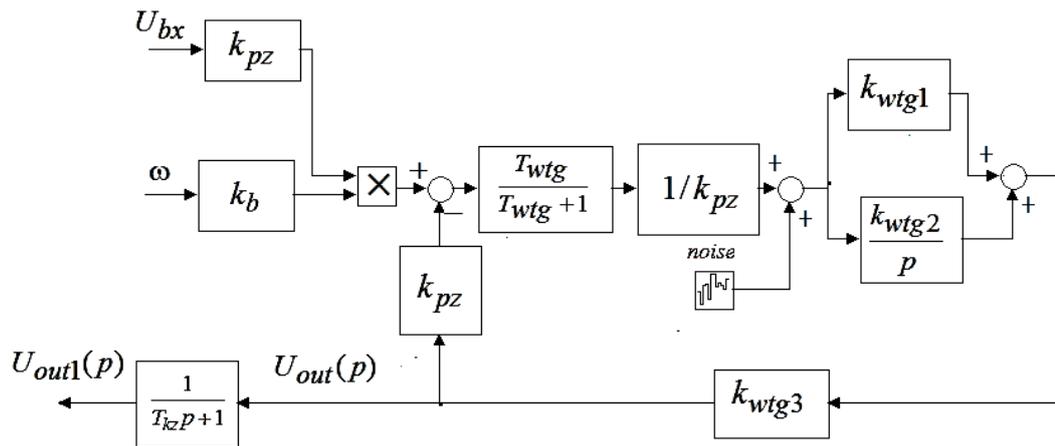


Рис. 4.8.4. Структурная схема волнового твердотельного гироскопа

На рис.4.8.4 введены обозначения: U_{out1} – напряжение на выходе волнового твердотельного гироскопа после коррекции, T_{kz} – постоянная времени корректирующего звена, остальные обозначения приведены в подписи к рисунку 4.8.1.

Передаточные функции ВТГ принимают вид:

$$W_{zam4}(p) = \frac{U_{out}(p)}{\omega(p)} = \frac{k_b U_{bx}}{\frac{1}{k_{wtg2}k_{wtg3}} p^2 + 2\xi \sqrt{\frac{1}{k_{wtg2}k_{wtg3}}} p + 1}, \quad (4.8.6)$$

$$W_{зам5}(p) = \frac{\omega_{izm}(p)}{\omega(p)} = \frac{1}{\frac{1}{k_{wtg2}k_{wtg3}} p^2 + 2\xi \sqrt{\frac{1}{k_{wtg2}k_{wtg3}}} p + 1}. \quad (4.8.7)$$

В этом случае передаточная функция ВТГ (4.8.6) эквивалентна передаточной функции фильтра Баттерворта второго порядка и имеет максимально плоскую ЛАЧХ в полосе пропускания гироскопа. Кроме того удастся уменьшить амплитуду шумовой составляющей выходного сигнала в полосе частот выше частоты $\omega_1 = k_{wtg2}/k_{wtg1}$. Рассмотренная структура построения ВТГ позволяет существенно уменьшить динамические погрешности, обусловленные различием масштабного коэффициента ВТГ при различных частотах измеряемой угловой скорости в полосе пропускания. Такая структура построения ВТГ может быть рекомендована при решении измерительной задачи, в которой необходимо точно измерить величину угловой скорости, а фазовое отставание выходного сигнала по отношению к измеряемой угловой скорости имеет второстепенное значение. На рисунке 4.8.5 представлены ЛАЧХ, построенные на основании (4.8.3) и (4.8.7), а на рисунке 4.8.6 графики переходных процессов, построенные на основании (4.8.3) и (4.8.7), как реакция на ступенчатое воздействие с амплитудой 1 рад/с. В случае (4.8.7) параметры системы определены с учетом соотношения (4.8.5) и равны: $k_b = 0,4$; $U_{bx} = 1В$, $k_{wtg1} = 1$, $k_{wtg2} = 500$, $k_{wtg3} = 980$, $T_{wtg} = 1,6с$.

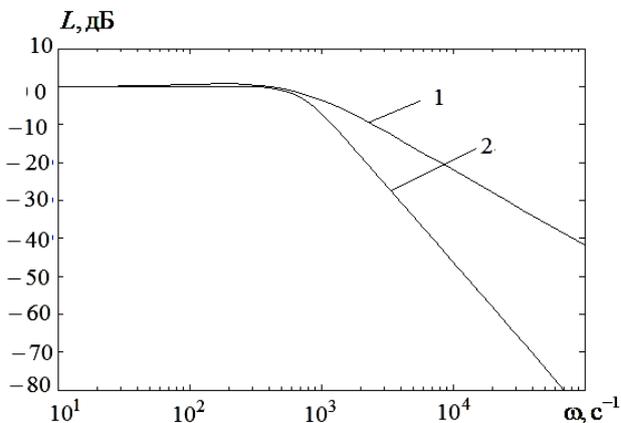


Рис. 4.8.5. ЛАФЧХ замкнутой системы: 1 – в соответствии с передаточной функцией (4.8.3); 2 – в соответствии с передаточной функцией (4.8.7)

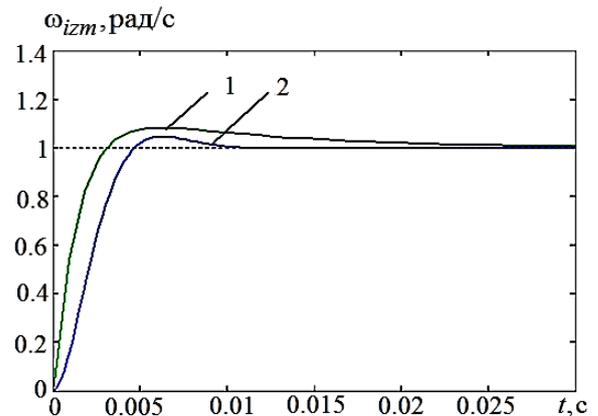


Рис. 4.8.6. Графики переходных процессов: 1 – в соответствии с передаточной функцией (4.8.3); 2 – в соответствии с передаточной функцией (4.8.7)

Эффективность предложенной схемы построения ВТГ можно проиллюстрировать следующим примером. В случае (4.8.3) масштабный коэффициент ВТГ при измерении угловой скорости, изменяющейся по гармоническому закону с частотой 200 рад/с отличается от масштабного коэффициента ВТГ при измерении постоянной угловой скорости на 8,5%. В случае (4.8.7) масштабный коэффициент ВТГ при измерении угловой скорости, изменяющейся по гармоническому закону с частотой 200 рад/с отличается от масштабного коэффициента ВТГ при измерении постоянной угловой скорости всего лишь на 0,2%.

В том случае, когда нельзя пренебречь фазовым отставанием выходного сигнала по отношению к измеряемой угловой скорости и в тоже время необходимо минимизировать погрешность измерения угловой скорости в полосе пропускания, может быть рекомендована структура построения ВТГ, приведённая на рисунке 4.8.7 [143].

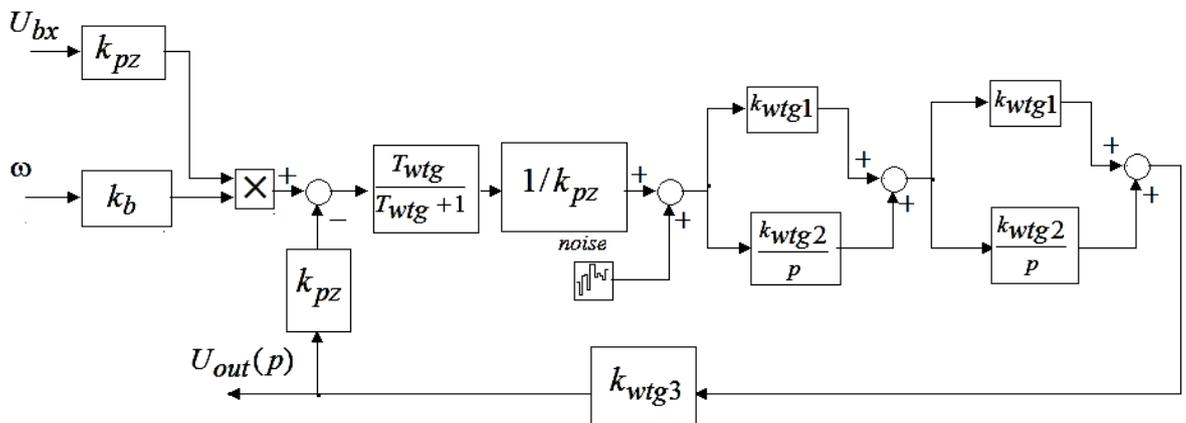


Рис. 4.8.7. Структурная схема волнового твердотельного гироскопа

В отличие от рисунка 4.8.1 применено последовательное включение двух изодромных звеньев с параметрами k_{wtg1}, k_{wtg2} , остальные обозначения приведены в подписи к рисунку 4.8.1.

При этом справедливы передаточные функции (4.8.8), (4.8.9), (4.8.10):

$$W_{zam6}(p) = \frac{U_{out}(p)}{\omega(p)} = \frac{k_b U_{bx} \left(\frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p^2 + 2 \frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p + 1 \right)}{\frac{1}{k_{wtg2} k_{wtg3}} p^3 + \left(\frac{1}{T_{wtg} k_{wtg2}^2 k_{wtg3}} + \frac{k_{wtg1}^2}{k_{wtg2}^2} \right) p^2 + 2 \frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p + 1}; \quad (4.8.8)$$

$$W_{zam7}(p) = \frac{\omega_{izm}(p)}{\omega(p)} = \frac{\left(\frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p^2 + 2 \frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p + 1 \right)}{\frac{1}{k_{wtg2} k_{wtg3}} p^3 + \left(\frac{1}{T_{wtg} k_{wtg2}^2 k_{wtg3}} + \frac{k_{wtg1}^2}{k_{wtg2}^2} \right) p^2 + 2 \frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p + 1}; \quad (4.8.9)$$

$$W_{zam8}(p) = \frac{\omega(p) - \omega_{izm}(p)}{\omega(p)} = \frac{p^2 \left(\frac{1}{k_{wtg2} k_{wtg3}} p + \frac{1}{T_{wtg} k_{wtg2}^2 k_{wtg3}} + \frac{k_{wtg1}^2}{k_{wtg2}^2} + \frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} \right)}{\frac{1}{k_{wtg2} k_{wtg3}} p^3 + \left(\frac{1}{T_{wtg} k_{wtg2}^2 k_{wtg3}} + \frac{k_{wtg1}^2}{k_{wtg2}^2} \right) p^2 + 2 \frac{k_{wtg1}}{k_{wtg2}} p + 1}. \quad (4.8.10)$$

Передаточная функция относительной погрешности измерения (4.8.10) имеет нуль второго порядка в точке $p = 0$, что соответствует астатизму второго порядка. ЛАФЧХ передаточной функции (4.8.4) и (4.8.10) представлены на рисунке 4.8.8.

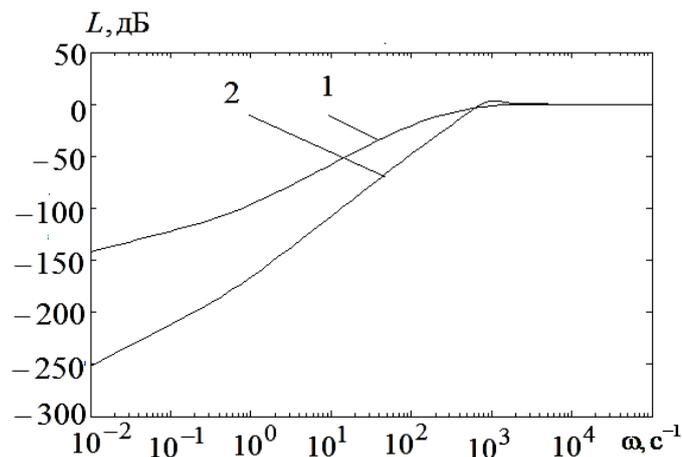


Рис.4.8.8. Логарифмическая амплитудно - частотная характеристика передаточной функции относительной погрешности измеряемой величины: 1 – в соответствии с передаточной функцией (4.8.4); 2 – в соответствии с передаточной функцией (4.8.9)

Графики измеряемой угловой скорости с амплитудой 1 рад/с и частотой 62,8 рад/с и абсолютной погрешности измерения для структурных схем на

рисунке 4.8.1 и рисунке 4.8.7 представлены соответственно на рисунке 4.7.9 и рисунке 4.7.10.

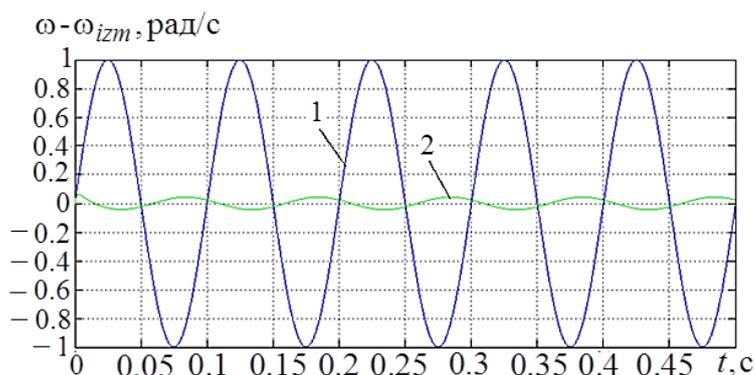


Рис.4.7.9. Графики временных зависимостей измеряемой угловой скорости (1) и абсолютной погрешности измерения (2)

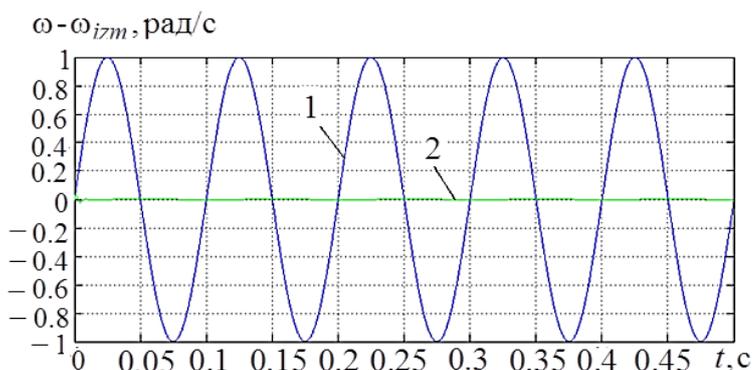


Рис.4.7.10. Графики временных зависимостей измеряемой угловой скорости (1) и абсолютной погрешности измерения (2)

Если на рисунке 4.8.9 абсолютная погрешность измерения угловой скорости составляет 4,3 %, то на рисунке 4.8.10 абсолютная погрешность измерения угловой скорости составляет всего лишь 0,1 %.

Выводы по главе 4

1. В процессе решения задачи синтеза предложена эффективная структура построения УПГ акселерометра компенсационного типа, исследованы особенности функционирования прибора с учетом процессов модуляции и демодуляции сигнала датчика угла акселерометра, разработана методика

проектирования УПТ акселерометра, получены аналитические выражения для определения параметров элементов УПТ, обеспечивающих устойчивый режим работы прибора, заданное значение динамической погрешности, а также заданную величину пульсаций на выходе акселерометра.

2. В процессе решения задачи синтеза предложена эффективная структура построения УПТ ДУС на основе поплавкового интегрирующего гироскопа, исследованы особенности функционирования прибора с учетом процессов модуляции и демодуляции сигнала датчика угла гироскопа, разработана методика проектирования УПТ ДУС, получены аналитические выражения для определения параметров элементов УПТ, обеспечивающих устойчивый режим работы прибора, заданное значение динамической погрешности, а также заданную величину пульсаций на выходе ДУС.

3. Предложена схема аналого - цифрового преобразователя (АЦП) с компенсацией апертурной погрешности. В работе проведен сравнительный анализ динамических характеристик АЦП чувствительных элементов гироскопических систем с непосредственным преобразованием аналоговой информации в цифровой код и с компенсацией апертурной погрешности. Показано, что АЦП с компенсацией апертурной погрешности существенно расширяет допустимую полосу пропускания измеряемого сигнала при заданной точности преобразования. Приведена практическая схема реализации АЦП с компенсацией апертурной погрешности.

4. Разработана структура построения УПТ ММА прямого преобразования, обеспечивающая расширение полосы пропускания и уменьшения динамической погрешности за счет введения в систему интегро - дифференцирующего фильтра второго порядка. При этом передаточная функция ММА соответствует передаточной функции фильтра Баттерворта четвертого порядка и имеет максимально плоскую ЛАЧХ. Приведены аналитические соотношения для выбора параметров интегро - дифференцирующего фильтра. Использование предложенного технического решения позволяет, например, на частоте $\omega = 18,84\text{с}^{-1}$ обеспечить уменьшение значения ЛАЧХ предлагаемого ММА на величину $-4,41 \cdot 10^{-5}$ дБ при фазовом отставании выходного сигнала $-4,2$ град, в то

время как уменьшение значения ЛАЧХ ММА, построенного традиционным способом, на той же частоте равно уже $-0,1766$ дБ при фазовом отставании выходного сигнала $-20,1$ град. При этом обеспечивается одинаковый уровень пульсации выходного сигнала по сравнению с аналогом.

5. Разработана структура построения УПТ ММА прямого преобразования, обеспечивающая существенное уменьшения динамической погрешности за счет введения в систему последовательно включенных интегро - дифференцирующего фильтра первого порядка и фильтра низких частот первого порядка. Приведены аналитические соотношения для однозначного выбора параметров интегро - дифференцирующего фильтра первого порядка и фильтра низких частот первого порядка. Использование предложенного технического решения позволяет, например, при гармоническом изменении ускорения с амплитудой 1м/с^2 и частотой $\omega = 6,28\text{с}^{-1}$ обеспечить амплитуду погрешности $0,00875\text{м/с}^2$ предлагаемого ММА в установившемся режиме, что в $13,5$ раз меньше по сравнению с амплитудой погрешности аналога в установившемся режиме, которая составляет $0,1174\text{м/с}^2$.

6. Доказано, что в случае использования микромеханических акселерометров для построения системы ориентации удастся существенно уменьшить методическую погрешность определения углов ориентации волномерного буя.

7. Разработана математическая модель, описывающая зависимость нулевого сигнала ММГ от температуры. На основании экспериментальных данных для двух экземпляров ММГ ADXRS610 определены числовые значения параметров математической модели. Показано, что изменение значений нулевого сигнала ММГ1 в диапазоне изменения температуры от -40°C до $+50^{\circ}\text{C}$ соответствует угловой скорости $1,8$ град/с. Максимальное значение неоднозначности функциональной зависимости изменения нулевого сигнала от температуры (погрешность тепловой модели) соответствует угловой скорости $0,15$ град/с. Компенсация изменения нулевого сигнала от температуры для ММГ1 возможна с точностью не хуже $\pm 0,075$ град/с. Изменение значений нулевого сигнала ММГ2 в диапазоне изменения температуры от -40°C до $+50^{\circ}\text{C}$ существенно выше

и соответствует угловой скорости 6,4961 град/с. Максимальное значение неоднозначности функциональной зависимости изменения нулевого сигнала от температуры соответствует угловой скорости 0,21 град/с. Компенсация изменения нулевого сигнала от температуры для ММГ2 возможна с точностью не хуже $\pm 0,105$ град/с. Таким образом алгоритмическая компенсация изменения нулевого сигнала ММГ1 и ММГ2 от температуры позволяет уменьшить составляющую собственного ухода ГС, не менее, чем в 12-30 раз. Для получения лучших точностных характеристик при создании ГС на ММГ невысокой стоимости необходимы испытания серии ММГ и выявление экземпляров с наименьшей величиной неоднозначности функциональной зависимости изменения нулевого сигнала от температуры.

8. Предложены и исследованы два перспективных структурных решения построения контуров регулирования и обработки информации ВТГ. Установлены соотношения для выбора параметров звеньев этих контуров, обеспечивающих увеличение динамической точности ВТГ. В первом случае предложенная структура построения ВТГ позволяет существенно уменьшить динамические погрешности, обусловленные различием масштабного коэффициента ВТГ при различных частотах измеряемой угловой скорости в полосе пропускания. Такая структура построения ВТГ может быть рекомендована при решении измерительной задачи, в которой необходимо точно измерить величину угловой скорости, а фазовое отставание выходного сигнала по отношению к измеряемой угловой скорости имеет второстепенное значение. Масштабный коэффициент ВТГ при измерении угловой скорости, изменяющейся по гармоническому закону с частотой 200 рад/с отличается от масштабного коэффициента ВТГ при измерении постоянной угловой скорости всего лишь на 0,2 %. Во втором случае предложенной структуре построения ВТГ соответствует передаточная функция относительной погрешности измерения, которая имеет нуль второго порядка в точке $p = 0$, что соответствует астатизму второго порядка, а абсолютная погрешность измерения в полосе частот 10 Гц не превышает 0,1 %.

ГЛАВА 5. МИНИАТЮРНАЯ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИОННО - ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ И УПРАВЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ГИРОСТАБИЛИЗАТОРА

5.1. Область применения

Гиростабилизаторы (ГС) широко применяются в информационно - измерительных и управляющих системах (ИИиУС) гражданского назначения на подвижных объектах (ПО). ГС в режиме гировертикали (ГВ) решают задачу построения местной вертикали на борту ПО и используются для получения сигналов, пропорциональных угловым отклонениям ПО вокруг двух осей. Основы построения и теория гировертикалей, как составной части ИИиУС, приведена в работах [1,4,7,144].

При решении задач воздушной разведки полезных ископаемых, при наблюдении за состоянием тепловых, газовых и электрических магистральных сетей, исследовании морских течений, поиске рыбных косяков, спасении людей при катастрофах, поисковых и транспортных работах, контроля дорожной обстановки, массовых мероприятий, обнаружении пожаров, выполнении геодезических и картографических исследований, обследовании труднодоступной для человека местности и решении многих других народнохозяйственных задач ГС применяются также на транспортном средстве в составе ИИиУС для стабилизации и управления положением в пространстве оптической аппаратуры (ОА) (фотоаппаратов, телевизионных оптических устройств, тепловизоров), приборов для дистанционного зондирования (газоанализатор). ГС ОА применяются в охранных системах при установке на фасадах зданий, наблюдательных мачтах и вышках. ГС ОА применяются в системах технического зрения автономного автомобильного транспорта. Применение ГС позволяет сохранить потенциальные способности ОА в области их разрешающей способности в условиях использования на подвижном основании [145-150].

Большинство ИИиУС определения параметров ориентации объектов и стабилизации полезной нагрузки строятся на базе гироскопов и акселерометров традиционного исполнения [151, 152]. Они представляют собой сложные приборы точной механики, однако обладают значительными энергопотреблением,

габаритами, массой и высокой стоимостью. Теория гиросприборов этого класса изложена в многочисленных статьях, монографиях, например [144,153,154], учебниках и учебных пособиях, например [5,155,156]. Работы по исследованию и совершенствованию гиросприборов этого класса продолжаются [157–159, 160, 161].

Современные требования, предъявляемые к гиросtabilизированным приборам малогабаритных транспортных средств, имеют свою специфику и сводятся к обеспечению высокой точности стабилизации и управления положением этих приборов в пространстве в условиях подвижного основания и минимальной массы и габаритных размеров прибора. Кроме того, должны быть обеспечены низкое энергопотребление, малое время готовности, низкая стоимость, высокая надежность. Выполнение этих противоречивых требований представляет собой сложную и актуальную научно - техническую задачу, которая требует своего решения. Представляется так же актуальным реализовать с помощью одного прибора как функцию стабилизации и управления положением полезной нагрузки (ПН) в пространстве, так и функцию выработки информационных сигналов об ориентации основания в пространстве для последующего использования этих сигналов в системе управления ПО [162-168]. До сих пор для стабилизации ПН и управления ею в пространстве применялся управляемый ГС, а выработка параметров ориентации обеспечивалась с помощью дополнительной карданной или бескарданной гировертикали. Решение задачи стабилизации и управления положением ПН в пространстве, а также выработки информационных сигналов об ориентации ПО с помощью одного прибора позволит отказаться от применения на борту транспортного средства дополнительной, например, бесплатформенной системы ориентации (БСО) [169-177], что в свою очередь обеспечивает уменьшение стоимости ИИиУС, ее массы и габаритов.

Развитие микросистемной техники, в частности, появление микромеханических акселерометров (ММА) и гироскопов (ММГ) [120, 121, 156, 178, 180] позволяет создавать на их основе системы, обладающие малыми массой и габаритами. Однако в этом случае необходима разработка специальных

структурных, аппаратных и программных решений, обеспечивающих надлежащую точность системы.

Разработкой подобных систем занимаются такие фирмы и организации как «Honeywell», «Space Electronic», «Precision Navigation Inc.», «SYSTRON DONNER», «Goodrich Corporation» (США), DST CONTROL AB (Швеция), Controp (Израиль), ООО «ТеКнол», ГОУ ВПО «Казанский государственный технический университет им. А.Н. Туполева», МГТУ им. Баумана, МАИ, Научно - производственный конструкторский центр «Новик-XXI век» (Россия).

Существующие карданные малоразмерные гироскопические вертикали для выработки информации о параметрах ориентации транспортного средства строятся на основе принципа силовой стабилизации и не являются вполне совершенными. Эти приборы имеют значительное время готовности, мощность, габариты и стоимость, необходимость использования источников питания как постоянного, так и переменного тока, а так же не приспособлены для стабилизации и управления ПН. Погрешность выдерживания вертикали у таких приборов составляет 18 угл. мин. Например, фирма «Goodrich Corporation» (США) выпускает миниатюрные гироскопические вертикали серии VG34. К гироскопическим вертикалям этой серии можно отнести модель VG34-0803-03 (рис.5.1.1) и модель VG34-0301-02 [181].



Рис.5.1.1. Гироскопическая вертикаль VG34-0803

Максимальный срок службы гироскопических вертикалей серии VG34 составляет 1000 часов. Собственный уход гироскопической вертикали при выключенной системе коррекции составляет 0,25 град/мин. В качестве датчиков угла используются пластиковые потенциометрические датчики. В качестве чувствительных элементов системы коррекции используются электролитические датчики уровня, которые сводят к

минимуму погрешность удержания вертикали. Гировертикаль функционирует от источника постоянного тока напряжением $28 \pm 2В$ и имеет встроенный преобразователь для питания гиromотора. Прибор потребляет 0,5А в номинальном режиме работы и 0,6А при старте. Вес гировертикали модели VG34-0803-03 составляет 0,6 кг. В гировертикали модели VG34-0803-03 обеспечена скорость управления от 6 град/с до 12 град/с, а в гировертикали модели VG34-0301-02 обеспечена скорость управления от 8 град/с до 10 град/с в зависимости от температуры окружающей среды. Габаритные размеры гировертикали модели VG34-0803-03 составляют 123,19x74,68x60,71мм. Габаритные размеры гировертикали модели VG34-0301-02 составляют 120,65x57,15x60,71мм. Стоимость гировертикали составляет 17000 долларов США. Рассмотренный прибор выполняет только функцию выдачи информации в систему управления по углам крена и тангажа и не приспособлен для одновременного выполнения функции стабилизации и управления положением ПН в пространстве.

Существующие зарубежные ГС, построенные по принципу индикаторного ГС, для стабилизации и управления ПН чрезвычайно дорогостоящи, требуют высокого уровня технической поддержки, их закупка сопряжена с получением специального разрешения. ГС не приспособлены для получения информации о пространственном положении транспортного средства. Компания DST CONTROL AB (Швеция) разработала аппаратно - программные комплексы серии OTUS (ранее COLIBRI) [182]. Основу комплекса составляет ГС, имеющий двухосную конструкцию карданова подвеса с безредукторными широкополосными датчиками момента, обеспечивающий высокий уровень стабилизации ПН. Трехмерный микромеханический инерциальный измерительный блок смонтирован непосредственно на внутренней раме ГС. ГС OTUS-U135 имеет массу 1,2-1,4 кг; размеры (диаметр , длина) - 135 × 185,4 мм; точность стабилизации 100 мкрад и максимальную скорость управления 120 °/с. ГС OTUS – L170 имеет массу 1,7-2,5 кг; размеры (диаметр , длина) - 170 × 243 мм; точность стабилизации 150 мкрад и максимальную скорость управления 120 °/с. В качестве датчиков угловой скорости в системах OTUS применены ММГ,

технические характеристики которых приведены в таблице 5.1.1. Стоимость аппаратно - программного комплекса серии OTUS составляет 3000000руб.

Таблица 5.1.1. Технические характеристики ММГ систем OTUS

Параметр	Номинал
Диапазон измерения, °/с	± 400
Полоса пропускания по уровню 3 дБ, Гц	16...256
Разрядность выходного сигнала, бит	32
Частота выходного сигнала, Гц	100...2000
Стабильность масштабного коэффициента не больше, %/°/С	0,02
Нелинейность от всей шкалы, %	0,035
Чувствительность к ускорениям, °/ч/g (1 σ)	180
Стабильность масштабного коэффициента при постоянной температуре	0,007%
Кратковременная (100с) нестабильность выходного сигнала при постоянной температуре (1 σ) не больше, °/ч	6
Нестабильность выходного сигнала во всем диапазоне температуры (1 σ) не больше, °/с	1
Случайное блуждание угловой скорости, °/√ч	0,36
Шум (постоянный ток, 100Гц) не более, °/с/√Гц	0,006

Фирма «Goodrich Corporation» (США) основала в 2009 г. компанию Goodrich ISR Systems Cloud Cap Technology, которая разработала ряд миниатюрных систем стабилизации и управления ПН [183]. Наименьшие размеры имеет система TASE 100. Система представляет собой двухосный карданов подвес, на внутренней рамке которого установлена ПН. Управление по осям подвеса осуществляется по принципу следящей системы по сигналам бескарданной системы ориентации, реализованной на ММЧЭ с привлечением информации GPS. Точность стабилизации составляет 0,0875 град, скорость управления 125°/с, размер 121 × 97,1 × 89,9 мм, масса 0,455 кг. Технические характеристики ММЧЭ БСО, по сигналам которой осуществляется управление подвесом, представлены в таблицах 5.1.2, 5.1.3. БСО весит 38 грамм, имеет напряжение питания 4,4-8 В и потребляемую мощность 0,2 Вт.

Таблица 5.1.2. Технические характеристики ММГ БСО систем TASE

Параметр	Номинал
Диапазон измерения, °/с	± 300
Полоса пропускания по уровню 3 дБ, Гц	100
Чувствительность к ускорениям, °/с/g (1σ)	0,2
Систематическая погрешность при включении (в прогретом состоянии) при постоянной температуре окружающей среды не более, °/с	0,2
Систематическая погрешность при включении в диапазоне температур не более, °/с	0,6
Чувствительность, °/с	0,0155
Шум (1σ) , °/с	±0,7
Погрешность масштабного коэффициента (при температуре 25°С) не более, °/с	3

Таблица 5.1.3. Технические характеристики ММА БСО систем TASE

Параметр	Номинал
Диапазон измерения, G	± 10
Полоса пропускания по уровню 3 дБ, Гц	50
Систематическая погрешность от включения к включению при постоянной температуре окружающей среды не более, мG	25
Систематическая погрешность от включения к включению в диапазоне температур не более, мG	51
Чувствительность, мG	0,62
Шум (1σ) , мG	± 12
Погрешность масштабного коэффициента не более, мG	100

Стоимость подвеса системы стабилизации TASE 100 составляет 1200000 руб. Стоимость системы TASE 100 с оригинальным программным обеспечением составляет 45000000руб.

Компания Goodrich ISR System,s Cloud Cap Technology разработала и выпускает также ряд миниатюрных систем индикаторной стабилизации и управления ПН: TASE 150, TASE 200, TASE 300, TASE 400 больших габаритов по сравнению с TASE 100. TASE 150 имеет максимальную потребляемую мощность 22 Вт, точность стабилизации $0,05^{\circ}$, скорость управления $200^{\circ}/с$, размер 122 x 115 x 192 мм, массу 0,9 кг. TASE 200 имеет максимальную потребляемую мощность 22 Вт, точность стабилизации $0,05^{\circ}$, скорость управления $200^{\circ}/с$, размер 122 x 115 x 192 мм, массу 1,06 кг. TASE 300 имеет максимальную потребляемую мощность 125 Вт, точность стабилизации $0,023^{\circ}$, скорость управления $200^{\circ}/с$, размер 176 x 176 x 238 мм, массу 2,7 кг. ГС TASE 400 является наиболее точным, построен по принципу индикаторного ГС на высокоточных оптико - волоконных гироскопах, в отличие от других ГС TASE, построенных на ММГ. TASE 400 имеет максимальную потребляемую мощность 125 Вт точность стабилизации $0,0008^{\circ}$, скорость управления $200^{\circ}/с$, размеры 178 x 178 x 259 мм, массу 3,4 кг.

Многие отечественные и зарубежные разработчики систем стабилизации и управления ПН («Goodrich Corporation» (США), компания «Беспилотные системы», ЗАО «ЭНИКС», компания «АЭРОКОН», компания «EYERA» (Россия)) в целях минимизации массогабаритных характеристик и стоимости системы применяют принцип «следящей системы», когда ПН устанавливается в двухосный карданов подвес, на каждой из осей которой установлены двигатель и датчик угла, а управление осуществляется по сигналам бескарданной системы ориентации. Данным системам стабилизации присущ существенный недостаток. Если в системах стабилизации ПН, построенной по принципу индикаторного ГС, погрешности стабилизации при колебаниях основания с частотами выше частоты среза системы с ростом частоты уменьшаются за счет инерционных свойств подвеса, то в системах стабилизации ПН, построенной по принципу «следящей системы», наоборот, погрешности стабилизации в окрестности и выше частоты среза увеличиваются. Следящая система в силу инерционных свойств подвеса не успевает обрабатывать колебания основания с упомянутыми частотами. Так, например, система TASE 100 (по отзывам эксплуатирующих организаций)

неудовлетворительно функционирует в условиях высокочастотных вибраций основания.

В итоге можно сделать следующие выводы [184].

1. Отечественные и зарубежные производители ведут работы по минимизации массогабаритных характеристик ГС ИИиУС. Однако, в настоящее время наблюдается некоторое отставание технических характеристик отечественных малогабаритных ГС по сравнению с зарубежными. Поэтому задача ликвидации этого отставания и импортозамещения зарубежных ГС менее дорогостоящими отечественными ГС является актуальной.

2. Существующие миниатюрные гировертикали для выработки информации о параметрах ориентации транспортного средства строятся на основе принципа силовой стабилизации и не являются вполне совершенными. Эти приборы имеют значительное время готовности, мощность, габариты и стоимость, необходимость использования источников питания как постоянного, так и переменного тока, а так же не приспособлены для стабилизации и управления ПН. Указанные недостатки могут быть устранены при использовании принципа индикаторной стабилизации на ММГ [185, 186].

3. В настоящее время компанией DST CONTROL AB (Швеция) созданы ГС серии «OTUS» для стабилизации и управления ПН. ГС реализованы по принципу двухосного управляемого индикаторного ГС на высокоточных ММГ и имеют хорошие точностные характеристики. Однако ГС «OTUS» чрезвычайно дорогостоящи. Их стоимость составляет 3000000руб. Этот фактор ограничивает их применение. ГС «OTUS» требуют высокого уровня технической поддержки, их закупка сопряжена с получением специального разрешения. ГС не приспособлены для получения информации о пространственном положении транспортного средства.

4. Разработчики систем стабилизации ПН (например «Goodrich Corporation» (США), в целях минимизации массогабаритных характеристик и стоимости системы применяют принцип «следящей системы», когда ПН устанавливается в двухосный карданов подвес, на каждой из осей которой установлены двигатель и датчик угла, а управление осуществляется по сигналам бескарданной системы

ориентации. Данным системам стабилизации присущ существенный недостаток. Если в системах стабилизации ПН, построенной по принципу индикаторного ГС, погрешности стабилизации при колебаниях основания с частотами выше частоты среза системы с ростом частоты уменьшаются за счет инерционных свойств подвеса, то в системах стабилизации ПН, построенной по принципу «следящей системы», наоборот, погрешности стабилизации в окрестности и выше частоты среза увеличиваются.

5. Разработчики систем стабилизации ПН применяют различные схемы ориентации осей карданова подвеса системы стабилизации. В первом случае вращение относительно наружной рамы подвеса обеспечивает перемещение ПН в азимутальной плоскости, а вращение относительно внутренней рамы обеспечивает перемещение ПН в вертикальной плоскости при начальном расположении оптической оси ПН в горизонтальном положении. Во втором случае вращение относительно наружной рамы подвеса обеспечивает перемещение ПН по углу крена, а вращение относительно внутренней рамы обеспечивает перемещение ПН по углу тангажа при начальном вертикальном положении оси ПН. Применение второй схемы имеет следующие преимущества. Относительное смещение наблюдаемой точки при качке основания минимально при вертикальном расположении оптической оси прибора. В ряде случаев для перекладки оптической оси ПН в пространстве при одинаковой скорости управления во втором случае требуется меньше времени, чем в первом. Например, в первом случае при необходимости расположить оптическую ось под углом -135° в вертикальной плоскости необходимо совершить разворот в азимутальной плоскости на угол 180° с одновременным поворотом на угол -45° в вертикальной плоскости относительно начального положения. Во втором случае необходим поворот на угол -45° в вертикальной плоскости относительно начального положения. Применение второй схемы позволяет решить задачу создания ГС ИИиУС, вырабатывающей информацию о положении транспортного средства в пространстве по углам крена и тангажа, а также одновременно решающей задачу стабилизации и управления ПН в пространстве.

6. Развитие микросистемной техники, в частности, появление ММА и ММГ позволяет создавать на их основе системы, обладающие малыми массой и габаритами. Однако в этом случае необходима разработка специальных структурных, аппаратных и программных решений, обеспечивающих надлежащую точность системы.

5.2. Разработка математической модели двухосного индикаторного гиросtabilизатора на микромеханических чувствительных элементах в режиме стабилизации

Составим математическую модель функционирования двухосного индикаторного ГС на основе микромеханических датчиков угловой скорости (ММ ДУС) [187,188].

Пусть с транспортным средством жестко связана система координат $x_0y_0z_0$. Проекции абсолютной угловой скорости транспортного средства на его главные оси обозначим $\omega_{ox}, \omega_{oy}, \omega_{oz}$. Положение осей гиросtabilизированной платформы, которой является внутренняя рама ГС с установленной на ней ПН, $x_2y_2z_2$ относительно $x_0y_0z_0$ зададим углами пеленга φ_y, φ_z . С наружной рамой ГС связаны оси координат $x_1y_1z_1$. Значения проекций абсолютной угловой скорости наружной рамы ГС и платформы на оси связанных с ними координат $x_1y_1z_1$ и $x_2y_2z_2$ соответственно имеют вид:

$$\begin{aligned}\omega_{z1} &= \omega_{oz} \cos \varphi_y + \omega_{ox} \sin \varphi_y, \\ \omega_{x1} &= \omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y, \\ \omega_{y1} &= \omega_{oy} + \dot{\varphi}_y,\end{aligned}\tag{5.2.1}$$

$$\begin{aligned}\omega_{x2} &= \omega_{x1} \cos \varphi_z + \omega_{y1} \sin \varphi_z, \\ \omega_{y2} &= \omega_{y1} \cos \varphi_z - \omega_{x1} \sin \varphi_z, \\ \omega_{z2} &= \omega_{z1} + \dot{\varphi}_z\end{aligned}\tag{5.2.2}$$

или

$$\begin{aligned}
\omega_{x2} &= \omega_{ox} \cos \varphi_y \cos \varphi_z + \omega_{oy} \sin \varphi_z - \omega_{oz} \sin \varphi_y \cos \varphi_z + \dot{\varphi}_y \sin \varphi_z, \\
\omega_{y2} &= -\omega_{ox} \cos \varphi_y \sin \varphi_z + \omega_{oy} \cos \varphi_z + \omega_{oz} \sin \varphi_y \sin \varphi_z + \dot{\varphi}_y \cos \varphi_z, \\
\omega_{z2} &= \omega_{ox} \sin \varphi_y + \omega_{oz} \cos \varphi_y + \dot{\varphi}_z.
\end{aligned} \tag{5.2.3}$$

Запишем уравнения Эйлера для платформы. Если масса платформы расположена относительно начала координат симметрично, то ее центробежные моменты относительно осей $x_2 y_2 z_2$ будут равны нулю, так что уравнения Эйлера могут быть записаны

$$\begin{aligned}
J_x \dot{\omega}_{x2} - J_y \omega_{y2} \omega_{z2} + J_z \omega_{z2} \omega_{y2} &= M_x, \\
J_y \dot{\omega}_{y2} - J_z \omega_{z2} \omega_{x2} + J_x \omega_{x2} \omega_{z2} &= M_y, \\
J_z \dot{\omega}_{z2} - J_x \omega_{x2} \omega_{y2} + J_y \omega_{y2} \omega_{x2} &= M_z.
\end{aligned} \tag{5.2.4}$$

Определим моменты $M_x M_y M_z$, действующие на платформу

$$\begin{aligned}
M_y &= M_\xi \cos \varphi_z - M_\vartheta \sin \varphi_z, \\
M_z &= M_{ds2} + M_{bn2} - b_2 \dot{\varphi}_z, \\
M_x &= M_\xi \sin \varphi_z + M_\vartheta \cos \varphi_z.
\end{aligned} \tag{5.2.5}$$

Здесь $M_\xi = M_{ds1} + M_{bn1} - b_1 \dot{\varphi}_y - J_{y1} \dot{\omega}_{y1} - (J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1}$ — момент, действующий по оси наружной рамы; M_{ds1}, M_{ds2} — моменты, развиваемые стабилизирующими двигателями наружной рамы и внутренней рамы относительно осей карданова подвеса соответственно; M_{bn1}, M_{bn2} — возмущающие моменты относительно осей наружной и внутренней рамы соответственно, J_x, J_y, J_z — моменты инерции платформы относительно соответствующих осей; J_{x1}, J_{y1}, J_{z1} — моменты инерции наружной рамы относительно соответствующих осей; b_1, b_2 — удельные моменты сил скоростного трения относительно осей наружной и внутренней рамы соответственно; M_ϑ — момент, перпендикулярный плоскости наружной рамы. Этот момент возникает за счет нормальных реакций в подшипниках оси наружной рамы и на платформу передается нормальным

давлением в подшипниках оси z . На основании первого уравнения системы (5.4.4) и третьего уравнения системы (5.4.5) получим

$$M_9 = \frac{J_x \dot{\omega}_{x2} + (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} - M_\xi \sin \varphi_z}{\cos \varphi_z}. \quad (5.2.6)$$

Второе и третье уравнения (5.2.4) с учетом (5.2.5) и (5.2.6) переписутся в виде

$$\begin{aligned} J_y \dot{\omega}_{y2} + (J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} + (J_x \dot{\omega}_{x2} + (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2}) \operatorname{tg} \varphi_z &= \\ = M_\xi \cos \varphi_z + M_\xi \sin \varphi_z \operatorname{tg} \varphi_z &= \frac{M_\xi}{\cos \varphi_z}, \\ J_z \dot{\omega}_{z2} + (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2} &= M_2 + M_{bn2} - b_2 \dot{\varphi}_z. \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} J_y \dot{\omega}_{y2} \cos \varphi_z + (J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z + (J_x \dot{\omega}_{x2} + (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2}) \sin \varphi_z &= \\ = M_{ds1} + M_{bn1} - b_1 \dot{\varphi}_y - J_{y1} (\ddot{\varphi}_y + \dot{\omega}_{oy}) - (J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1}, & \quad (5.2.7) \\ J_z \dot{\omega}_{z2} + (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2} &= M_2 + M_{bn2} - b_2 \dot{\varphi}_z. \end{aligned}$$

На основании уравнений (5.2.1), (5.2.2) можно записать

$$\dot{\varphi}_y = \omega_{x2} \sin \varphi_z + \omega_{y2} \cos \varphi_z - \omega_{oy}, \quad (5.2.8)$$

$$\dot{\varphi}_z = \omega_{z2} - \omega_{z1} = \omega_{z2} - \omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y, \quad (5.2.9)$$

$$\omega_{y1} = \omega_{x2} \sin \varphi_z + \omega_{y2} \cos \varphi_z, \quad (5.2.10)$$

$$\omega_{x2} = \omega_{ox} \frac{\cos \varphi_y}{\cos \varphi_z} - \omega_{oz} \frac{\sin \varphi_y}{\cos \varphi_z} + \omega_{y2} \frac{\sin \varphi_z}{\cos \varphi_z}. \quad (5.2.11)$$

Подставляя в (5.2.8) выражение (5.2.11) получим

$$\dot{\varphi}_y = \omega_{y2} / \cos \varphi_z + \omega_{ox} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_{oy} - \omega_{oz} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z, \quad (5.2.12)$$

На основании (5.2.8) можно записать

$$\ddot{\varphi}_y = \dot{\omega}_{x2} \sin \varphi_z + \omega_{x2} \dot{\varphi}_z \cos \varphi_z + \dot{\omega}_{y2} \cos \varphi_z - \omega_{y2} \dot{\varphi}_z \sin \varphi_z - \dot{\omega}_{oy}$$

С учетом (5.2.9), (5.2.11) момент

$$\begin{aligned}
J_{y1}(\ddot{\varphi}_y + \dot{\omega}_{oy}) &= J_{y1}((\dot{\omega}_{x2} \sin \varphi_z + \omega_{x2} \dot{\varphi}_z \cos \varphi_z + \dot{\omega}_{y2} \cos \varphi_z - \omega_{y2} \dot{\varphi}_z \sin \varphi_z - \dot{\omega}_{oy}) \\
+ \dot{\omega}_{oy}) &= J_{y1} \dot{\omega}_{x2} \sin \varphi_z + J_{y1} \dot{\omega}_{y2} \cos \varphi_z + J_{y1} \dot{\varphi}_z (\omega_{x2} \cos \varphi_z - \omega_{y2} \sin \varphi_z) = \\
&= J_{y1} \dot{\omega}_{x2} \sin \varphi_z + J_{y1} \dot{\omega}_{y2} \cos \varphi_z + J_{y1} \dot{\varphi}_z (\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y).
\end{aligned}$$

Тогда уравнения (5.2.7) преобразуются к виду

$$\begin{aligned}
&(J_y + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} \cos \varphi_z + (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x2} \sin \varphi_z + (J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z + \\
&+ (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_z = M_{ds1} + M_{bn1} - b_1 \dot{\varphi}_y - J_{y1} \dot{\varphi}_z (\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y) - \\
&-(J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1}, \\
&J_z \dot{\omega}_{z2} + (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2} = M_2 + M_{bn2} - b_2 \dot{\varphi}_z.
\end{aligned} \tag{5.2.13}$$

Продифференцируем выражение (5.2.10)

$$\dot{\omega}_{y1} = \dot{\omega}_{x2} \sin \varphi_z + \omega_{x2} \dot{\varphi}_z \cos \varphi_z + \dot{\omega}_{y2} \cos \varphi_z - \omega_{y2} \dot{\varphi}_z \sin \varphi_z$$

ИЛИ

$$\dot{\omega}_{x2} \sin \varphi_z = \dot{\omega}_{y1} - \omega_{x2} \dot{\varphi}_z \cos \varphi_z - \dot{\omega}_{y2} \cos \varphi_z + \omega_{y2} \dot{\varphi}_z \sin \varphi_z. \tag{5.2.14}$$

Продифференцировав второе уравнение (5.2.2) получим

$$\dot{\omega}_{y1} = \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + \omega_{y1} \dot{\varphi}_z \operatorname{tg} \varphi_z + \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z + \omega_{x1} \dot{\varphi}_z \tag{5.2.15}$$

С учетом (5.2.14), (5.2.15) момент

$$\begin{aligned}
(J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x2} \sin \varphi_z &= (J_x + J_{y1})(\dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + \omega_{y1} \dot{\varphi}_z \operatorname{tg} \varphi_z + \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z + \\
+ \omega_{x1} \dot{\varphi}_z - \omega_{x2} \dot{\varphi}_z \cos \varphi_z - \dot{\omega}_{y2} \cos \varphi_z + \omega_{y2} \dot{\varphi}_z \sin \varphi_z) &= (J_x + J_{y1})(\dot{\omega}_{y2} \frac{\sin^2 \varphi_z}{\cos \varphi_z} + \\
+ \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z + \dot{\varphi}_z (\omega_{y1} \operatorname{tg} \varphi_z + \omega_{x1} - \omega_{x2} \cos \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z)) &= (J_x + J_{y1})(\dot{\omega}_{y2} \frac{\sin^2 \varphi_z}{\cos \varphi_z} + \\
+ \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z + \dot{\varphi}_z (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z)).
\end{aligned}$$

Тогда уравнения (5.2.13) преобразуются к виду

$$\begin{aligned}
& (J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_z - M_{ds1} = \\
& -(J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z - (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_z + M_{bn1} + b_1 \omega_{oy} - \\
& -b_1 (\omega_{ox} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_{oz} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z) - J_{y1} (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y) - \\
& -(J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1} - (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z - (J_x + J_{y1}) (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z + \\
& + \omega_{y2} \sin \varphi_z), \\
& J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds2} = M_{bn2} - b_2 (-\omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y) - (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2}.
\end{aligned} \tag{5.2.16}$$

Добавив уравнения, описывающие работу чувствительных элементов, стабилизирующих двигателей и УПТ окончательно получим

$$\begin{aligned}
& (J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_z - M_{ds1} = \\
& = -(J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z - (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_z + M_{bn1} + b_1 \omega_{oy} - \\
& -b_1 (\omega_{ox} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_{oz} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z) - J_{y1} (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y) - \\
& -(J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1} - (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z - (J_x + J_{y1}) (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z + \\
& + \omega_{y2} \sin \varphi_z), \\
& J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds2} = M_{bn2} - b_2 (-\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y) - (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2}.
\end{aligned} \tag{5.2.17}$$

$$U_1 = K_{dys} \omega_{y2} + U_o,$$

$$U_2 = K_{dys} \omega_{z2} + U_o,$$

$$T_{ds1} M_{ds1}(p)p + M_{ds1}(p) = K_{ds1} K_1 U_1(p) W_{kz1}(p),$$

$$T_{ds2} M_{ds2}(p)p + M_{ds2}(p) = K_{ds2} K_2 U_2(p) W_{kz2}(p).$$

В уравнениях (5.2.17) T_{ds1}, T_{ds2} – электромагнитные постоянные времени датчиков момента, K_{ds1}, K_{ds2} – коэффициенты передачи двигателей стабилизации, K_1, K_2 – коэффициенты передачи усилителей контуров стабилизации, U_1, U_2 – выходное напряжение датчиков угловой скорости, K_{dys} – коэффициент передачи ДУС, $W_{kz1}(p), W_{kz2}(p)$ – передаточные функции корректирующих звеньев.

Сдвиг нуля (U_0) имеет несколько составляющих: $U_{oi} = \varepsilon_{i1} + \varepsilon_{i2} + \varepsilon_{i3} + \varepsilon_{i4}$. ε_{i1} – основная систематическая погрешность, которая оценивается в процессе калибровки и исключается из показаний ДУС, ε_{i2} – дополнительная систематическая погрешность, являющаяся функцией окружающей температуры

(t^0) ; ε_{i3} – дополнительная систематическая погрешность, являющаяся функцией перегрузок (n); ε_{i4} – случайная составляющая, являющаяся следствием шумов электронной и механической подсистем датчика, вызывающая разброс показаний.

Для оценки шумовых составляющих, присутствующих в выходном сигнале ММ ДУС, в технической документации на гироскоп принято изображать график зависимости стандартного отклонения (СО) Аллана (квадратный корень из вариации Аллана) от времени усреднения τ в логарифмическом масштабе по обеим осям. Типичный график вариации показан на рисунке 5.2.1.

Это дает возможность с помощью простого определения изменения наклона графика выделить различные составляющие источников шума. Если предположить, что присутствующие случайные процессы статистически независимы между собой, то вариация Аллана при любом заданном τ представляет собой сумму вариаций каждого из этих процессов при этом же значении τ .



Рисунок 5.2.1. График стандартного отклонения Аллана

Таким образом, для выделения шумовых составляющих ММ ДУС можно использовать следующее аппроксимирующее выражение:

$$\sigma_A^2(\tau) = R^2 \frac{\tau^2}{2} + K^2 \frac{\tau}{3} + B^2 \frac{2}{\pi} \ln 2 + N^2 \frac{1}{\tau} + Q^2 \frac{3}{\tau^2}, \quad (5.2.18)$$

где R – коэффициент тренда; K – коэффициент случайного дрейфа угловой скорости; B – коэффициент нестабильности смещения нуля; N – коэффициент

случайного дрейфа по углу; Q – коэффициент шума квантования выходного сигнала.

Из выражения (5.2.18) следует, что различным шумовым составляющим соответствуют характерные наклоны графика (см. таблицу 5.2.1).

Таблица 5.2.1. Коэффициенты аппроксимирующего выражения (5.2.18)

$R, \text{ }^\circ/\text{ч}^2$	$K, \text{ }^\circ/\text{ч}^{1,5}$	$B, \text{ }^\circ/\text{ч}$	$N, \text{ }^\circ/\text{ч}^{0,5}$	$Q, \text{ }''$
+1	+1/2	0	-1/2	-1

В таблице 5.4.2 представлена связь между спектральной плотностью мощности различных шумовых составляющих и вариацией Аллана.

Таблица 5.2.2. Связь между спектральной плотностью и вариацией Аллана

Наименование шума	Коэффициент шума	Спектральная плотность мощности шума	Вариация Аллана
Шум квантования	Q	$S_{\Omega}(f) = (2\pi f)^2 Q^2 \tau$	$\sigma_A^2(\tau) = \frac{3Q^2}{\tau^2}$
Случайный дрейф по углу	N	$S_{\Omega}(f) = N^2$	$\sigma_A^2(\tau) = \frac{N^2}{\tau}$
Нестабильность смещения нуля	B	здесь f_0 – частота среза	$\sigma_A^2(\tau) = \frac{2B^2}{\pi} \ln 2, \tau \leq \frac{1}{f_0}$ $\sigma_A^2(\tau) = 0, \tau > \frac{1}{f_0}$
Случайный дрейф угловой скорости	K	$S_{\Omega}(f) = \left(\frac{K}{2\pi}\right)^2 \frac{1}{f^2}$	$\sigma_A^2(\tau) = \frac{K^2 \tau}{3}$
Тренд	R	$S_{\Omega}(f) = \frac{R^2}{(2\pi f)^3}$	$\sigma_A^2(\tau) = \frac{R^2 \tau^2}{2}$

Моменты сил сухого трения наряду с моментами от несбалансированности и тяжения токоподводов являются составляющими моментов M_{bn1}, M_{bn2} и определяются

$$M_{try} = -M_{tryo} \dot{\text{sign}} \phi_y, \quad M_{trz} = -M_{trzo} \dot{\text{sign}} \phi_z. \quad (5.2.19)$$

Тогда итоговые уравнения движения прибора в режиме стабилизации приобретают вид

$$\left\{ \begin{array}{l}
 (J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_z - M_{ds1} = M_{bn1} + b_1 \omega_{oy} - \\
 - (J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z - (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_z - b_1 (\omega_{ox} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \\
 - \omega_{oz} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z) - J_{y1} (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y) - (J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1} - \\
 - (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z - (J_x + J_{y1}) (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z), \\
 J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds2} = M_{bn2} - b_2 (-\omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y) - (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2}, \\
 U_1 = K_{dys1} \omega_{y2} + U_{01}, \quad U_2 = K_{dys2} \omega_{z2} + U_{02}, \\
 T_{ds1} M_{ds1}(p) p + M_{ds1}(p) = K_{ds1} K_1 U_1(p) W_{kz1}(p), \\
 T_{ds2} M_{ds2}(p) p + M_{ds2}(p) = K_{ds2} K_2 U_2(p) W_{kz2}(p), \\
 \omega_{z1} = \omega_{oz} \cos \varphi_y + \omega_{ox} \sin \varphi_y, \\
 \omega_{x1} = \omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y, \\
 \omega_{y1} = \omega_{oy} + \dot{\varphi}_y, \\
 \omega_{x2} = \omega_{ox} \cos \varphi_y / \cos \varphi_z - \omega_{oz} \sin \varphi_y / \cos \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z / \cos \varphi_z, \\
 \dot{\varphi}_z = \omega_{z2} - \omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y, \\
 \omega_{y2} = \omega_{y1} \cos \varphi_z - \omega_{x1} \sin \varphi_z, \\
 \dot{\varphi}_y = \omega_{y2} / \cos \varphi_z + \omega_{ox} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_{oy} - \omega_{oz} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z, \\
 \omega_{z2} = \omega_{z1} + \dot{\varphi}_z, \\
 \alpha = \int_0^t \omega_{y2} dt, \quad \beta = \int_0^t \omega_{z2} dt.
 \end{array} \right. \quad (5.2.20)$$

На основании уравнений (5.2.20), опуская незначимые члены уравнений, характеризующие центробежные моменты, составлена расчетная структурная схема двухосного индикаторного ГС на ММ ДУС (рис.5.2.2а, 5.2.2б). На рисунке обозначено: $M_{нб1}$ – момент небаланса по оси наружной рамы, M_{m1} – момент тяжения токоподводов по оси наружной рамы, $M_{нб2}$ – момент небаланса по оси внутренней рамы, M_{m2} – момент тяжения токоподводов по оси внутренней рамы. $U_3(p), U_4(p)$ – сигналы управления.

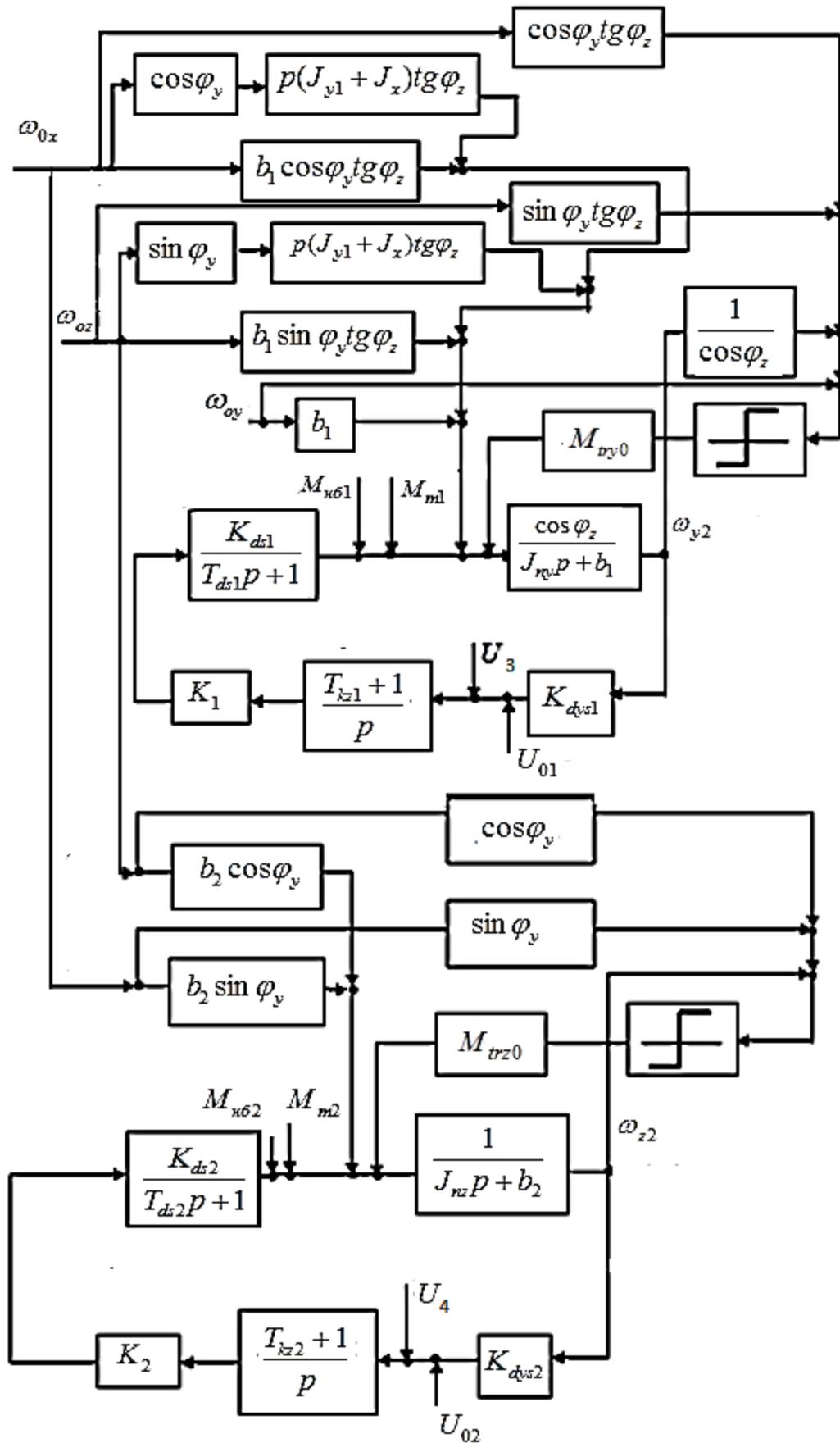


Рис. 5.4.2.а. Расчетная структурная схема двухосного индикаторного ГС на ММ ДУС

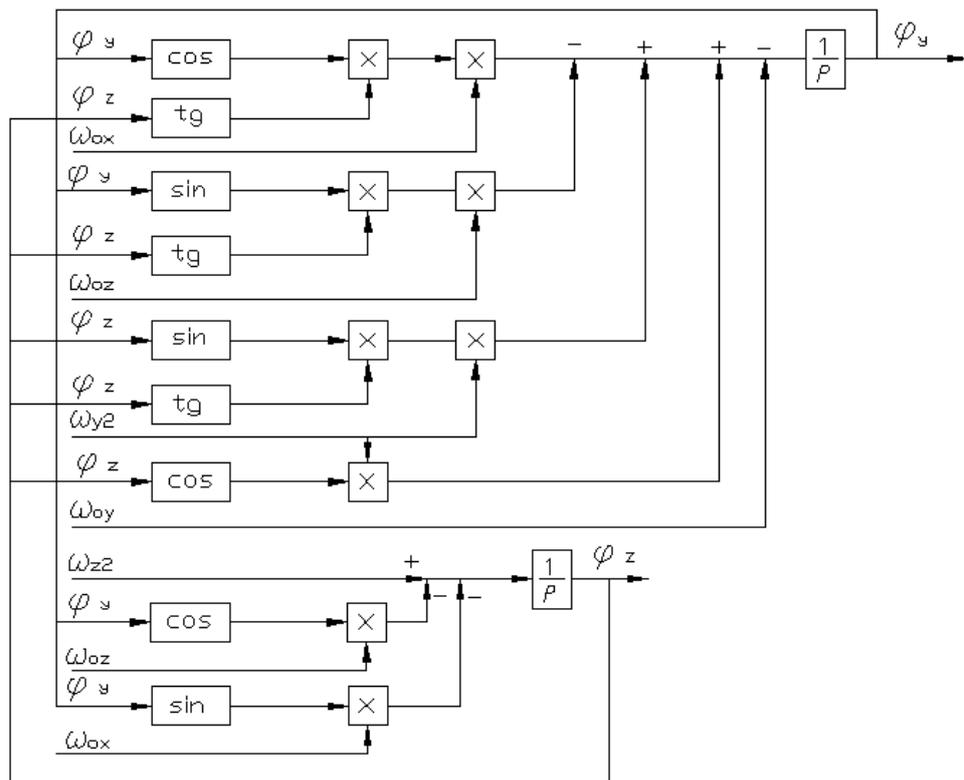


Рис.5.4.2.б. Расчетная структурная схема определения углов φ_y , φ_z

5.3. Анализ устойчивости. Динамика гиросtabilизатора на неподвижном основании

Рассмотрим пример расчета динамических характеристик двухосного индикаторного ГС массой 1,5 кг на ММГ. На рис.5.3.1 приведены логарифмические амплитудно - фазовые частотные характеристики (ЛАФЧХ) разомкнутого контура стабилизации по каналу y наружной рамы ГС а на рис.5.3.2 по каналу z внутренней рамы гиросtabilизатора. При этом в контуре стабилизации по каналу y применено корректирующее звено $W_{kz1}(p) = (T_{kz1}p + 1) / p$ с параметром $T_{kz1} = 0,007c$, а в канале z корректирующее звено $W_{kz2}(p) = (T_{kz2}p + 1) / p$ с параметром $T_{kz2} = 0,007c$. По каналу y при коэффициенте усиления $K_1 K_{ds1} K_{dys1} = 220 Нмс / рад$ на частоте среза обеспечены запасы устойчивости по фазе 42° и по амплитуде 11,4дБ. По каналу z при коэффициенте усиления $K_2 K_{ds2} K_{dys2} = 220 Нмс / рад$ на частоте среза обеспечены запасы устойчивости по фазе 41° и по амплитуде 10 дБ. При замкнутом контуре стабилизации реакция на единичное возмущающее

ступенчатое воздействие 1Нм по каналу y приведена на рис. 5.3.3. Время переходного процесса в системе не превышает 0,02 с. Реакция на единичное возмущающее ступенчатое воздействие 1Нм по каналу z приведена на рис.5.3.4. Время переходного процесса в системе не превышает 0,022 с. График ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации по каналу y приведен на рис.5.3.5, а по каналу z на рис.5.3.6. Из приведенных графиков видно, что значение ЛАЧХ замкнутого контура стабилизации по каналам y, z в полосе пропускания составляет -47 дБ.

Рассмотрим работу ГС на неподвижном основании с целью исследования влияния смещения нулевого сигнала и шумовых составляющих в выходном сигнале ММГ на точностные характеристики ГС. Для решения поставленной задачи произведена регистрация показаний каждого из триады ММГ инерциального датчика ADIS16365 в течение 1мин.

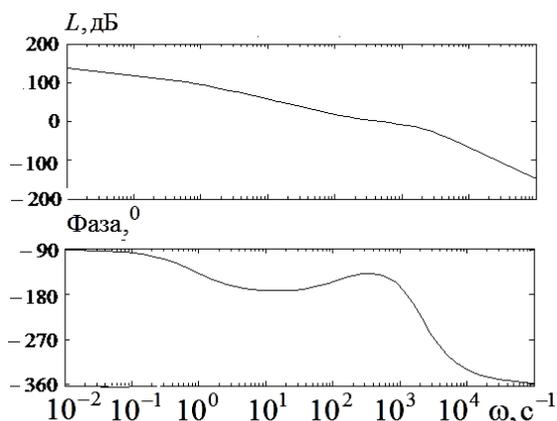


Рис.5.3.1. ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации (канал y)

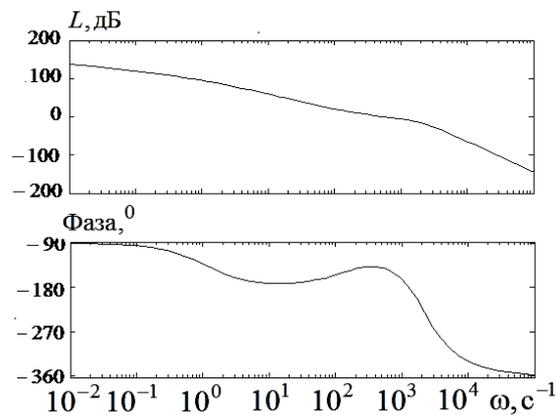


Рис.5.3.2. ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации (канал z)

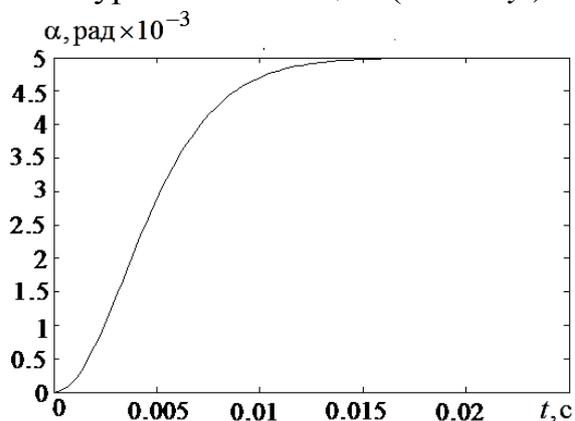


Рис.5.3.3. Реакция на единичное ступенчатое возмущение (канал y)

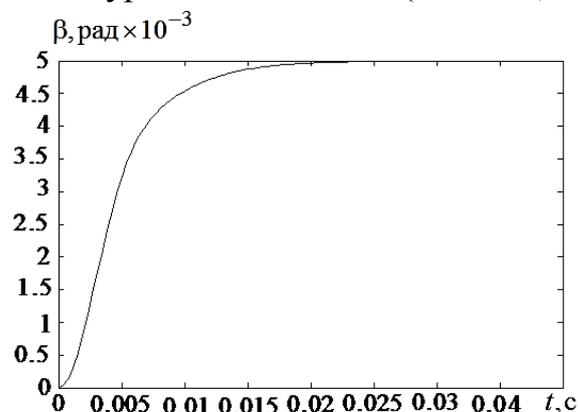


Рис.5.3.4. Реакция на единичное ступенчатое возмущение (канал z)

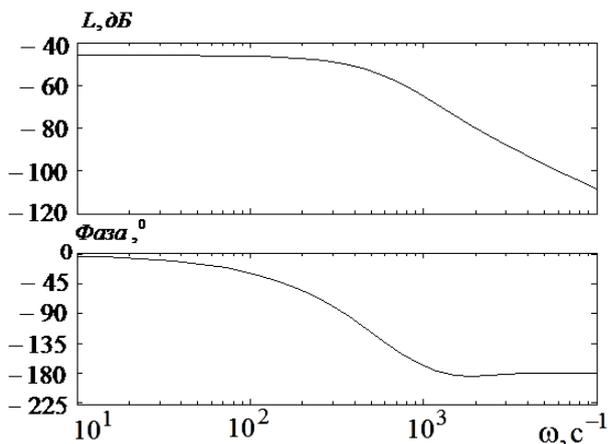


Рис. 5.3.5. ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации (канал y)

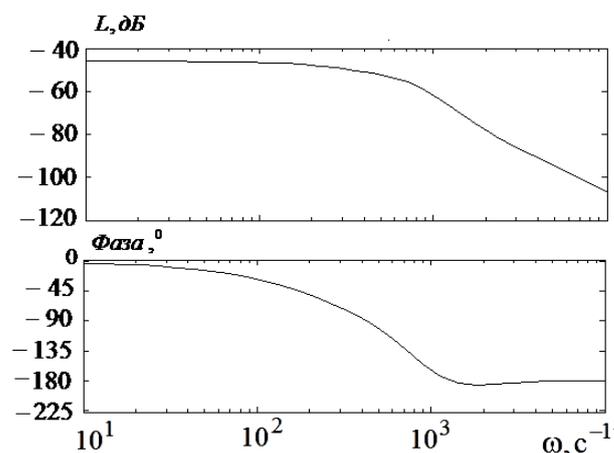


Рис. 5.3.6. ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации (канал z)

На рис.5.3.7–5.3.12 представлены графики выходных сигналов $\omega_{z,z}$, $\omega_{y,z}$, $\omega_{x,z}$ гироскопов на неподвижном основании (приведенные к размерности угловой скорости) в течение периода регистрации составившем 24800 отсчетов (1мин) и в течение первых 600 отсчетов (1,5 с). По оси ординат указано количество отсчетов. Время между двумя последовательными отсчетами соответствует 0,0025 с. Среднее значение измеренной угловой скорости соответствует смещению нулевого сигнала гироскопа и для z -гироскопа составляет $-0,27342$ $^{\circ}/\text{с}$, для y -гироскопа составляет $0,110413$ $^{\circ}/\text{с}$, для x - гироскопа составляет $-0,378441$ $^{\circ}/\text{с}$ в течение 1мин. Среднеквадратическое отклонение значений выходного сигнала, измеренного в течении 1мин, для z -гироскопа составляет $0,3582$ $^{\circ}/\text{с}$, для y -гироскопа составляет $0,3341$ $^{\circ}/\text{с}$, для x - гироскопа составляет $-0,3411$ $^{\circ}/\text{с}$. С целью уменьшения скорости ухода может быть проведена операция «калибровки» выходных сигналов микромеханических гироскопов. Для этого измеренные в течении 1,5 с показания ММГ используются для оценки смещения нулевого сигнала и внесения соответствующих поправок в показания ММГ (таблица 5.5.1). Данные измерений выходных сигналов ММГ были импортированы в программную среду Matlab и использованы при моделировании работы ГС на неподвижном основании без предварительной процедуры «калибровки» сигналов ММГ и при использовании процедуры «калибровки».

Таблица 5.3.1. Величина смещения нулевого сигнала по результатам экспериментальных данных

Номер гироскопа	Смещение нулевого сигнала по результатам измерений в течение 1мин.	Смещение нулевого сигнала по результатам измерений в течение 1,5с.
z-гироскоп	-0,2734 °/с	-0,2843°/с
y-гироскопа	0,1104 °/с	0,1146°/с
x- гироскопа	-0,3784 °/с	-0,41854°/с

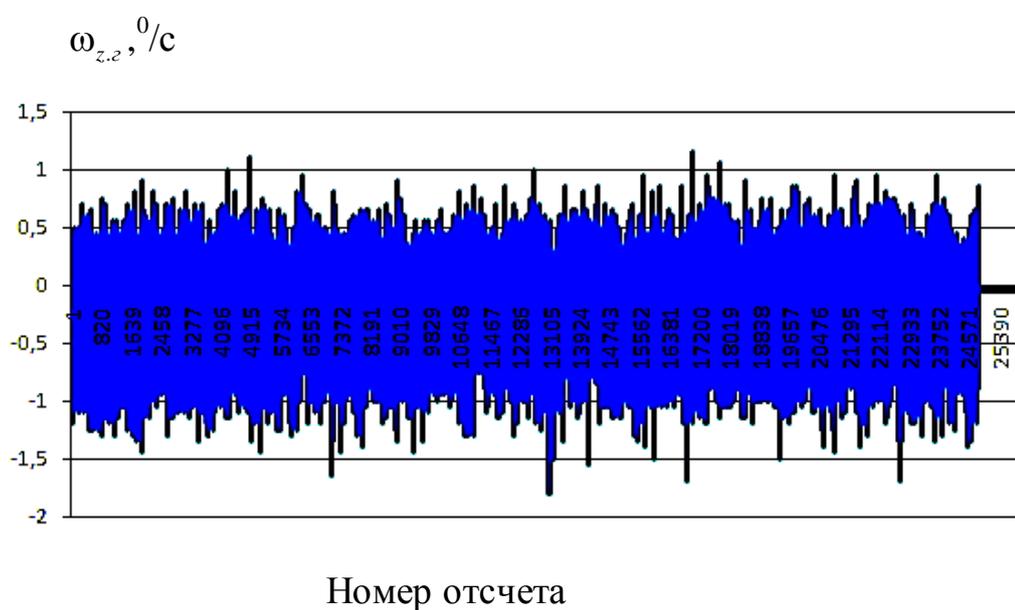


Рис.5.3.7. Выходной сигнал z - гироскопа на неподвижном основании

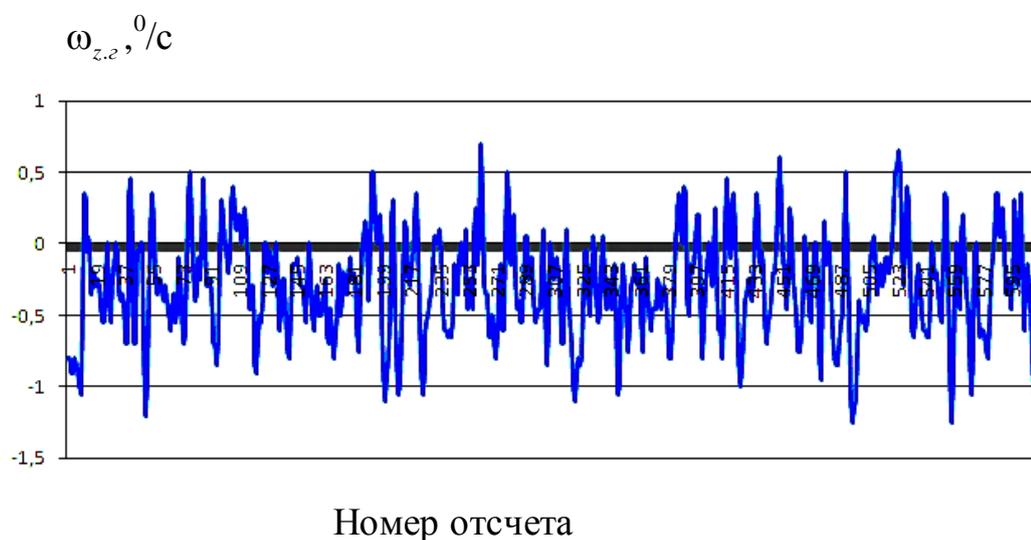
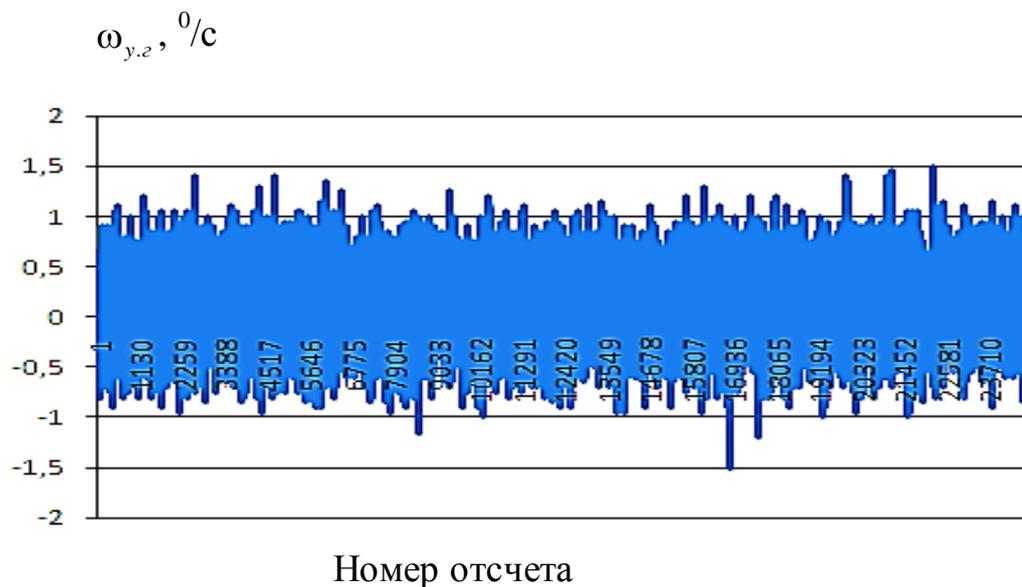
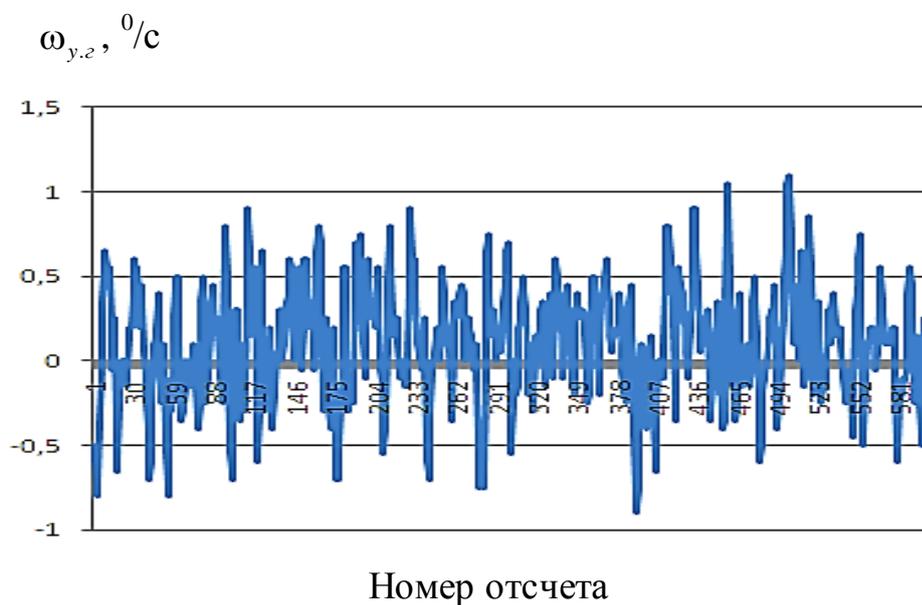
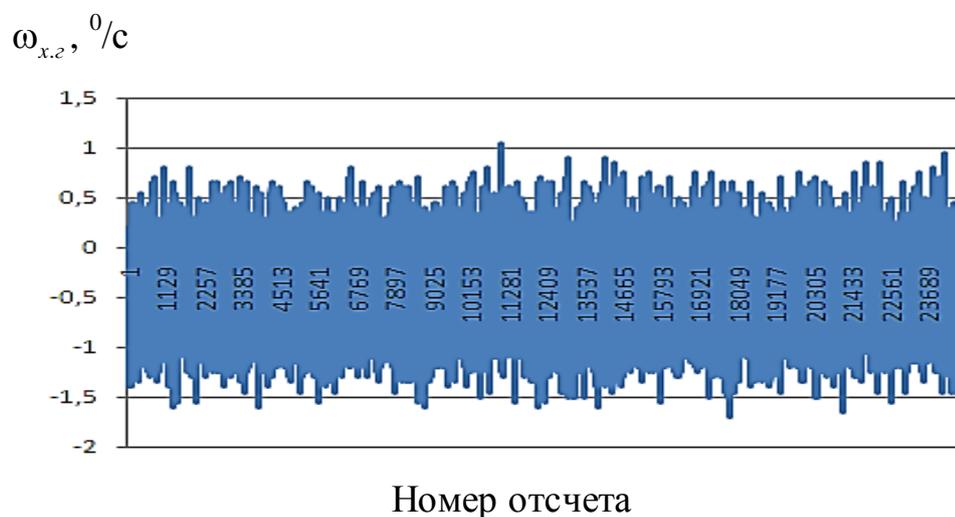


Рис.5.3.8. Выходной сигнал z - гироскопа на неподвижном основании

Рис.5.3.9. Выходной сигнал y - гироскопа на неподвижном основанииРис.5.3.10. Выходной сигнал y - гироскопа на неподвижном основанииРис.5.3.11. Выходной сигнал x - гироскопа на неподвижном основании

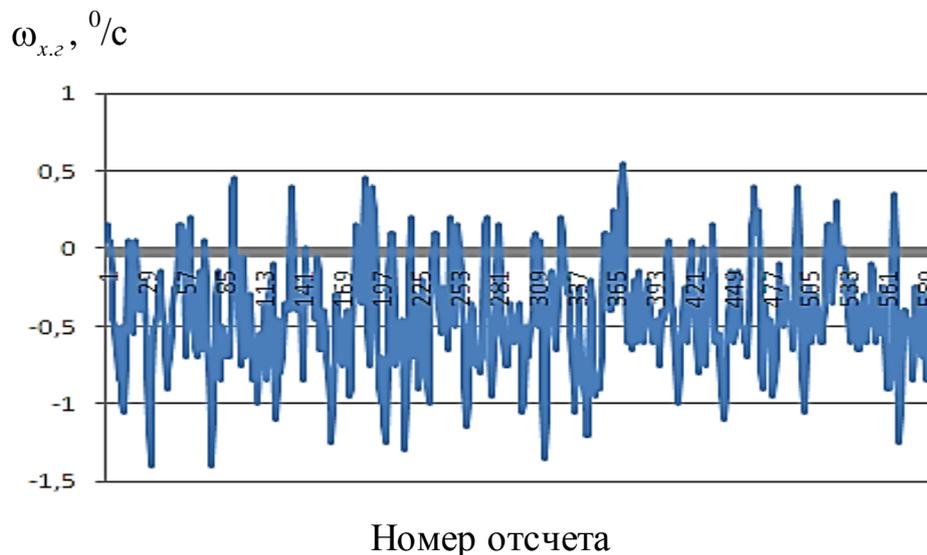


Рис.5.3.12. Выходной сигнал х - гироскопа на неподвижном основании

На рис. 5.3.13 представлен график собственного ухода ГС на неподвижном основании при использовании в канале стабилизации наружной рамки z - гироскопа (при отсутствии операции «калибровки» сигнала гироскопа), обусловленного смещением нулевого сигнала и шумом в выходном сигнале гироскопа. Уход ГС составил $0,2865^{\circ}/с$. На рис. 5.3.14, 5.3.15 представлены графики собственного ухода ГС за 10 с и за 60 с на неподвижном основании (при использовании в канале стабилизации z - гироскопа и проведении операции «калибровки» сигнала гироскопа), обусловленного остаточным смещением нулевого сигнала и шумом в выходном сигнале гироскопа. В качестве поправки использовано значение смещения нулевого сигнала по результатам измерений в течение 1,5 с.

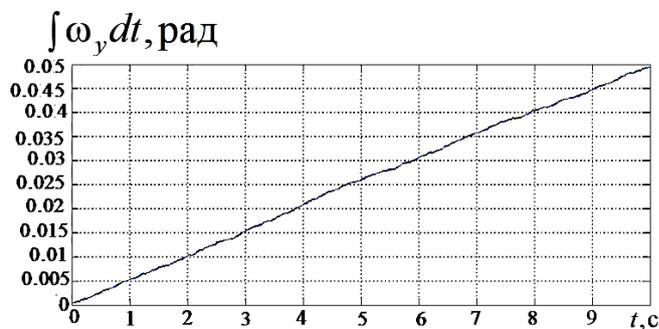


Рис. 5.3.13. График ухода ГС на неподвижном основании

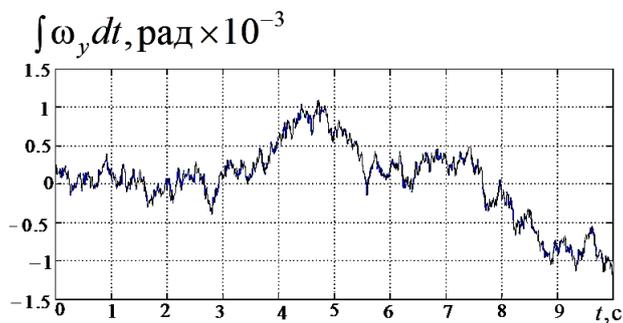


Рис. 5.3.14. График ухода ГС на неподвижном основании

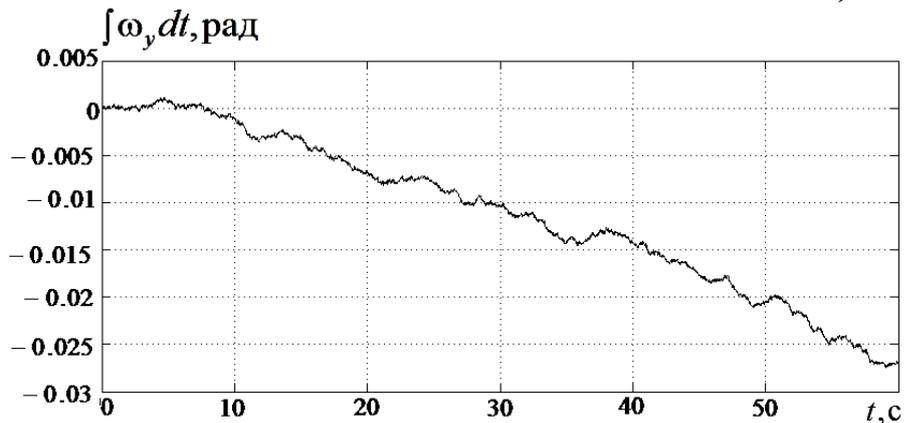


Рис.5.3.15. График ухода ГС на неподвижном основании

Уход ГС при функционировании прибора в течении 10 с составил $0,006 \text{ }^{\circ}/\text{с}$, а при функционировании прибора в течении 60 с составил $0,025 \text{ }^{\circ}/\text{с}$.

График собственного ухода ГС в течении 60 с в случае, когда в качестве поправки использовано значение смещения нулевого сигнала по результатам измерений в течение 1 мин., представлен на рис.5.3.16.

На рис. 5.3.17 представлен график собственного ухода ГС на неподвижном основании при использовании в канале стабилизации наружной рамки х-гироскопа (при отсутствии операции «калибровки» сигнала гироскопа), обусловленного смещением нулевого сигнала и шумом в выходном сигнале гироскопа. Уход ГС составил $0,38 \text{ }^{\circ}/\text{с}$.

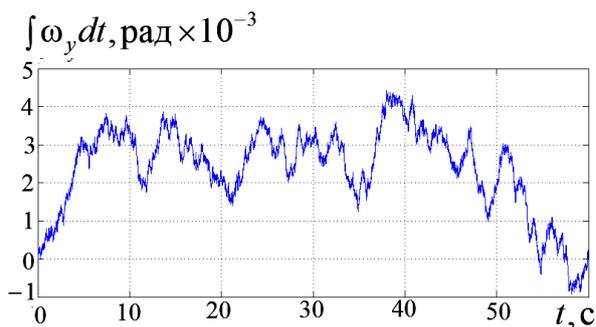


Рис.5.3.16. График ухода ГС на неподвижном основании

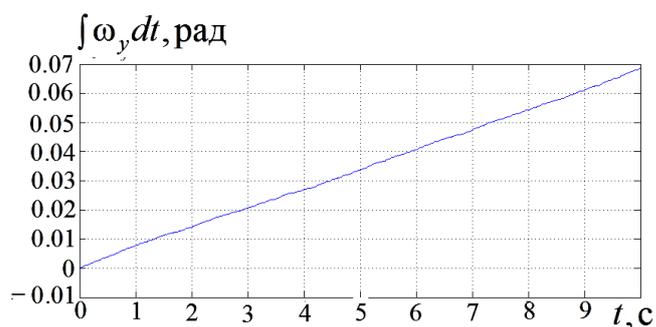


Рис.5.3.17. График ухода ГС на неподвижном основании

На рис. 5.3.18, 5.3.19 представлены графики собственного ухода ГС за 10 с и за 60 с на неподвижном основании (при использовании в канале стабилизации х

- гироскопа и проведении операции «калибровки» сигнала гироскопа), обусловленного остаточным смещением нулевого сигнала и шумом в выходном сигнале гироскопа. В качестве поправки использовано значение смещения нулевого сигнала по результатам измерений в течение 1,5 с. Уход ГС при функционировании прибора в течении 10 с составил $0,047 \text{ }^{\circ}/\text{с}$, а при функционировании прибора в течении 60 с составил $0,052 \text{ }^{\circ}/\text{с}$.

График собственного ухода ГС в течении 60 с в случае, когда в качестве поправки использовано значение смещения нулевого сигнала по результатам измерений в течение 1 мин., представлен на рис.5.3.20.

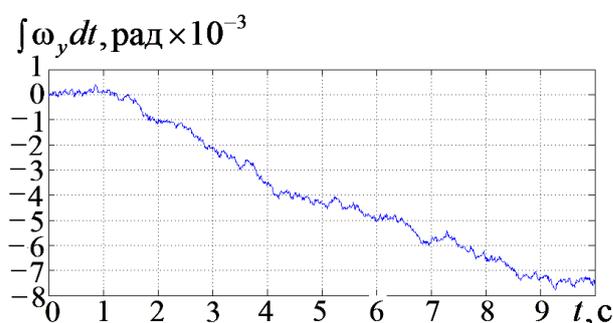


Рис. 5.3.18. График ухода ГС на неподвижном основании

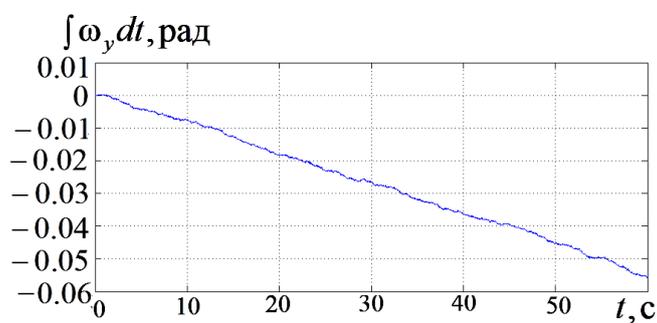


Рис. 5.3.19. График ухода ГС на неподвижном основании

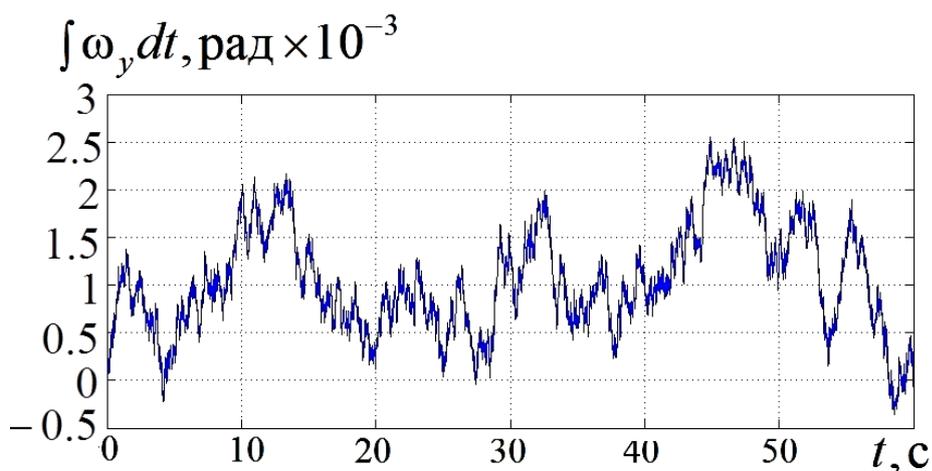


Рис.5.3.20. График ухода ГС на неподвижном основании

5.4. Возмущения, действующие на двухосный индикаторный гиросtabilизатор при трехкомпонентной качке основания

Рассмотрена работа прибора при трехкомпонентной качке основания ($\omega_{oz} = A\omega \sin \omega t$, $\omega_{oy} = A\omega \sin \omega t$, $\omega_{ox} = A\omega \sin \omega t$, $A = 1,7^\circ$, $\omega = 2\Gamma\psi$).

В процессе моделирования осуществлялось численное решение системы уравнений (5.2.20) при переменных углах поворота рам карданова подвеса. На нижеприведенных графиках изменению времени по оси абсцисс соответствует увеличение угла поворота рамы карданова подвеса от нулевого значения на угол 10° за секунду.

Ниже приведены результаты расчета составляющих инерционных и центробежных возмущающих моментов по каналу наружной рамы.

График изменения момента $M_1 = -(J_x - J_z)\omega_{z2}\omega_{x2} \cos \varphi_z$ представлен на рис.5.4.1.

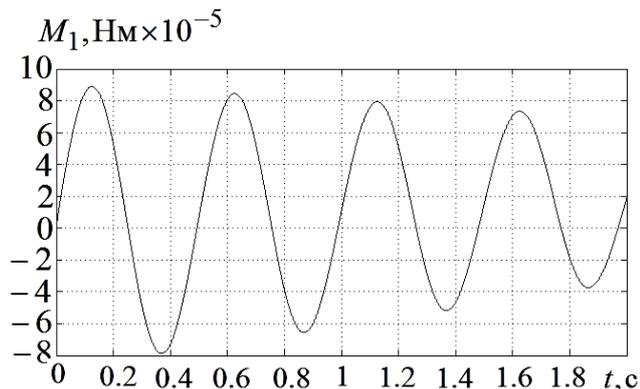


Рис.5.4.1. График изменения момента $M_1 = -(J_x - J_z)\omega_{z2}\omega_{x2} \cos \varphi_z$

График изменения момента $M_2 = -(J_z - J_y)\omega_{z2}\omega_{y2} \sin \varphi_z$ представлен на рис.5.4.2.

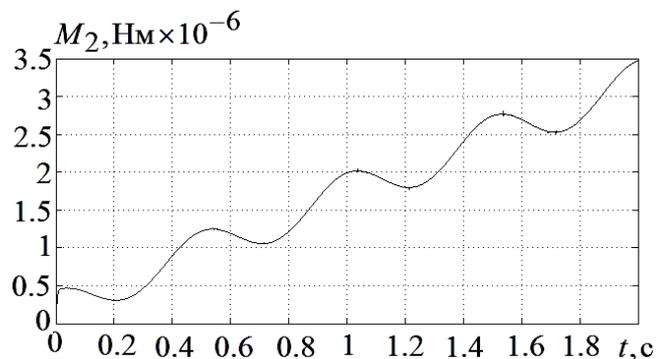


Рис.5.4.2. График изменения момента $M_2 = -(J_z - J_y)\omega_{z2}\omega_{y2} \sin \varphi_z$

График изменения момента

$M_3 = -(J_x + J_{y1})(\omega_{z2} - \omega_{z1})(\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z)$ представлен на рис.5.4.3.

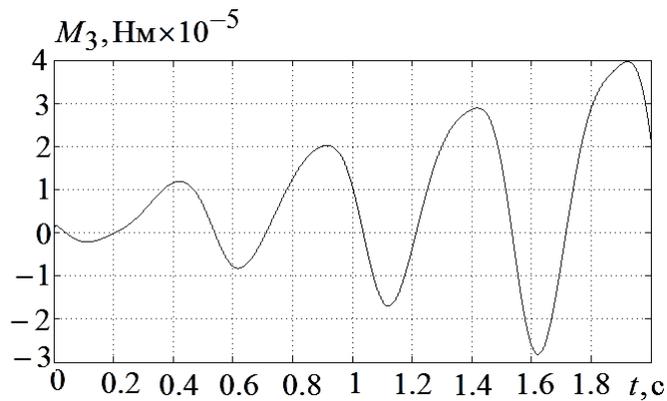


Рис.5.4.3. График изменения момента

$$M_3 = -(J_x + J_{y1})(\omega_{z2} - \omega_{z1})(\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z)$$

График изменения момента $M_4 = -J_{y1}(\omega_{z2} - \omega_{z1})(\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y)$ представлен на рис.5.4.4.

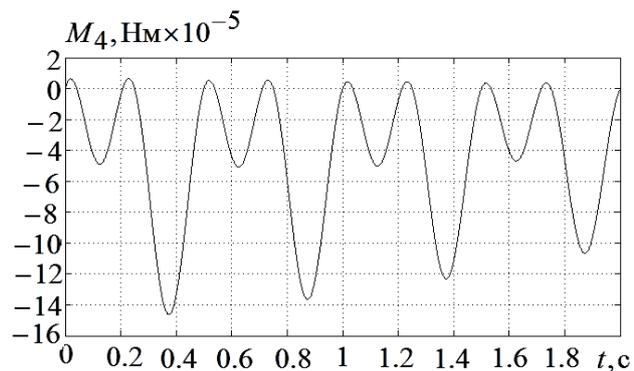


Рис.5.4.4. График изменения момента $M_4 = -J_{y1}(\omega_{z2} - \omega_{z1})(\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y)$

График изменения момента $M_5 = (J_{z1} - J_{x1})\omega_{x1}\omega_{z1}$ представлен на рис.5.4.5.

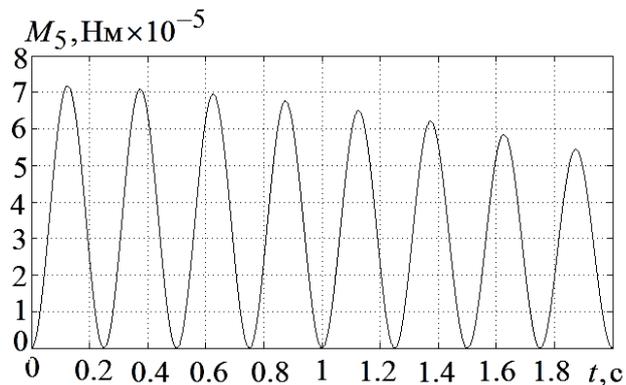


Рис.5.4.5 График изменения момента $M_5 = (J_{z1} - J_{x1})\omega_{x1}\omega_{z1}$

График изменения момента $M_6 = -(J_x + J_{y1})\dot{\omega}_{x1}tg\varphi_z$ представлен на рис.5.4.6.

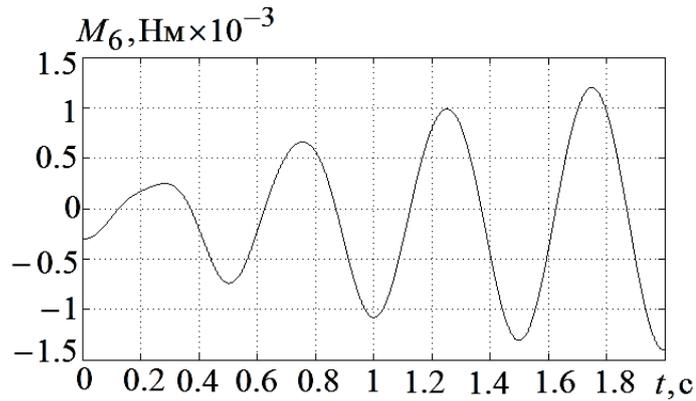


Рис.5.4.6. График изменения момента $M_6 = -(J_x + J_{y1})\dot{\omega}_{x1}tg\varphi_z$

Рассмотрим момент сил скоростного трения по каналу наружной рамы. График изменения момента $M_7 = b_1\omega_{oy} - b_1(\omega_{ox} \cos\varphi_y tg\varphi_z - \omega_z \sin\varphi_y tg\varphi_z)$ представлен на рис.5.4.7.

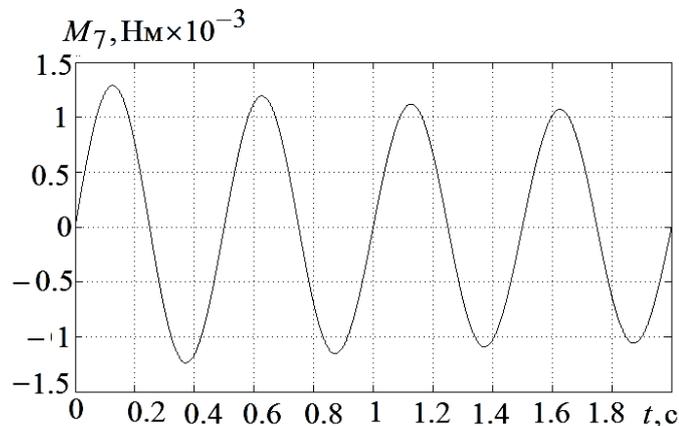


Рис.5.4.7. График изменения момента

$$M_7 = b_1\omega_{oy} - b_1(\omega_{ox} \cos\varphi_y tg\varphi_z - \omega_z \sin\varphi_y tg\varphi_z)$$

График изменения суммарного момента по каналу наружной рамы $M_{\Sigma 1} = -(J_x - J_z)\omega_{z2}\omega_{x2} \cos\varphi_z - (J_z - J_y)\omega_{z2}\omega_{y2} \sin\varphi_z + b_1\omega_{oy} - b_1(\omega_{ox} \cos\varphi_y tg\varphi_z - \omega_z \sin\varphi_y tg\varphi_z) - J_{y1}(\omega_{z2} - \omega_{z1})(\omega_{ox} \cos\varphi_y - \omega_{oz} \sin\varphi_y) - (J_{z1} - J_{x1})\omega_{x1}\omega_{z1} - (J_x + J_{y1})\dot{\omega}_{x1}tg\varphi_z - (J_x + J_{y1})(\omega_{z2} - \omega_{z1})(\omega_{x2}tg\varphi_z \sin\varphi_z + \omega_{y2} \sin\varphi_z)$ представлен на рис.5.4.8.

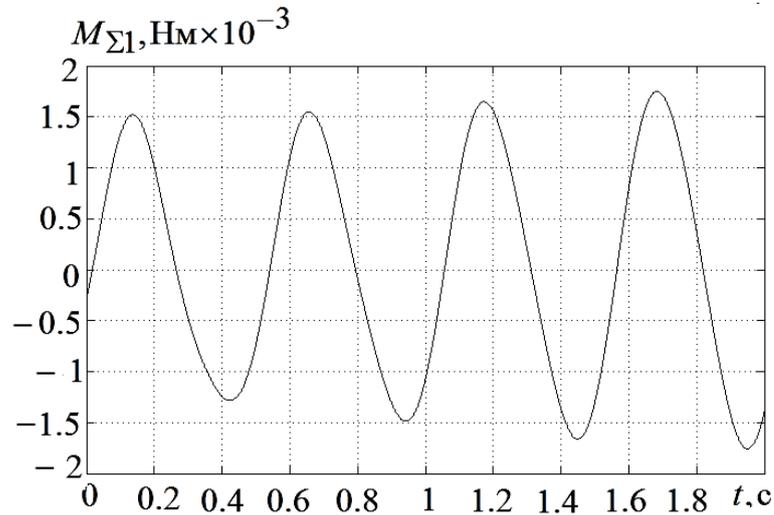


Рис.5.4.8. График изменения суммарного момента по каналу наружной рамы

Рассмотрим центробежный возмущающий момент по каналу внутренней рамы. График изменения момента $M_8 = -(J_y - J_x)\omega_{y2}\omega_{x2}$, представлен на рис.5.4.9.

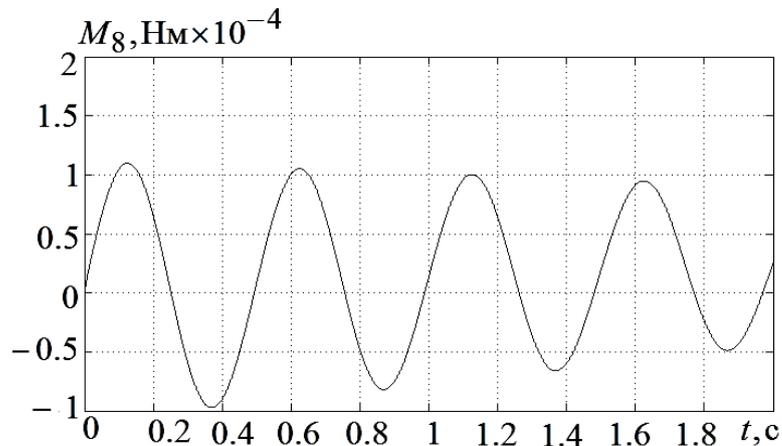


Рис.5.4.9. График изменения момента $M_8 = -(J_y - J_x)\omega_{y2}\omega_{x2}$,

График изменения момента $M_9 = -b_2(-\omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y)$ представлен на рис.5.4.10.

График изменения суммарного момента по каналу внутренней рамы $M_{\Sigma 2} = -b_2(-\omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y) - (J_y - J_x)\omega_{y2}\omega_{x2}$ представлен на рис. 5.4.11.

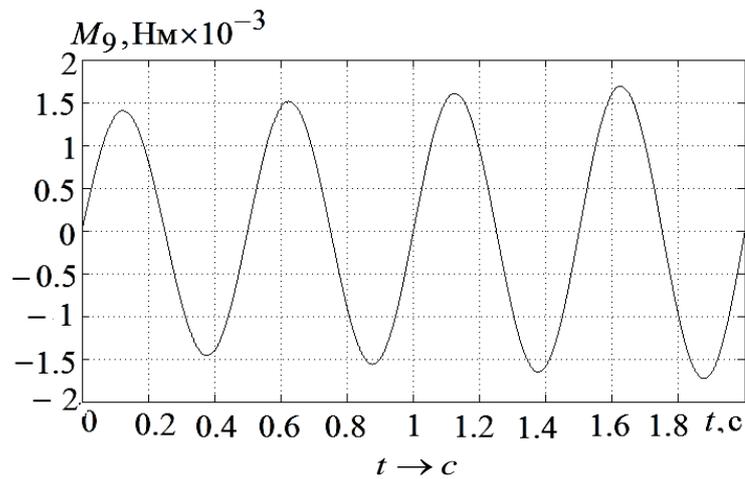


Рис.5.4.10. График изменения момента $M_9 = -b_2(-\omega_{oz} \cos \varphi_{zy} - \omega_{ox} \sin \varphi_{zy})$

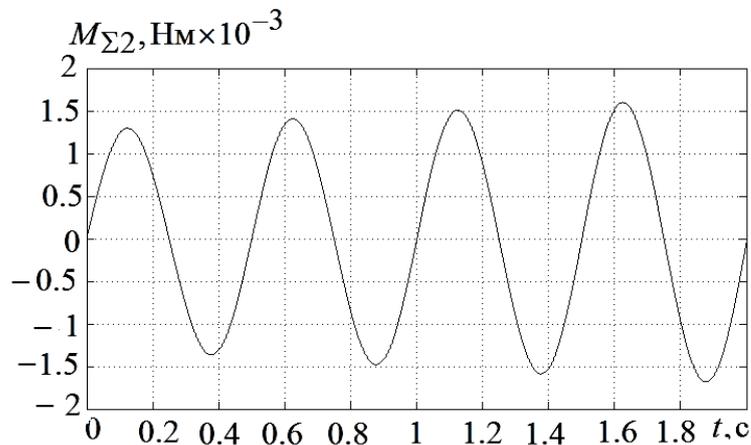


Рис.5.4.11. График изменения суммарного момента по каналу внутренней рамы $M_{\Sigma 2} = -b_2(-\omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y) - (J_y - J_x)\omega_{y2}\omega_{x2}$

Проведенные расчеты величин моментов по осям наружной и внутренней рам позволяют сделать вывод о том, что определяющими являются моменты M_6 , M_7 , M_9 . Моменты $M_1, M_2, M_3, M_4, M_5, M_8$ являются малыми по отношению к моментам M_6, M_7, M_9 и в дальнейшем могут не рассматриваться.

В соответствии [3] при одновременном действии радиальной и осевой нагрузки на радиальный или радиально - упорный подшипник приборного типа момент трения можно оценить с помощью следующей эмпирической зависимости:

$$M_r = M_0 + (1,25R + 1,5A)fD_0/d_u, \quad M_0 \approx 0,04D_0,$$

здесь R – радиальная нагрузка (Н), A – осевая нагрузка (Н), f – коэффициент трения (мм), D_0 – диаметр окружности центров шариков (мм), $d_{ш}$ – диаметр шарика (мм). Значение коэффициента трения колеблется в пределах 0,002-0,02мм.

Пусть балансировка осуществляется на неподвижном основании с точностью до момента сил сухого трения. На рис.5.4.12 приведен график суммарного возмущающего момента, действующего по каналу наружной рамы: $M_{\Sigma 1} + M_{try} + M_{нб1}$. Здесь M_{try} – момент сил сухого трения, представляющий собой сумму моментов сил сухого трения в подшипниках и в коллекторном узле двигателя разгрузки, $M_{нб1}$ – момент от несбалансированности. В рассмотренном примере момент сил сухого трения в подшипниках составляет 0,0031 Нм, а момент сил сухого трения в щеточно - коллекторном узле 0,015 Нм. На рис.5.4.13 приведен график возмущающих моментов, действующих по каналу внутренней рамы $M_{\Sigma 2} + M_{try} + M_{нб2}$. Здесь M_{try} – момент сил сухого трения, представляющий собой сумму моментов сил сухого трения в подшипниках и в коллекторных узлах двигателей разгрузки, $M_{нб2}$ – момент от несбалансированности. Момент сил сухого трения в подшипниках составляет 0,0026 Нм, а момент сил сухого трения в щеточно - коллекторном узле 0,015Нм. Момент от несбалансированности составляет 0,0026 Нм. Определяющим является момент трения в щеточно - коллекторном узле.

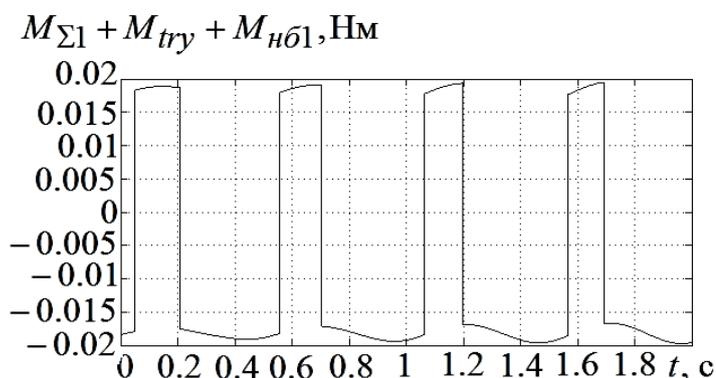


Рис.5.4.12. График возмущающих моментов, действующих по каналу наружной

рамы $M_{\Sigma 1} + M_{try} + M_{нб1}$

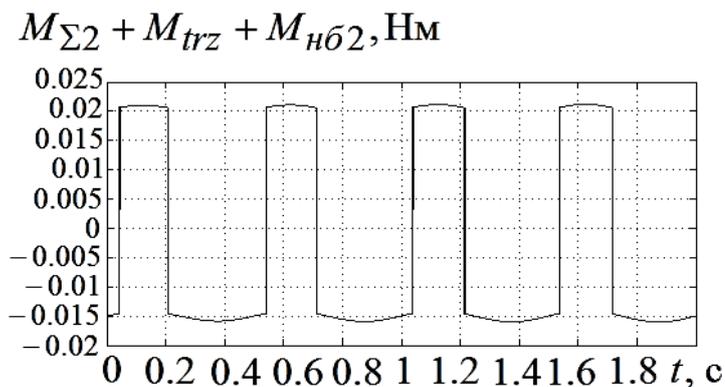


Рис.5.4.13. График возмущающих моментов, действующих по каналу внутренней рамы $M_{\Sigma 2} + M_{trz} + M_{нб2}$

5.5. Имитационная модель гиросtabilизатора в режиме стабилизации при трехкомпонентной качке основания

На рис.5.5.1 представлена имитационная модель ГС, функционирующего в режиме стабилизации. Приведем описание блоков имитационной модели.

Score – погрешность стабилизации по каналам наружной и внутренней рамок,

Score 1 – возмущающий момент Мб,

Score 2 – φ_y ,

Score 3 – φ_z ,

Score 5 – момент сил вязкого трения по каналу наружной рамки (НР),

Score 7 – суммарный возмущающий момент по каналу наружной рамки (ВР),

Score 8 – суммарный возмущающий момент по каналу ВР,

Score 6 – момент сил вязкого трения по каналу ВР,

Constant1 – величина момента от несбалансированности по каналу ВР,

Constant2 – величина момента от несбалансированности по каналу НР,

Constant3 – компенсация смещения нуля на выходе ДУС канала НР,

Constant4 – компенсация смещения нуля на выходе ДУС канала ВР,

Constant – сигнал управления по каналу НР,

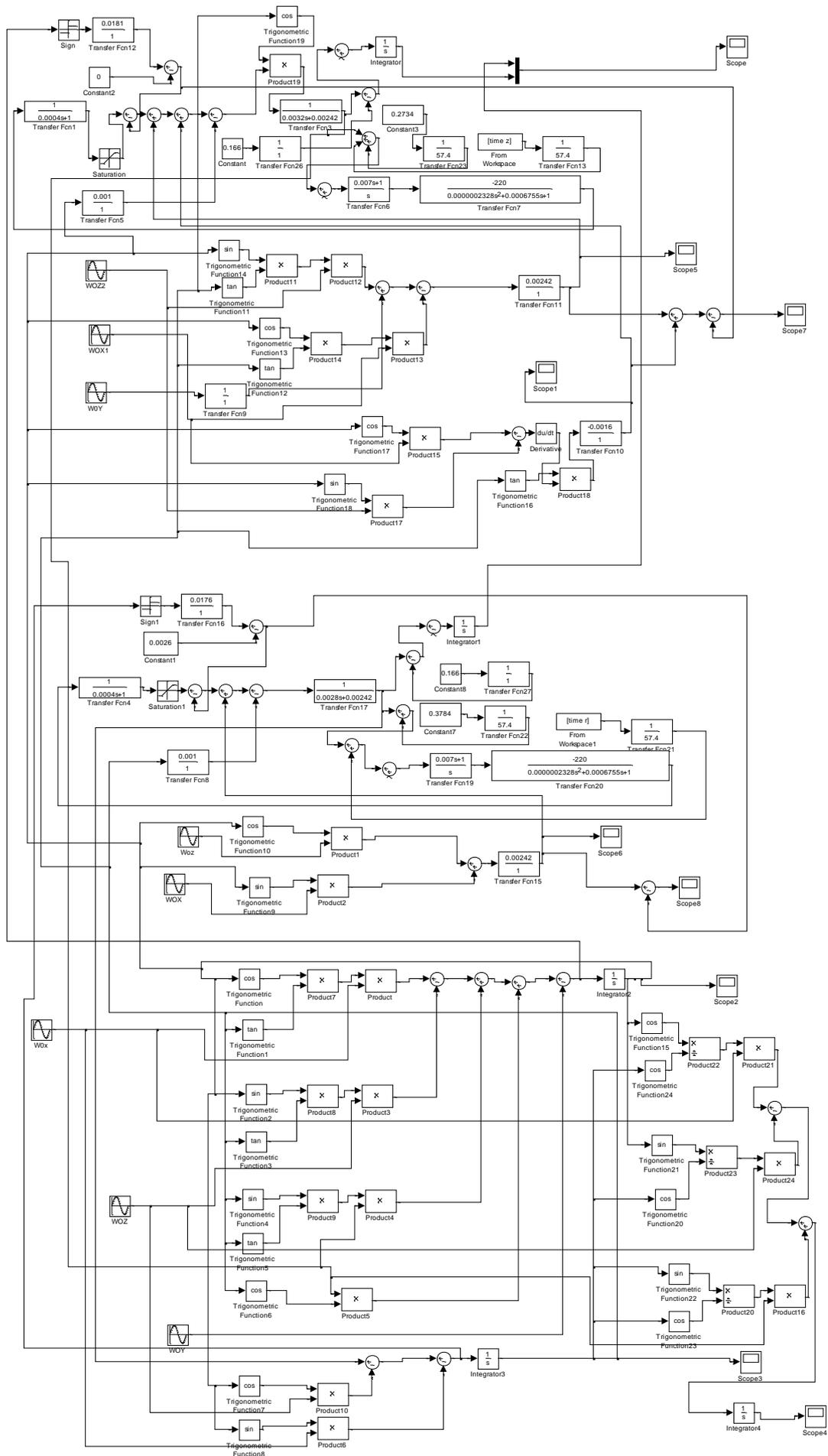


Рис.5.5.1. Имитационная модель ГС

Constant 8 – сигнал управления по каналу ВР,

$\omega_{oz} = \omega_{oz1} = \omega_{oz2} = \omega_{oz3}$ – блоки задания угловой скорости качки основания относительно оси OZ ,

$\omega_{ox} = \omega_{ox1} = \omega_{ox2} = \omega_{ox3}$ – блоки задания угловой скорости качки основания относительно оси Ox ,

ω_{oy} – блоки задания угловой скорости качки основания относительно оси Oy ,

Transfer Fcn1 – передаточная функция (ПФ) двигателя стабилизации канала НР,

Transfer Fcn3 – ПФ платформы по каналу НР,

Transfer Fcn7 – ПФ ДУС канала НР,

Transfer Fcn17 – ПФ платформы по каналу ВР,

Transfer Fcn20 – ПФ ДУС ВР,

Transfer Fcn12 – амплитуда момента сил сухого трения по каналу НР,

Transfer Fcn6 – передаточная функция корректирующего звена контура стабилизации канала НР,

Transfer Fcn4 – ПФ двигателя стабилизации канала ВР.

Transfer Fcn16 – амплитуда момента сил сухого трения по каналу ВР

Сигнал на выходе звена Transfer Fcn8 – момент тяжения токоподводов,

Transfer Fcn19 – передаточная функция корректирующего звена контура стабилизации канала ВР,

Сигнал на выходе звена Transfer Fcn5 – момент тяжения токоподводов,

Transfer Fcn20 – ПФ ДУС канала ВР,

FromWorkspase – смещение нуля и шум на выходе ДУС канала НР,

FromWorkspase1 – смещение нуля и шум на выходе ДУС канала ВР,

Saturation – ограничение по моменту двигателя стабилизации канала НР,

Saturation1 – ограничение по моменту двигателя стабилизации канала ВР,

Сигнал на входе блока Integrator4 – ω_{x2} .

Имитационная модель позволяет:

- получить решение системы уравнений (5.2.20) численным методом с учетом экспериментально полученных характеристик шума в выходных сигналах ММГ,

- исследовать функционирование конструкций ГС с отличающимися значениями характеристик моментов инерции, массы, габаритов полезной нагрузки и элементов карданова подвеса,
- изменять характеристики передаточной функции двигателей стабилизации и чувствительных элементов в зависимости от конкретной модели, примененной в конструкции,
- изменять вид и параметры корректирующих звеньев и элементов усилительно-преобразующих трактов контуров стабилизации,
- исследовать функционирование ГС при различных режимах качки основания,
- проводить анализ величины отдельных составляющих возмущений, действующих на ГС в процессе эксплуатации на подвижном объекте, с учетом переменных значений углов поворота рам карданова подвеса; проводить анализ составляющих погрешности стабилизации с учетом переменных значений углов поворота рам карданова подвеса.

На рис.5.5.2 представлен график погрешности стабилизации по каналам y, z при качке основания с параметрами качки указанными выше, с учетом остаточного смещения нулевого сигнала после операции «калибровки» и шума в выходном сигнале гироскопа. Амплитуда погрешности стабилизации в этом случае не превышает $0,019^\circ$.

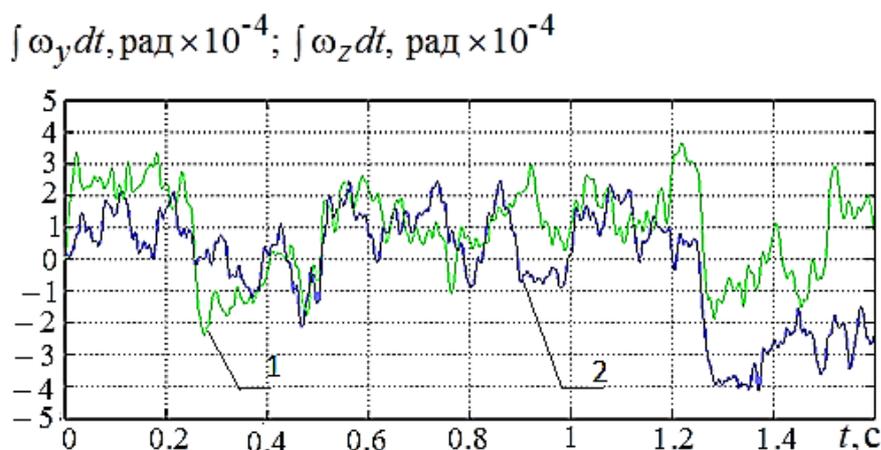


Рис.5.5.2. Погрешность стабилизации: 1 – канал наружной рамы, 2 – канал внутренней рамы

5.6. Структурная схема многофункциональной информационно - измерительной и управляющей системы на основе гировертикали на микромеханических чувствительных элементах

Решение задачи обеспечения многофункциональности информационно-измерительной и управляющей системы на основе ГС на ММЧЭ, которая заключается в возможности одновременного выполнения системой функции стабилизации и управления полезной нагрузки в пространстве и функции выработки информации об углах крена и тангажа транспортного средства, представляется весьма актуальной, так как позволяет отказаться от применения на борту транспортного средства дополнительной платформенной системы ориентации или БСО, что в свою очередь обеспечивает уменьшение стоимости ИИиУС, ее массы, габаритов, энергопотребления.

Поставленная задача может быть реализована на основе структурной схемы двухосного миниатюрного многофункционального ГС на ММЧЭ в режиме гировертикали с применением эталонной модели системы [191, 192], приведенной на рис.5.6.1.

На рис. 5.6.2 и 5.6.3 изображены принципиальные схемы вычислительных устройств каналов наружной рамы и платформы соответственно. Использование ММЧЭ так же позволяет минимизировать массогабаритные характеристики системы, обеспечить практически мгновенное время готовности к работе чувствительных элементов, минимизировать энергопотребление, обеспечивает отсутствие реакции со стороны чувствительных элементов на стабилизируемую платформу в процессе ее функционирования.

Двухосная ГВ содержит наружную раму 1, установленную на основании с возможностью вращения относительно оси параллельной продольной оси транспортного средства, например ЛА, и расположенную в ней платформу 2, с возможностью вращения относительно оси перпендикулярной оси вращения наружной рамы 1, установленный на оси вращения наружной рамы датчик момента 3, вход которого соединен через усилитель мощности 4, корректирующий фильтр 5 с выходом сумматора 6. Первый вход сумматора 6 соединен с выходом ММГ 7, установленного на платформе 2 с осью

чувствительности параллельной оси вращения наружной рамы 1 двухосной индикаторной ГВ. На оси вращения платформы (внутренней рамы) установлен датчик момента 8, вход которого соединен через усилитель мощности 9, корректирующий фильтр 10 с выходом сумматора 11. Первый вход сумматора 11 соединен с выходом ММГ 12, установленного на платформе 2 с осью чувствительности параллельной оси вращения платформы 2 двухосной индикаторной ГВ. ММА 13 установлен на платформе 2 с осью чувствительности параллельной оси вращения платформы двухосной индикаторной ГВ. Выход ММА 13 соединен с входом усилительно - преобразующего блока 14, выход которого соединен с вторым входом сумматора 6. ММА 15 установлен на платформе 2 с осью чувствительности параллельной оси наружной рамы двухосной индикаторной ГВ. Выход ММА 15 соединен с входом усилительно-преобразующего блока 16, выход которого соединен с вторым входом сумматора 11. Датчик угла командных сигналов 17 установлен на оси наружной рамы 1 двухосной индикаторной ГВ. Выход этого датчика соединен с первым входом сумматора 18. Датчик угла командных сигналов 19 установлен на оси вращения платформы 2 двухосной индикаторной ГВ.

Полезная нагрузка, например оптико - электронный датчик (ОЭД) 21 установлен на платформе 2 так, что его оптическая ось перпендикулярна плоскости платформы 2 двухосной индикаторной ГВ. Выход устройства управления 22 соединен с вторым входом сумматора 24 вычислительного устройства канала наружной рамы (ВУКНР) 23, а также соединен с третьим входом сумматора 6. ВУКНР состоит из вычислительных блоков 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33 и системы связей между ними, как это показано на рис. 5.8 2. На первый вход вычислительного блока 28 поступает сигнал с выхода датчика угла командных сигналов 19. Выход вычислительного блока 33 является выходом ВУКНР и соединен с вторым входом сумматора 18. Выход устройства управления 34 соединен с вторым входом сумматора 36 вычислительного устройства канала платформы (ВУКП) 35, а также соединен с третьим входом сумматора 11.

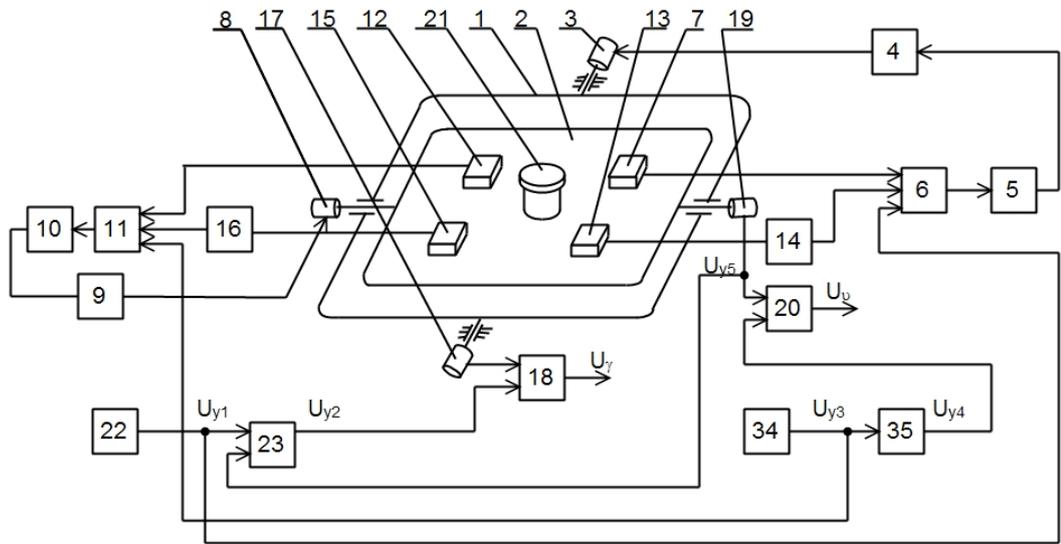


Рис.5.6.1. Структурная схема миниатюрной многофункциональной двухосной ГВ на ММЧЭ

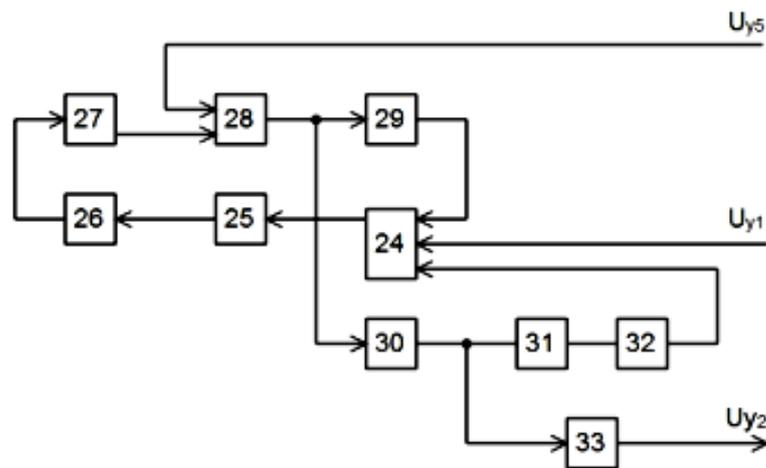


Рис.5.6.2. Принципиальная схема вычислительного устройства канала наружной рамы

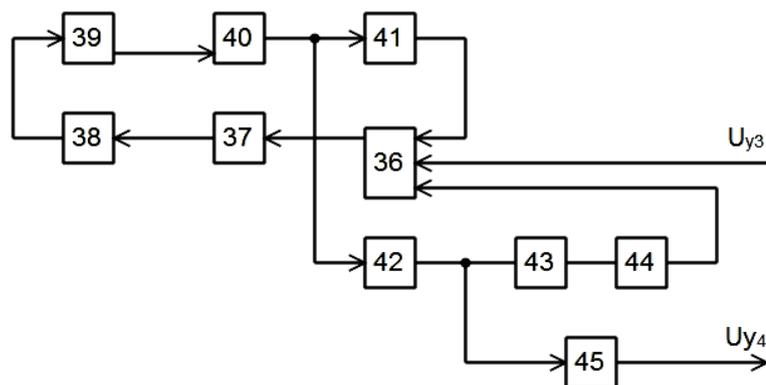


Рис.5.6.3. Принципиальная схема вычислительного устройства канала платформы

ВУКП состоит из вычислительных блоков 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45 и системы связей между ними, как это показано на рис.5.8.3. Выход восемнадцатого вычислительного блока 45 ВУКП 35 является выходом ВУКП и соединен с вторым входом сумматора 20.

Работа ГВ на ММЧЭ происходит следующим образом. При качке основания платформа 2 стремится сохранить свое положение в пространстве (в режиме стабилизации) благодаря обратной связи с ММГ 7 через сумматор 6, корректирующий фильтр 5, усилитель мощности 4 на датчик момента 3 по каналу наружной рамы, а также благодаря обратной связи с ММГ 12 через сумматор 11, корректирующий фильтр 10, усилитель мощности 9 на датчик момента 8 по каналу платформы. Передаточная функция корректирующего

фильтра 5 имеет вид $W_{\kappa 1}(p) = \frac{T_1 p + 1}{p}$, что обеспечивает интегрирование сигнала

ММГ 7 и требуемые запасы устойчивости по каналу наружной рамы. Здесь T_1 – постоянная времени корректирующего фильтра 5. Передаточная функция

корректирующего фильтра 10 имеет вид $W_{\kappa 2}(p) = \frac{T_2 p + 1}{p}$, что обеспечивает

интегрирование сигнала ММГ 12 и требуемые запасы устойчивости по каналу платформы. Здесь T_2 – постоянная времени корректирующего фильтра 10. При

начальном отклонении от плоскости горизонта ММА 13 вырабатывает сигнал, пропорциональный отклонению платформы от горизонта по каналу наружной рамы, далее этот сигнал усиливается и преобразуется в усилительно-преобразующем блоке 14 и поступает на второй вход сумматора 6, что обеспечивает приведение платформы 2 к горизонту (в режиме коррекции) по каналу наружной рамы. Второй ММА 15 вырабатывает сигнал,

пропорциональный отклонению платформы от горизонта по каналу платформы, далее этот сигнал усиливается и преобразуется в усилительно-преобразующем блоке 16 и поступает на второй вход сумматора 11, что обеспечивает приведение платформы 2 к горизонту (в режиме коррекции) по каналу платформы. При этом

оптико – электронный датчик 21 расположен по направлению вертикали, а датчик угла командных сигналов 17 вырабатывает сигнал, пропорциональный

отклонению транспортного средства по углу крена, который поступает на первый вход сумматора 18 и далее в систему управления транспортного средства. Датчик угла командных сигналов 19 вырабатывает сигнал, пропорциональный отклонению транспортного средства по углу тангажа, который поступает на первый вход сумматора 20 и далее в систему управления транспортного средства. Для программируемого отклонения оптико – электронного датчика 21 в пространстве относительно горизонта по оси наружной рамы 1 задающее устройство 22 вырабатывает управляющий сигнал U_{y1} , который поступает на третий вход сумматора 6, однако поворот наружной рамки 1 с платформой 2 и ОЭД 21 приводит к появлению большой погрешности при выработке сигнала, пропорционального углу крена транспортного средства. С целью компенсации этой погрешности управляющий сигнал U_{y1} поступает также на второй вход сумматора 24 ВУКНР 23, с выхода которого сигнал поступает на вход вычислительного блока 25 ВУКНР 23. Вычислительный блок 25 ВУКНР 23 реализует передаточную функцию вида $W_1(p) = \frac{T_{1m}p + 1}{p}$, параметр T_{1m} которой устанавливается равным постоянной времени T_1 корректирующего звена 5. Сигнал с выхода вычислительного блока 25 ВУКНР 23 поступает на вход вычислительного блока 26 ВУКНР 23, который реализует передаточную функцию вида $W_2(p) = K_{ym1m}$, где параметр K_{ym1m} устанавливается равным по величине коэффициенту передачи усилителя мощности 4 K_{ym1} . Сигнал с выхода вычислительного блока 26 ВУКНР 23 поступает на вход вычислительного блока 27 ВУКНР 23, который реализует передаточную функцию вида $W_3(p) = \frac{-K_{ds1m}}{T_{ds1m}P + 1}$, где параметр K_{ds1m} устанавливается равным по величине коэффициенту передачи по управляющему воздействию датчика момента 3 K_{ds1} , а параметр T_{ds1m} устанавливается равным по величине электромагнитной постоянной времени датчика момента 3 T_{ds1} . Выходной сигнал вычислительного блока 27 ВУКНР 23 поступает на второй вход вычислительного блока 28 ВУКНР 23, на первый вход которого поступает сигнал U_{y5} , пропорциональный углу отклонения платформы 2

относительно наружной рамы 1. Вычислительный блок 28 ВУКНР 23 реализует передаточную функцию вида $W_4(p) = \frac{\cos(U_{y5} / K_{dy1M})}{J_{nyM}p + b_{1M}}$, где параметр передаточной функции K_{dy1M} устанавливается равным по величине коэффициенту передачи датчика угла командных сигналов 19 K_{dy1} , параметр J_{nyM} устанавливается равным по величине эквивалентному моменту инерции двухосной индикаторной ГВ по каналу наружной рамы J_{ny} , параметр b_{1M} устанавливается равным по величине удельному демпфирующему моменту по оси наружной рамы 1 b_1 . Выходной сигнал вычислительного блока 28 ВУКНР 23 поступает на вход вычислительного блока 29 ВУКНР 23 и на вход вычислительного блока 30 ВУКНР 23. Вычислительный блок 29 ВУКНР 23 реализует передаточную функцию вида $W_5(p) = K_{dys1M}$, где параметр передаточной функции K_{dys1M} устанавливается равным по величине коэффициенту передачи ММГ 7 K_{dys1} . Выходной сигнал вычислительного блока 29 ВУКНР 23 поступает на первый вход сумматора 24 ВУКНР 23. Вычислительный блок 30 ВУКНР 23 осуществляет интегрирование входного сигнала и реализует передаточную функцию вида $W_6(p) = \frac{1}{p}$. Выходной сигнал вычислительного блока 30 ВУКНР 23 поступает на вход вычислительного блока 31 ВУКНР 23, который реализует функцию вычисления синуса входной величины, а также поступает на вход вычислительного блока 33 ВУКНР 23, выходной сигнал которого U_2 поступает на второй вход сумматора 18. Вычислительный блок 33 ВУКНР 23 реализует передаточную функцию $W_7(p) = K_{dy1M}$, где параметр передаточной функции K_{dy1M} устанавливается равным по величине коэффициенту передачи датчика угла командных сигналов 17 K_{dy1} . Выходной сигнал вычислительного блока 31 ВУКНР 23 поступает на вход вычислительного блока 32 ВУКНР 23. Вычислительный блок 32 ВУКНР 23 реализует передаточную функцию вида $W_8(p) = g_M K_{1M}$, где параметр g_M устанавливается равным величине ускорения свободного падения, а параметр K_{1M} устанавливается равным произведению

коэффициентов передачи ММА 13 и усилительно - преобразующего блока 14. Выходной сигнал вычислительного блока 32 ВУКНР 23 поступает на третий вход сумматора 24 ВУКНР 23. Сумматор 24 ВУКНР 23, вычислительный блок 25 ВУКНР 23, вычислительный блок 26 ВУКНР 23, вычислительный блок 27 ВУКНР 23, вычислительный блок 28 ВУКНР 23, вычислительный блок 29 ВУКНР 23, вычислительный блок 30 ВУКНР 23, вычислительный блок 31 ВУКНР 23, вычислительный блок 32 ВУКНР 23, вычислительный блок 33 ВУКНР 23 с системой связей представляют собой нелинейную динамическую модель двухосной индикаторной ГВ с замкнутыми контуром стабилизации и замкнутым контуром системы коррекции по каналу наружной рамы. При подаче на второй вход сумматора 24 ВУКНР 23 управляющего сигнала U_{y1} реакция на выходе вычислительного блока 30 ВУКНР 23 соответствует отклонению платформы 2 с ОЭД 21 в пространстве относительно горизонта по оси наружной рамы 1 на угол α_m . При подаче на второй вычитающий вход сумматора 18 сигнала с выхода вычислительного блока 33 ВУКНР 23 на выходе третьего сумматора 18 погрешность при выработке информации об угле крена транспортного средства будет скомпенсирована даже при больших углах поворота α платформы вместе с ОЭД не только в установившемся после поворота платформы режиме, но и во время переходного режима. Сигнал U_γ датчика угла командных сигналов с коэффициентом передачи K_{dy1} пропорционален углу крена γ транспортного средства.

Для отклонения ОЭД 21 в пространстве относительно горизонта по оси платформы 2 на угол β задающее устройство 34 вырабатывает управляющий сигнал U_{y3} , который поступает на третий вход сумматора 11, однако поворот платформы 2 с ОЭД 21 приводит к появлению большой погрешности при выработке сигнала, пропорционального углу тангажа транспортного средства. С целью компенсации этой погрешности управляющий сигнал U_{y3} поступает также на второй вход сумматора 36 ВУКП 35, с выхода которого сигнал поступает на вход вычислительного блока 37 ВУКП 35. Вычислительный блок 37 ВУКП 35

реализует передаточную функцию вида $W_9(p) = \frac{T_{2.m}p + 1}{p}$, параметр $T_{2.m}$ которой устанавливается равным постоянной времени T_2 корректирующего звена 10.

Сигнал с выхода вычислительного блока 37 ВУКП 35 поступает на вход вычислительного блока 38 ВУКП 35, который реализует передаточную функцию вида $W_{10}(p) = K_{ym2.m}$, где параметр $K_{ym2.m}$ устанавливается равным по величине коэффициенту передачи усилителя мощности 9 K_{ym2} . Сигнал с выхода вычислительного блока 38 ВУКП 35 поступает на вход вычислительного блока 39 ВУКП 35, который реализует передаточную функцию вида $W_{11}(p) = \frac{-K_{ds2.m}}{T_{ds2.m}p + 1}$,

где параметр $K_{ds2.m}$ устанавливается равным по величине коэффициенту передачи по управляющему воздействию датчика момента 8 K_{ds2} , а параметр $T_{ds2.m}$ устанавливается равным по величине электромагнитной постоянной времени второго датчика момента 8 T_{ds2} . Выходной сигнал вычислительного блока 39 ВУКП 35 поступает на вход вычислительного блока 40 ВУКП 35.

Вычислительный блок 40 ВУКП 35 реализует передаточную функцию вида $W_{12}(p) = \frac{1}{J_{nz.m}p + b_{2.m}}$, где параметр $J_{nz.m}$ устанавливается равным по величине эквивалентному моменту инерции двухосной индикаторной ГВ по оси платформы J_{nz} , параметр $b_{2.m}$ устанавливается равным по величине удельному демпфирующему моменту по оси платформы 2 b_2 . Выходной сигнал вычислительного блока 40 ВУКП 35 поступает на вход вычислительного блока 41 ВУКП 35 и на вход вычислительного блока 42 ВУКП 35.

Вычислительный блок 41 ВУКП 34 реализует передаточную функцию вида $W_{13}(p) = K_{dys2.m}$, где параметр передаточной функции $K_{dys2.m}$ устанавливается равным по величине коэффициенту передачи ММГ 12 K_{dys2} . Выходной сигнал вычислительного блока 41 ВУКП 35 поступает на первый вход сумматора 36 ВУКП 35.

Вычислительный блок 42 ВУКП 35 осуществляет интегрирование входного сигнала и реализует передаточную функцию вида $W_{14}(p) = \frac{1}{p}$. Выходной сигнал

вычислительного блока 42 ВУКП 35 поступает на вход вычислительного блока 43 ВУКП 35, который реализует функцию вычисления синуса входной величины, а также поступает на вход вычислительного блока 45 ВУКП 35, выходной сигнал которого U_4 поступает на второй вход сумматора 20. Вычислительный блок 45 ВУКП 34 реализует передаточную функцию $W_{15}(p) = K_{dy2.m}$, где параметр передаточной функции $K_{dy2.m}$ устанавливается равным по величине коэффициенту передачи датчика угла командных сигналов 19 K_{dy2} . Выходной сигнал вычислительного блока 43 ВУКП 35 поступает на вход вычислительного блока 44 ВУКП 35. Вычислительный блок 44 ВУКП 35 реализует передаточную функцию вида $W_{16}(p) = g_m K_{2.m}$, где параметр g_m устанавливается равным величине ускорения свободного падения, а параметр $K_{2.m}$ устанавливается равным произведению коэффициентов передачи ММА 15 и второго усилительно – преобразующего блока 16. Выходной сигнал вычислительного блока 44 ВУКП 35 поступает на третий вход сумматора 36 ВУКП 35. Сумматор 36 ВУКП 35, вычислительный блок 37 ВУКП 35, вычислительный блок 38 ВУКП 35, вычислительный блок 39 ВУКП 35, вычислительный блок 40 ВУКП 35, вычислительный блок 41 ВУКП 35, вычислительный блок 42 ВУКП 35, вычислительный блок 43 ВУКП 35, вычислительный блок 44 ВУКП 35, вычислительный блок 45 ВУКП 35 с системой связей представляют собой нелинейную динамическую модель двухосной индикаторной ГВ с замкнутыми контуром стабилизации и замкнутым контуром системы коррекции по каналу платформы. При подаче на второй вход сумматора 36 ВУКП 35 управляющего сигнала $U_{\delta 3}$ реакция на выходе вычислительного блока 42 ВУКП 35 соответствует отклонению платформы 2 с ОЭД 21 в пространстве относительно горизонта по оси платформы 2 на угол β_m . При подаче на второй вычитающий вход четвертого сумматора 20 сигнала с выхода вычислительного блока 45 ВУКП 35 на выходе сумматора 20 погрешность при выработке информации об угле тангажа транспортного средства будет скомпенсирована даже при больших углах поворота β платформы 2 вместе с ОЭД не только в установившемся после поворота платформы режиме, но и во время переходного режима. Сигнал U_9 с

коэффициентом передачи K_{dy2} пропорционален углу тангажа ψ транспортного средства.

Предложенная схема построения миниатюрной многофункциональной двухосной ГВ позволяет оператору не «заботиться» о собственных уходах ГВ, в результате которых стабилизируемая платформа могла бы оказаться на упорах.

5.7. Математическая модель многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах

Получим математическую модель двухосной ГВ на ММЧЭ [193]. На основании уравнений (5.2.16) и с учетом уравнений, описывающих работу чувствительных элементов, система уравнения движения двухосной ГВ на ММГ и ММА с замкнутыми контурами стабилизации и замкнутыми контурами системы коррекции приобретает вид (5.7.1). В уравнениях K_{ymi} – коэффициент передачи усилителя контура стабилизации, K_{ds1} – коэффициент передачи двигателя стабилизации (датчика момента), $K_{kz1}(p)$, $K_{kz2}(p)$ – передаточные функции корректирующих звеньев контуров стабилизации, p – оператор дифференцирования, $T_{ds1}(p), T_{ds2}(p)$ – электромагнитные постоянные времени датчиков момента; U_1, U_2 – выходное напряжение ММГ, K_{dys1} – коэффициент передачи ММГ канала наружной рамки, K_{dys2} – коэффициент передачи ММГ канала платформы, $U_{dys0i} = \varepsilon_{i1} + \varepsilon_{i2} + \varepsilon_{i3} + \varepsilon_{i4}$ – смещение нуля ММГ. Смещение нуля U_{dys0i} имеет несколько составляющих: ε_{i1} – основная систематическая погрешность, которая оценивается в процессе калибровки и исключается из показаний ММГ, ε_{i2} – дополнительная систематическая погрешность, являющаяся функцией окружающей температуры (t^0); ε_{i3} – дополнительная систематическая погрешность, являющаяся функцией перегрузок (n); ε_{i4} – случайная составляющая, являющаяся следствием шумов электронной и механической подсистем датчика, вызывающая разброс показаний, зависящий от времени усреднения [194, 195, 196]. K_{yi} – коэффициент передачи усилителя системы коррекции, W_1, W_2 – проекции линейного ускорения транспортного

средства на ось чувствительности акселерометра каналов наружной рамы и платформы соответственно, U_3, U_4 – усиленное выходное напряжение ММА, K_{ai} – коэффициент передачи ММА, $U_{a0i} = \varepsilon_{i5} + \varepsilon_{i6} + \varepsilon_{i7} + \varepsilon_{i8}$ – смещение нуля ММА. Смещение нуля U_{a0i} ММА имеет несколько составляющих: ε_{i5} – основная систематическая погрешность, которая оценивается в процессе калибровки и исключается из показаний ММА, ε_{i6} – дополнительная систематическая погрешность, являющаяся функцией окружающей температуры (t^0); ε_{i7} – дополнительная систематическая погрешность, являющаяся функцией перегрузок (n); ε_{i8} – случайная составляющая, являющаяся следствием шумов электронной и механической подсистем датчика, вызывающая разброс показаний, зависящий от времени усреднения [196,197,198]. Моменты сил сухого трения наряду с моментами от несбалансированности и тяжения токоподводов являются составляющими моментов M_{bn1}, M_{bn2} и определяются

$$M_{try} = -M_{try0} \text{sign} \dot{\phi}_y, \quad M_{trz} = -M_{trz0} \text{sign} \dot{\phi}_z,$$

где M_{try0}, M_{trz0} – амплитудные значения моментов сухого трения.

Следует отметить, что в системе уравнений (5.7.1) если на вход подан управляющий сигнал U_{y1} , то управляющий сигнал $U_{y3} = 0$ и наоборот, если на вход подан сигнал U_{y3} , то управляющий сигнал $U_{y1} = 0$.

На основании уравнений (5.7.1), опуская малозначащие члены уравнений, характеризующие центробежные моменты, составлена расчетная структурная схема двухосной индикаторной ГВ на ММЧЭ с замкнутыми контурами стабилизации и коррекции (рис. 5.7.1). На рис.5.7.1 обозначено: M_{nb1} – момент небаланса по оси наружной рамы, M_{m1} – момент тяжения токоподводов по оси наружной рамы, M_{nb2} – момент небаланса по оси внутренней рамы, M_{m2} – момент тяжения токоподводов по оси внутренней рамы. Расчетная структурная схема определения углов φ_y, φ_z представлена на рис.5.4.2б.

$$\left\{ \begin{aligned}
& (J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_z - M_{ds1} = M_{bn1} + b_1 \omega_{oy} - \\
& - (J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z - (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_z - b_1 (\omega_{ox} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \\
& - \omega_{oz} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z) - J_{y1} (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y) - (J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1} - \\
& - (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z - (J_x + J_{y1}) (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z), \\
& J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds2} = M_{bn2} - b_2 (-\omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y) - (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2}, \\
& \alpha = \int_0^t \omega_{y2} dt, \quad \beta = \int_0^t \omega_{z2} dt, \\
& U_1 = K_{dys1} \omega_{y2} + U_{dys01}, \\
& U_2 = K_{dys2} \omega_{z2} + U_{dys02}, \\
& U_5 = U_1 + U_3 + U_{y1}, \\
& U_6 = U_2 + U_4 + U_{y3}, \\
& U_3 = (K_{a1} (W_1 + g \sin \alpha) + U_{a01}) K_{y1}, \\
& U_4 = (K_{a2} (W_2 + g \sin \beta) + U_{a02}) K_{y2}, \\
& T_{ds1} M_{ds1}(p) p + M_{ds1}(p) = K_{ds1} K_{ym1} U_5(p) W_{kz1}(p), \\
& T_{ds2} M_{ds2}(p) p + M_{ds2}(p) = K_{ds2} K_{ym2} U_6(p) W_{kz2}(p), \\
& \omega_{z1} = \omega_{oz} \cos \varphi_y + \omega_{ox} \sin \varphi_y, \\
& \omega_{x1} = \omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y, \\
& \omega_{y1} = \omega_{oy} + \dot{\varphi}_y, \\
& \omega_{x2} = \omega_{ox} \cos \varphi_y / \cos \varphi_z - \omega_{oz} \sin \varphi_y / \cos \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z / \cos \varphi_z, \\
& \dot{\varphi}_z = \omega_{z2} - \omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y, \\
& \dot{\varphi}_y = \omega_{y2} / \cos \varphi_z + \omega_{ox} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_{oy} - \omega_{oz} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z, \\
& \omega_{z2} = \omega_{z1} + \dot{\varphi}_z, \\
& \omega_{y2} = \omega_{y1} \cos \varphi_z - \omega_{x1} \sin \varphi_z.
\end{aligned} \right. \tag{5.7.1}$$

Формирование сигнала α_m , необходимого для компенсации изменения сигнала датчика угла командных сигналов по оси наружной рамы ГВ, обусловленного поворотом платформы в пространстве под действием управляющего сигнала U_{y1} , осуществляется на основании системы уравнений (5.7.2).

$$\left\{ \begin{array}{l} (J_{yM} \cos^2 \varphi_z + J_{xM} \sin^2 \varphi_z + J_{y1M}) \dot{\omega}_{y2M} / \cos \varphi_z + b_{1M} \omega_{y2M} / \cos \varphi_z - M_{ds1M} = 0, \\ \alpha_M = \int_0^t \omega_{y2M} dt, \\ U_{5M} = U_{1M} + U_{3M} + U_{y1}, \\ U_{1M} = K_{dys1M} \omega_{y2M}, \\ U_{3M} = K_{y1M} K_{a1M} g_M \sin \alpha_M, \\ U_{y3} = 0, \\ T_{ds1M} M_{ds1M}(p) p + M_{ds1M}(p) = K_{ds1M} K_{ym1M} U_{5M}(p) W_{kz1M}(p). \end{array} \right. \quad (5.7.2)$$

Тогда сигнал с выхода датчика угла командных сигналов по оси наружной рамы запишется

$$U_\gamma = K_{dy1} \varphi_\gamma - K_{dy1M} \alpha_M.$$

Индекс "М" в обозначениях параметров системы (5.7.2) означает, что данные параметры являются параметрами модели, реализуемой вычислительным устройством канала наружной рамы.

Формирование сигнала β_M , необходимого для компенсации изменения сигнала датчика угла командных сигналов по оси платформы ГВ, обусловленного поворотом платформы в пространстве под действием управляющего сигнала U_{y3} , осуществляется на основании системы уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} J_{zM} \dot{\omega}_{z2M} + b_{2M} \omega_{z2M} - M_{ds2M} = 0, \\ \beta_M = \int_0^t \omega_{z2M} dt, \\ U_{2M} = K_{dys2M} \omega_{z2M}, \\ U_{4M} = K_{y2M} K_{a2M} g_M \sin \beta_M, \\ U_{6M} = U_{2M} + U_{4M} + U_{y3}, \\ U_{y1} = 0, \\ T_{ds2M} M_{ds2M}(p) p + M_{ds2M}(p) = K_{ds2M} K_{ym2M} U_{6M}(p) W_{kz2M}(p). \end{array} \right. \quad (5.7.3)$$

Тогда сигнал с выхода датчика угла командных сигналов по оси платформы запишется

$$U_\vartheta = K_{dy2} \varphi_z - K_{dy2M} \beta_M.$$

Индекс "м" в обозначениях параметров системы (5.7.3) означает, что данные параметры являются параметрами модели, реализуемой вычислительным устройством канала платформы.

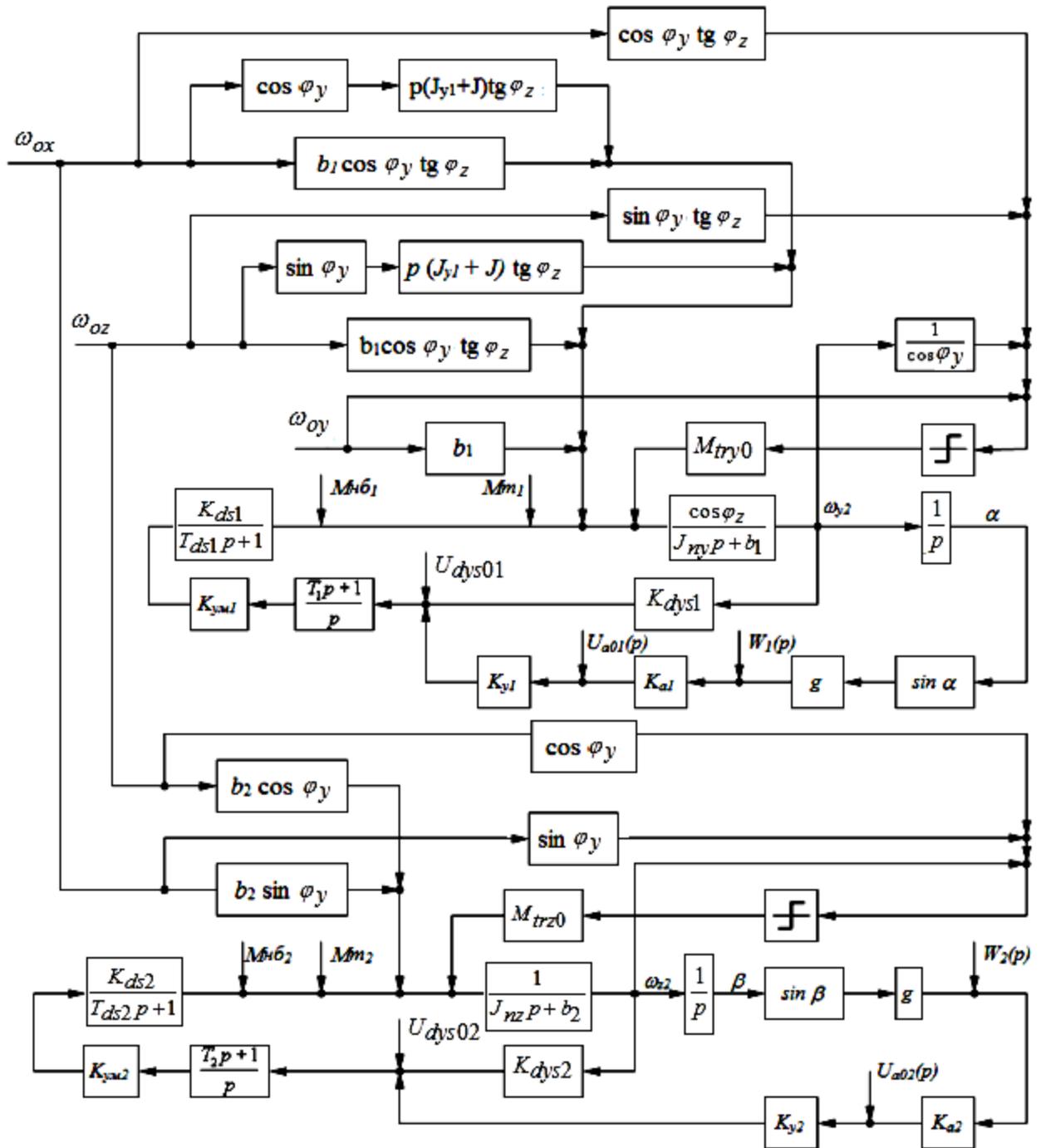


Рис.5.7.1. Структурная схема двухосной ГВ на ММЧЭ с замкнутыми контурами стабилизации и коррекции

С целью последующего анализа устойчивости системы проведем линеаризацию уравнений (5.7.1) в соответствии с методикой [197]. Предположим,

что углы φ_y, φ_z не изменяют знака и изменяются на малые величины относительно средних значений $\varphi_z = \varphi_{z0} + \Delta\varphi_z$, $\varphi_y = \varphi_{y0} + \Delta\varphi_y$, тогда принимаем, что в первом приближении $\varphi_z \approx \varphi_{z0}$, $\varphi_y \approx \varphi_{y0}$. Положим также, что $\sin \alpha \approx \alpha$, $\sin \beta \approx \beta$.

С учетом указанных допущений уравнения (5.7.1) приобретают вид (5.7.4)

$$\left\{ \begin{aligned}
 & (J_y \cos^2 \varphi_{z0} + J_x \sin^2 \varphi_{z0} + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_{z0} + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_{z0} - M_{ds1} = M_{bn1} + b_1 \omega_{oy} - \\
 & - (J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_{z0} - (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_{z0} - b_1 (\omega_{ox} \cos \varphi_{y0} \operatorname{tg} \varphi_{z0} - \\
 & - \omega_{oz} \sin \varphi_{y0} \operatorname{tg} \varphi_{z0}) - J_{y1} (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{ox} \cos \varphi_{y0} - \omega_{oz} \sin \varphi_{y0}) - (J_{x1} - J_{z1}) \omega_{x1} \omega_{z1} - \\
 & - (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_{z0} - (J_x + J_{y1}) (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_{z0} \sin \varphi_{z0} + \omega_{y2} \sin \varphi_{z0}), \\
 & J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds2} = M_{bn2} - b_2 (-\omega_{oz} \cos \varphi_{y0} - \omega_{ox} \sin \varphi_{y0}) - (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2}, \\
 & \alpha = \int_0^t \omega_{y2} dt, \quad \beta = \int_0^t \omega_{z2} dt, \\
 & U_1 = K_{dys1} \omega_{y2} + U_{dys01}, \\
 & U_2 = K_{dys2} \omega_{z2} + U_{dys02}, \\
 & U_5 = U_1 + U_3 + U_{y1}, \\
 & U_6 = U_2 + U_4 + U_{y3}, \\
 & U_3 = (K_{a1} (W_1 + g\alpha) + U_{a01}) K_{y1}, \\
 & U_4 = (K_{a2} (W_2 + g\beta) + U_{a02}) K_{y2}, \\
 & T_{ds1} M_{ds1}(p) p + M_{ds1}(p) = K_{ds1} K_{ym1} U_5(p) W_{kz1}(p), \\
 & T_{ds2} M_{ds2}(p) p + M_{ds2}(p) = K_{ds2} K_{ym2} U_6(p) W_{kz2}(p), \\
 & \omega_{z1} = \omega_{oz} \cos \varphi_{y0} + \omega_{ox} \sin \varphi_{y0}, \\
 & \omega_{x1} = \omega_{ox} \cos \varphi_{y0} - \omega_{oz} \sin \varphi_{y0}, \\
 & \omega_{y1} = \omega_{oy} + \dot{\varphi}_y, \\
 & \omega_{x2} = \omega_{ox} \cos \varphi_{y0} / \cos \varphi_{z0} - \omega_{oz} \sin \varphi_{y0} / \cos \varphi_{z0} + \omega_{y2} \sin \varphi_{z0} / \cos \varphi_{z0}, \\
 & \dot{\varphi}_z = \omega_{z2} - \omega_{oz} \cos \varphi_{y0} - \omega_{ox} \sin \varphi_{y0}, \\
 & \dot{\varphi}_y = \omega_{y2} / \cos \varphi_{z0} + \omega_{ox} \cos \varphi_{y0} \operatorname{tg} \varphi_{z0} - \omega_{oy} - \omega_{oz} \sin \varphi_{y0} \operatorname{tg} \varphi_{z0}, \\
 & \omega_{z2} = \omega_{z1} + \dot{\varphi}_z, \\
 & \omega_{y2} = \omega_{y1} \cos \varphi_{z0} - \omega_{x1} \sin \varphi_{z0}.
 \end{aligned} \right. \quad (5.7.4)$$

5.8. Передаточные функции многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах

На основании (5.7.4) могут быть составлены структурные схемы и передаточные функции ГВ на ММЧЭ по каналам наружной рамы и платформы. Структурная схема ГВ на ММЧЭ по каналу наружной рамы представлена на рис.5.8.1, а по каналу платформы на рис.5.8.2.

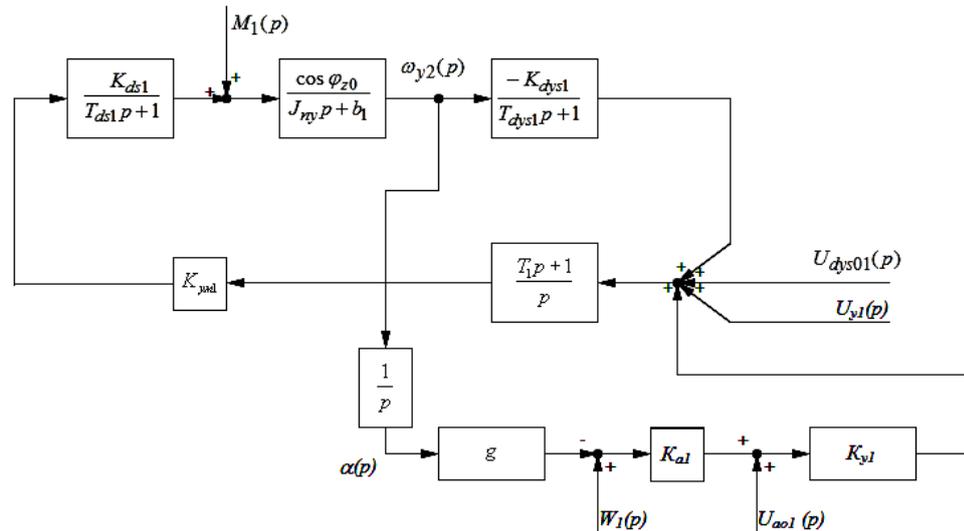


Рис.5.1.8.1. Структурная схема ГВ на ММЧЭ по каналу наружной рамы

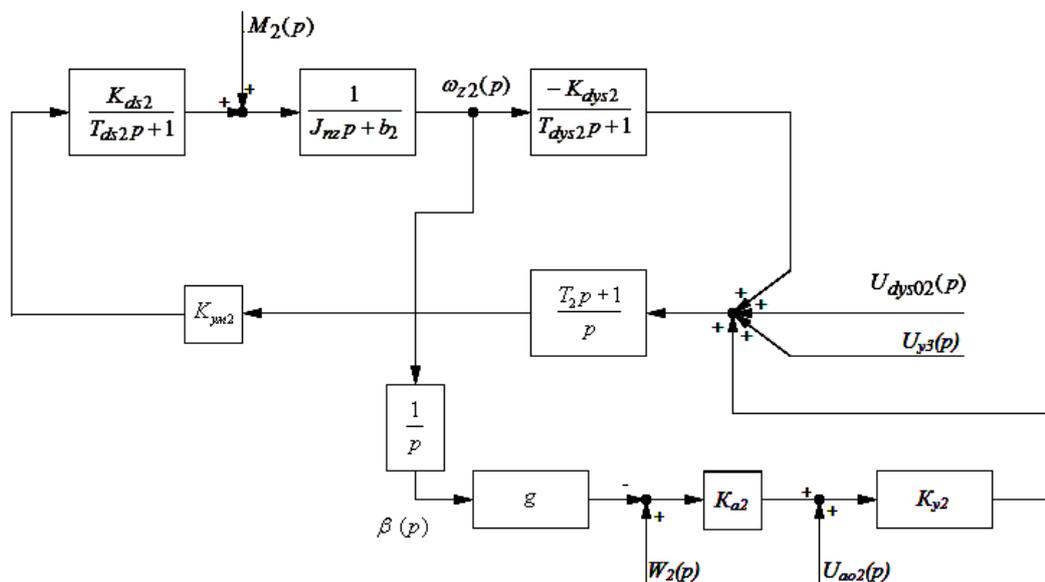


Рис.5.8.2. Структурная схема ГВ на ММЧЭ по каналу платформы

На структурных схемах 5.8.1, 5.8.2 дополнительно учтены постоянные времени T_{dys1}, T_{dys2} , которые определяют полосу пропускания ММГ.

По контуру стабилизации канала наружной рамы передаточная функция разомкнутой системы имеет вид

$$W_{p.c.n.p.}(p) = \frac{K_{dys1}K_{ym1}K_{ds1} \cos \varphi_{z0} (T_1 p + 1)}{(T_{ds1} p + 1)(J_{ny} p + 1)(T_{dys1} p + 1)p}. \quad (5.8.1)$$

По контуру стабилизации канала платформы передаточная функция разомкнутой системы имеет вид

$$W_{p.c.n.}(p) = \frac{K_{dys2}K_{ym2}K_{ds2} (T_2 p + 1)}{(T_{ds2} p + 1)(J_{nz} p + 1)(T_{dys2} p + 1)p}. \quad (5.8.2)$$

По контуру стабилизации канала наружной рамы передаточная функция замкнутой системы, представляющая отношение погрешности стабилизации $\alpha(p)$ к возмущающему моменту $M_1(p)$ имеет вид

$$W_{з.с.н.p.}(p) = \frac{(T_{ds1} p + 1)(T_{dys1} p + 1)K_{1общ}}{A_1 p^4 + B_1 p^3 + C_1 p^2 + D_1 p + 1}, \quad (5.8.3)$$

$$\text{где } A_1 = T_{ds1} J_{ny} T_{dys1} / \cos \varphi_{z0} K_{dys1} K_{ym1} K_{ds1},$$

$$B_1 = (J_{ny} T_{ds} + b_1 T_{dys1} T_{ds1} + J_{ny} T_{dys1}) / \cos \varphi_{z0} K_{dys1} K_{ym1} K_{ds1},$$

$$C_1 = (b_1 T_{ds} + J_{ny} + b_1 T_{dys1}) / \cos \varphi_{z0} K_{dys1} K_{ym1} K_{ds1},$$

$$D_1 = (b_1 + K_{ds1} \cos \varphi_{z0} K_{dys1} K_{ym1} T_1) / \cos \varphi_{z0} K_{dys1} K_{ym1} K_{ds1},$$

$$K_{1общ} = 1 / K_{dys1} K_{ym1} K_{ds1}.$$

По контуру стабилизации канала платформы передаточная функция замкнутой системы, представляющая отношение погрешности стабилизации $\beta(p)$ к возмущающему моменту $M_2(p)$ имеет вид

$$W_{з.с.н.}(p) = \frac{(T_{ds2} p + 1)(T_{dys2} p + 1)K_{2общ}}{A_2 p^4 + B_2 p^3 + C_2 p^2 + D_2 p + 1}, \quad (5.8.4)$$

где

$$A_2 = T_{ds2} J_{nz} T_{dys2} / K_{dys2} K_{ym2} K_{ds2},$$

$$B_2 = (J_{nz} T_{ds2} + b_2 T_{dys2} T_{ds2} + J_{nz} T_{dys2}) / K_{dys2} K_{ym2} K_{ds2},$$

$$C_2 = (b_2 T_{ds2} + J_{nz} + b_2 T_{dys2}) / K_{dys2} K_{ym2} K_{ds2},$$

$$D_2 = (b_2 + K_{dsc2} K_{dys2} K_{ym2} T_2) / K_{dys2} K_{ym2} K_{dsc2},$$

$$K_{2общ} = 1 / K_{dys2} K_{ym2} K_{ds2}.$$

Составим передаточные функции по контуру управления канала наружной рамы и платформы. С этой целью предварительно найдем передаточную функцию замкнутой системы

$$\frac{\omega_{y2}(p)}{U_{y1}(p)} = \frac{\frac{(T_1 p + 1)K_{ym1}K_{ds1} \cos \varphi_{z0}}{(T_{ds1} + 1)(J_{ny} p + b_1)p}}{1 + \frac{(T_1 p + 1)K_{ym1}K_{ds1} \cos \varphi_{z0} K_{dys1}}{(T_{ds1} + 1)(J_{ny} p + b_1)p(T_{dys1} p + 1)}} = \frac{K_{ym1}K_{ds1} \cos \varphi_{z0} (T_1 p + 1)(T_{dys1} p + 1)}{(b_1 + K_{ym1}K_{ds1} \cos \varphi_{z0} K_{dys1}) (A_3 p^3 + B_3 p^2 + C_3 p + 1)}, \quad (5.8.5)$$

где

$$\begin{aligned} A_3 &= T_{ds1} J_{ny} T_{dys1} / (b_1 + K_{ym1} K_{ds1} \cos \varphi_{z0} K_{dys1}), \\ B_3 &= (J_{ny} T_{ds1} + b_1 T_{dys1} T_{ds1} + J_{ny} T_{dys1}) / (b_1 + K_{ym1} K_{ds1} \cos \varphi_{z0} K_{dys1}), \\ C_3 &= (b_1 T_{ds1} + J_{ny} + b_1 T_{dys1} + T_1 K_{ym1} + K_{ds1} \cos \varphi_{z0} K_{dys1}) / (b_1 + K_{ym1} K_{ds1} \cos \varphi_{z0} K_{dys1}), \\ K_{3общ} &= K_{ym1} K_{ds1} \cos \varphi_{z0} / (b_1 + K_{ym1} K_{ds1} \cos \varphi_{z0} K_{dys1}). \end{aligned}$$

Составим передаточную функцию замкнутой системы

$$\frac{\omega_{z2}(p)}{U_{y3}(p)} = \frac{\frac{(T_2 p + 1)K_{ym2}K_{ds2}}{(T_{ds2} + 1)(J_{nz} p + b_2)p}}{1 + \frac{(T_2 p + 1)K_{ym2}K_{ds2}K_{dys2}}{(T_{ds2} + 1)(J_{nz} p + b_2)p(T_{dys2} p + 1)}} = \frac{K_{ym2}K_{ds2} (T_2 p + 1)(T_{dys2} p + 1)}{(b_2 + K_{ym2}K_{ds2}K_{dys2}) (A_4 p^3 + B_4 p^2 + C_4 p + 1)}, \quad (5.8.6)$$

где

$$\begin{aligned} A_4 &= T_{ds2} J_{nz} T_{dys2} / (b_2 + K_{ym2} K_{ds2} \cos \varphi_{z0} K_{dys2}), \\ B_4 &= (J_{nz} T_{ds2} + b_2 T_{dys2} T_{ds2} + J_{nz} T_{dys2}) / (b_2 + K_{ym2} K_{ds2} K_{dys2}), \\ C_4 &= (b_2 T_{ds2} + J_{nz} + b_2 T_{dys2} + T_2 K_{ym2} + K_{ds2} K_{dys2}) / (b_2 + K_{ym2} K_{ds2} K_{dys2}), \\ K_{4общ} &= K_{ym2} K_{ds2} / (b_2 + K_{ym2} K_{ds2} \cos \varphi_{z0} K_{dys2}). \end{aligned}$$

С учетом полученных выражений передаточная функция разомкнутой системы по каналу управления наружной рамы имеет вид

$$W_{p.c.n.p.y}(p) = \frac{K_{3общ} (T_1 p + 1)(T_{dys1} p + 1) g K_{a1} K_1}{(A_3 p^3 + B_3 p^2 + C_3 p + 1) p}. \quad (5.8.7)$$

Передаточная функция разомкнутой системы по каналу управления платформы имеет вид

$$W_{p.c.n.y}(p) = \frac{K_{4общ}(T_2p+1)(T_{dys2}p+1)gK_{a2}K_2}{(A_4p^3+B_4p^2+C_4p+1)p}. \quad (5.8.8)$$

Передаточная функция замкнутой системы по каналу управления наружной рамы имеет вид

$$\frac{\alpha(p)}{U_{y1}(p)} = \frac{\frac{K_{3общ}(T_1p+1)(T_{dys1}p+1)}{(A_3p^3+B_3p^2+C_3p+1)p}}{1 + \frac{K_{3общ}(T_1p+1)(T_{dys1}p+1)gK_{a1}K_{y1}}{(A_3p^3+B_3p^2+C_3p+1)p}}. \quad (5.8.9)$$

Передаточная функция замкнутой системы по каналу управления платформы имеет вид

$$\frac{\beta(p)}{U_{y3}(p)} = \frac{\frac{K_{4общ}(T_2p+1)(T_{dys2}p+1)}{(A_4p^3+B_4p^2+C_4p+1)p}}{1 + \frac{K_{4общ}(T_2p+1)(T_{dys2}p+1)gK_{a2}K_{y2}}{(A_4p^3+B_4p^2+C_4p+1)p}}. \quad (5.8.10)$$

Полученные передаточные функции могут быть упрощены. С этой целью, пренебрегая малыми постоянными времени T_{dys1} , T_{dys2} , T_{ds1} , T_{ds2} , запишем передаточную функцию замкнутой системы

$$\begin{aligned} \frac{\omega_{y2}(p)}{U_{y1}(p)} &= \frac{(T_1p+1)K_{ym1}K_{ds1}\cos\varphi_{z0}}{(J_{ny}p+b_1)p} = \\ &= \frac{(T_1p+1)K_{ym1}K_{ds1}\cos\varphi_{z0}K_{dys1}}{(J_{ny}p+b_1)p} = \\ &= \frac{K_{ym1}K_{ds1}\cos\varphi_{z0}(T_1p+1)}{J_{ny}p^2 + p(T_1K_{ym1}K_{ds1}K_{dys1}\cos\varphi_{z0} + b_1) + K_{ym1}K_{ds1}K_{dys1}\cos\beta_0} = \frac{K_{5общ}\cos\varphi_{z0}(T_1p+1)}{T_5^2p^2 + 2\xi_5T_5p + 1}. \end{aligned} \quad (5.8.11)$$

$$K_{5общ} = 1 / K_{dys1},$$

$$T_5 = \sqrt{J_{ny} / K_{ym1}K_{ds1}K_{dys1}\cos\varphi_{z0}},$$

$$\xi_5 = \frac{(T_1K_{ym1}K_{ds1}K_{dys1}\cos\varphi_{z0} + b_1)}{2\sqrt{J_{ny}K_{ym1}K_{ds1}K_{dys1}\cos\varphi_{z0}}}$$

и передаточную функцию замкнутой системы

$$\frac{\omega_{z2}(p)}{U_{y3}(p)} = \frac{\frac{(T_2 p + 1)K_{ym2}K_{ds2}}{(J_{nz}p + b_2)p}}{1 + \frac{(T_2 p + 1)K_{ym2}K_{ds2}K_{dys2}}{(J_{nz}p + b_2)p}} = \frac{K_{ym2}K_{ds2}(T_2 p + 1)}{J_{nz}p^2 + p(T_2 K_{ym2}K_{ds2}K_{dys2} + b_2) + K_{ym2}K_{ds2}K_{dys2}} = \frac{K_{\text{общ}}(T_2 p + 1)}{T_6^2 p^2 + 2\xi_6 T_6 p + 1}, \quad (5.8.12)$$

где $K_{\text{общ}} = 1/K_{dys2}$, $T_6 = \sqrt{J_{nz} / K_{ym2}K_{ds2}K_{dys2}}$, $\xi_6 = \frac{(T_2 K_{ym2}K_{ds2}K_{dys2} + b_2)}{2\sqrt{J_{nz}K_{ym2}K_{ds2}K_{dys2}}}$.

В полученных передаточных функциях величины T_5 , T_6 , T_1 , T_2 являются малыми, поэтому при анализе контуров управления и коррекции с собственной постоянной времени порядка 1-10 с передаточные функции могут быть представлены в виде

$$\frac{\omega_{y2}(p)}{U_{y1}(p)} \approx \frac{\cos \varphi_{z0}}{K_{dys1}}, \quad (5.8.13)$$

$$\frac{\omega_{z2}(p)}{U_{y3}(p)} \approx \frac{1}{K_{dys2}}. \quad (5.8.14)$$

С учетом полученных выражений передаточная функция разомкнутой системы по каналу управления наружной рамы имеет вид

$$W_{p.c.n.p.y}(p) = \frac{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_1}{K_{dys1} p}. \quad (5.8.15)$$

Передаточная функция разомкнутой системы по каналу управления платформы имеет вид

$$W_{p.c.n.y}(p) = \frac{gK_{a2} K_2}{K_{dys2} p}. \quad (5.8.16)$$

Передаточная функция замкнутой системы по каналу управления наружной рамы имеет вид

$$\frac{\alpha(p)}{U_{y1}(p)} = \frac{\frac{\cos \varphi_{z0}}{K_{dys1} p}}{1 + \frac{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{y1}}{K_{dys1} p}} = \frac{K_{7\text{общ}}}{T_7 p + 1}, \quad (5.8.17)$$

где $k_{7\text{общ}} = 1/gK_{a1}K_{y1}$, $T_7 = K_{dys1} / gK_{a1}K_{y1} \cos \varphi_{z0}$.

Передаточная функция замкнутой системы по каналу управления платформы имеет вид

$$\frac{\beta(p)}{U_{y3}(p)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{dys2}p}{gK_{a2}K_{y2}}} = \frac{K_{8общ}}{T_8p + 1}, \quad (5.8.18)$$

где $K_{8общ} = 1 / gK_{a2}K_{y2}$, $T_7 = K_{dys2} / gK_{a2}K_{y2}$.

Так как точка приложения в системе управляющего воздействия и шума ММГ совпадают, то передаточные функции $\frac{\alpha(p)}{U_{dys01}(p)}$, $\frac{\beta(p)}{U_{dys02}(p)}$, имеют вид (5.8.9, 5.8.10) соответственно, а в упрощенной форме записи вид (5.8.17, 5.8.18) соответственно.

Запишем передаточные функции, описывающие функционирование системы коррекции ГС при замкнутом контуре стабилизации.

Передаточные функции разомкнутой системы по каналам наружной рамы и платформы имеют вид (5.8.7), (5.8.8) соответственно.

Передаточная функция замкнутой системы по каналу наружной рамы

$$\frac{\alpha(p)}{W_1(p)} = \frac{\frac{K_{3общ}(T_1p + 1)(T_{dys1}p + 1)K_{a1}K_{y1}}{(A_3p^3 + B_3p^2 + C_3p + 1)p}}{1 + \frac{K_{3общ}(T_1p + 1)(T_{dys1}p + 1)gK_{a1}K_{y1}}{(A_3p^3 + B_3p^2 + C_3p + 1)p}}. \quad (5.8.19)$$

Передаточная функция замкнутой системы по каналу платформы

$$\frac{\beta(p)}{W_2(p)} = \frac{\frac{K_{4общ}(T_2p + 1)(T_{dys2}p + 1)K_{a2}K_{y2}}{(A_4p^3 + B_4p^2 + C_4p + 1)p}}{1 + \frac{K_{4общ}(T_2p + 1)(T_{dys2}p + 1)gK_{a2}K_{y2}}{(A_4p^3 + B_4p^2 + C_4p + 1)p}}. \quad (5.8.20)$$

С учетом выражений (5.8.13), (5.8.14)

$$\frac{\alpha(p)}{W_1(p)} = \frac{\frac{K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{y1}}{K_{dys1}}}{1 + \frac{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{y1}}{K_{dys1}p}} = \frac{K_{9общ}}{T_9p + 1}, \quad (5.8.21)$$

где $K_{9общ} = 1 / g$, $T_9 = K_{dys1} / gK_{a1}K_{y1} \cos \varphi_{z0}$.

Передаточная функция замкнутой системы по каналу платформы

$$\frac{\beta(p)}{W_2(p)} = \frac{\frac{K_{a2}K_{y2}}{K_{dys2}p}}{1 + \frac{gK_{a2}K_{y2}}{K_{dys2}p}} = \frac{K_{10общ}}{T_{10}p + 1}, \quad (5.8.22)$$

где $K_{10общ} = 1/g$, $T_{10} = K_{dys2} / gK_{a2}K_{y2}$.

Составим передаточные замкнутых контуров стабилизации ГС с учетом замкнутых контуров системы коррекции. Найдем передаточную функцию элемента структурной схемы, изображенной на рис.5.8.1 на участке цепи от входа передаточной функции, описывающей динамику ММГ до точки приложения управляющего воздействия

$$\frac{K_{dys1}}{T_{dys1}p + 1} + \frac{gK_{a1}K_{y1}}{p} = \frac{(T_{10}p + 1)K_{10общ}}{(T_{dys1}p + 1)p},$$

где $T_{10} = (K_{dys1} + T_{dys1}g \sin \alpha_0 K_{a1}K_{y1}) / g \sin \alpha_0 K_{a1}K_{y1}$, $K_{10общ} = gK_{a1}K_{y1}$,

тогда искомая передаточная функция по каналу наружной рамы запишется

$$W_{з.с.н.р.}(p) = \frac{\alpha(p)}{M_1(p)} = \frac{(T_{ds1}p + 1)(T_{dys1}p + 1) \cos \varphi_{z0} p}{(J_{nz}p + 1)(T_{ds1}p + 1)(J_{dys1}p + 1)p^2 + (T_{10}p + 1)(T_1p + 1)K_{общ10}K_{ym1}K_{ds1} \cos \varphi_{z0}} \quad (5.8.23)$$

по каналу платформы

$$W_{з.с.н.р.}(p) = \frac{\beta(p)}{M_2(p)} = \frac{(T_{ds2}p + 1)(T_{dys2}p + 1)p}{(J_{ny}p + 1)(T_{ds2}p + 1)(J_{dys2}p + 1)p^2 + (T_{11}p + 1)(T_1p + 1)K_{общ11}K_{ym1}K_{ds1}} \quad (5.8.24)$$

Передаточные функции, связывающие шум на выходе ММА и погрешность стабилизации, имеют вид

$$\frac{\alpha(p)}{U_{a01}(p)} = \frac{K_{12общ}}{T_{12}p + 1}, \quad (5.8.25)$$

где $K_{12общ} = 1/gK_{a1}$, $T_{12} = K_{dys1} / gK_{a1}K_{y1} \cos \varphi_{z0}$,

$$\frac{\beta(p)}{U_{a02}(p)} = \frac{K_{13общ}}{T_{13}p + 1}, \quad (5.8.26)$$

где $K_{13общ} = 1/gK_{a2}$, $T_{14} = K_{dys2} / gK_{a2}K_{y2}$.

5.9. Элементная база гировертикали

Технические характеристики ряда ММГ невысокой стоимости, представляющих собой механический датчик с электрической схемой обработки сигналов, интегрированных в одном кристалле, представлены в таблице 5.9.1 [198]. В последнее время появились ММГ нового семейства (таблица 5.9.2) [199]. Это высокоинтегрированные приборы с цифровым интерфейсом семейства ADIS. В этих приборах помимо собственно ДУС имеются также АЦП, температурные датчики, источники опорного напряжения и другие компоненты. Приборы данного семейства обладают интерфейсом SPI и легко интегрируются в микропроцессорную систему.

Представляет интерес прибор ADIS16355 (рис.5.9.1). Это трехосевой инерциальный прибор, включающий в себя трехосевой гироскоп и трехосевой акселерометр, представляющий собой законченный модуль в одном корпусе. Разрешающая способность гироскопа составляет 14 разрядов, имеется возможность изменения параметров цифровой фильтрации и частоты дискретизации, обеспечена заводская калибровка смещения нуля, самотестирование, программируемая система мониторинга работы прибора, дополнительные входы аналого - цифрового и цифро - аналогового преобразования, встроенный интерфейс SPI. Диапазон измерений встроенного трехосевого акселерометра составляет 10g.

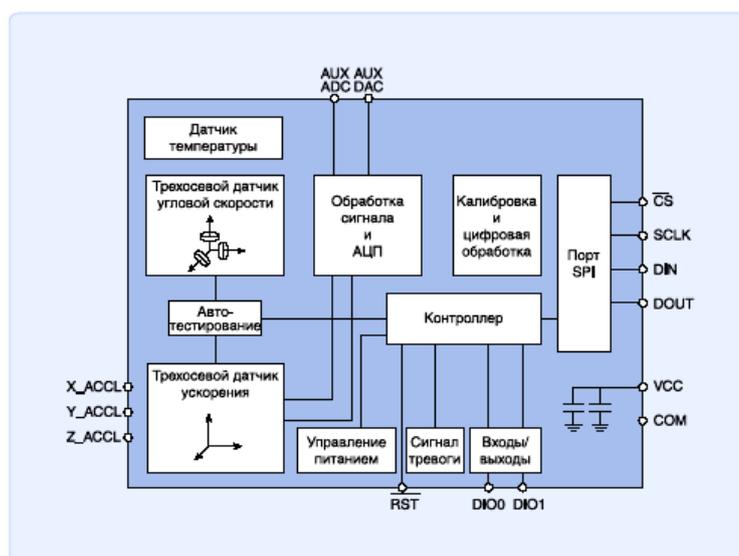


Рис.5.9.1. Блок схема ММГ ADIS16355

Таблица 5.9.1. Характеристики ММГ семейства ADXRS

Характеристика, размерность	ADXRS610	ADXRS613	ADXRS614	ADXRS622
Диапазон измеряемых угловых скоростей, $^{\circ}/c$	± 300	± 150	± 50	± 250
Чувствительность, $mB/^{\circ}/c$	6	12,5	25	7
Чувствительность при $t=-40^{\circ}C$; при $t=105^{\circ}C$, (максимальное изменение) $mB/^{\circ}/c$	5,52 6,48	- -	22,5 27,5	- -
Максимальное смещение нулевого сигнала в рабочем диапазоне температур, $^{\circ}/c/^{\circ}C$	$\pm 0,2$	-	$\pm 0,4$	-
Полоса пропускания (макс.), кГц	2,5	3	1	2,5
Плотность шума, $^{\circ}/c/\sqrt{Гц}$	0,05	0,04	0,04	0,06
Нелинейность от всей шкалы, %	0,1	0,1	0,1	0,1
Наличие температурного датчика	да	да	да	да
Наличие опорного источника напряжения	нет	нет	нет	нет
Рабочее напряжение питания, B	4,75-5,25	4,75-5,25	4,75-5,25	4,75-5,25
Рабочий диапазон температур, $^{\circ}C$	$-40 \div +105$	$-40 \div +105$	$-40 \div +105$	$-40 \div +105$
Время готовности, мс	50	50	50	50
Потребляемый ток в активном режиме, mA	3,5	3,5	3,5	3,5
Чувствительность к линейному ускорению, $^{\circ}/c/g$	0,1	0,1	0,1	0,1
Габаритные размеры, мм	$7 \times 7 \times 3$			
Масса, г	0,5	0,5	0,5	0,5
Ориентировочная стоимость, руб.	600	600	600	600
Нулевой сигнал, B	2,5	2,5	2,5	2,5

Таблица 5.9.2. Характеристики ММГ семейства ADIS

Характеристика, размерность	ADIS16251 (программируемый гироскоп)	ADIS16255 (программируемый гироскоп температурной компенсацией)	ADIS16350 (3 гироскопа и 3 акселерометра)	ADIS16355 (3 гироскопа и 3 акселерометра)
Диапазон измеряемых угловых скоростей, $^{\circ}/с$	$\pm 20 \div \pm 80$	$\pm 80 \div \pm 320$	$\pm 75 \div \pm 300$	$\pm 75 \div \pm 300$
Чувствительность, $^{\circ}/с/LSB$.	0,004	0,018	0,018	0,018
Полоса, Гц	50	50	350	350
Плотность шума, $^{\circ}/с/\sqrt{Гц}$.	0,05	0,05	0,05	0,05
Потребляемый ток в активном режиме, мА	18	18	35	35
Рабочий диапазон температур, $^{\circ}C$	$-40 \div +85$	$-40 \div +85$	$-40 \div +85$	$-40 \div +85$
Ориентировочная стоимость, руб.	1260	1680	8500	11000

Наиболее точными являются кварцевые двухосевые датчики угловой скорости фирмы «SYSTRON DONNER» (рис.5.9.2), выполненные по технологии MEMS [200], параметры которых представлены в таблице 5.9.3.



Рис.5.9.2. Датчик QRS28-00100-100

Таблица 5.9.3. Характеристики гироскопов фирмы «SYSTRON DONNER»

Параметр	QRS28-00100-100	QRS28-00200-100	QRS28-00400-100
Рабочее напряжение питания, В	$\pm 4,7 \div \pm 5,35$	$\pm 4,7 \div \pm 5,35$	$\pm 4,7 \div \pm 5,35$
Ток потребления, мА	50мА	50мА	50мА
Диапазон измерения, $^{\circ}/с$	± 100	± 200	± 400
Выходной сигнал, В	$\pm 3,5$	$\pm 3,5$	$\pm 3,5$
Крутизна характеристики, $В/^{\circ}/с$	0,035	0,0175	0,00875
Нелинейность от всей шкалы, %	0,05%	0,05%	0,05%
Плотность шума, $^{\circ}/с/\sqrt{Гц}$	0,005	0,005	0,007
Полоса пропускания по уровню -90град, Гц	110 ± 10	110 ± 10	110 ± 10
Рабочий диапазон температур, $^{\circ}С$	$-55 \div +85$	$-55 \div +85$	$-55 \div +85$
Чувствительность к ускорению, $^{\circ}/с/g$	$\leq 0,02$	$\leq 0,02$	$\leq 0,02$
Вес, г	20	20	20
Габаритные размеры: высота, мм диаметр, мм	26 18	26 18	26 18
Погрешность крутизны в температурном диапазоне, %	± 2	± 2	± 2
Ориентировочная стоимость, руб.	110000	110000	110000
Ударная прочность, g	200	200	200
Время готовности, с	1	1	1

5.10. Пример компоновочной схемы многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах

3D модель индикаторной ГВ на ММЧЭ, представлена на рис.5.10.1 и рис.5.10.2. Проведенная компоновка позволила сделать вывод о возможности реализации ГВ в объеме цилиндра с диаметром 116мм и длиной 100 мм. Использование ММЧЭ позволяет существенно увеличить углы прокачки ГВ: $\pm 60^{\circ}$ по углу тангажа и $\pm 60^{\circ}$ по углу крена. В разработанной схеме построения

ГВ габариты чувствительных элементов не оказывают влияния на углы прокатки по осям наружной и внутренней рам ГВ. Ограничения обусловлены уже габаритами собственно полезной нагрузки. Масса ГВ составляет 798 граммов.

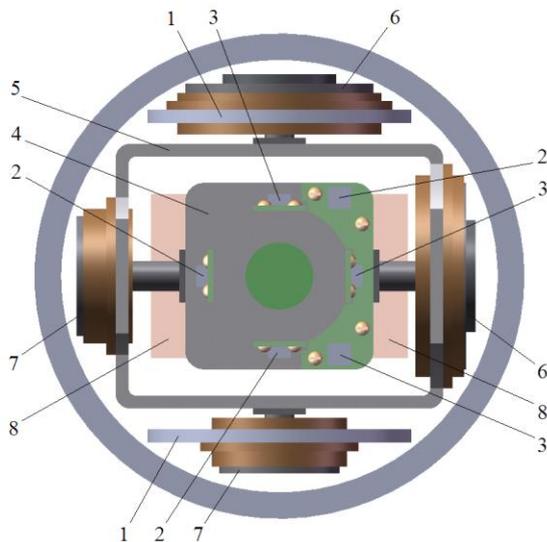


Рис.5.10.1. Вид ГВ снизу:
1 – элемент корпуса, 2 – ММА, 3 – ММГ, 4 – рама внутренняя, 5 – рама наружная, 6 – датчик момента, 7 – датчик угла, 8 – балансирный груз

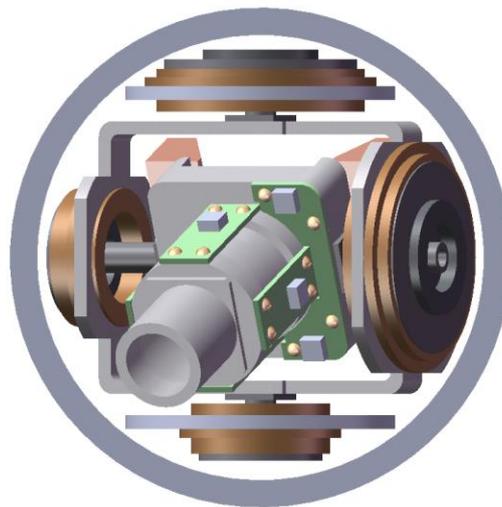


Рис. 5.10.2. Вид ГВ с отклоненными рамами:
рама внешняя – $-24,5^\circ$; рама внутренняя – $-24,5^\circ$

5.11. Исследования динамики многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах. Определение параметров системы коррекции и контуров стабилизации гировертикали

Исследования динамики ГВ выполнены при следующих параметрах системы:

$$b_1 = b_2 = 0,0041 \text{ Нмс}, T_{ds1} = T_{ds2} = 0,00057 \text{ с}, T_{dys1} = T_{dys2} = 0,0016 \text{ с},$$

$$J_{y1} = 0,000610411 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, J_y = 0,000350341 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, J_x = 0,000214720 \text{ кг} \cdot \text{м}^2,$$

$$J_{ny} = J_{y1} + J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z \approx 0,0008 \text{ кг} \cdot \text{м}^2 \text{ (при } \varphi_z = 3^\circ \text{)},$$

$$J_{ny} = J_{y1} + J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z \approx 0,00089 \text{ кг} \cdot \text{м}^2 \text{ (при } \varphi_z = 45^\circ \text{)},$$

$$J_{nz} \approx 0,00044 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, M_{try0} = 0,001 \text{ Нмс}, M_{trz0} = 0,001 \text{ Нмс},$$

удельный момент тяжения токоподводов $0,001 \text{ Н} \cdot \text{м} / \text{рад}$. Параметры $b_1, b_2, T_{ds1}, T_{ds2}$ соответствуют техническим характеристикам миниатюрного датчика момента типа ДС.

На рис.5.11.1 приведены ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации по каналу y (наружной рамы) в соответствии с передаточной функцией (5.8.1), а на

рис.5.11.2 по каналу z (платформы) в соответствии с передаточной функцией (5.8.2). При этом в канале стабилизации по каналу y применено корректирующее

звено $W_{кз}(p) = \frac{T_1 p + 1}{p}$ с параметром $T_1 = 0,012c$, а в канале z корректирующее

звено $W_{кз}(p) = \frac{T_2 p + 1}{p}$ с параметром $T_2 = 0,01c$. По каналу y при коэффициенте

усиления $K_{y1}K_{ds1}K_{dys1} = 26 Нмс / рад$ на частоте среза обеспечены запасы

устойчивости по фазе 48^0 и по амплитуде $-32дБ$. Так как предполагается работа

системы при больших углах поворота платформы относительно наружной рамы,

дополнительно проведены исследования устойчивости контура стабилизации

канала y при $\varphi_z = 45^0$. В последнем случае на частоте среза обеспечены запасы

устойчивости по фазе 47^0 и по амплитуде $-37дБ$. По каналу z при коэффициенте

усиления $K_{y2}K_{ds2}K_{dys2} = 21 Нмс / рад$ на частоте среза обеспечены запасы

устойчивости по фазе 44^0 и по амплитуде $-30дБ$.

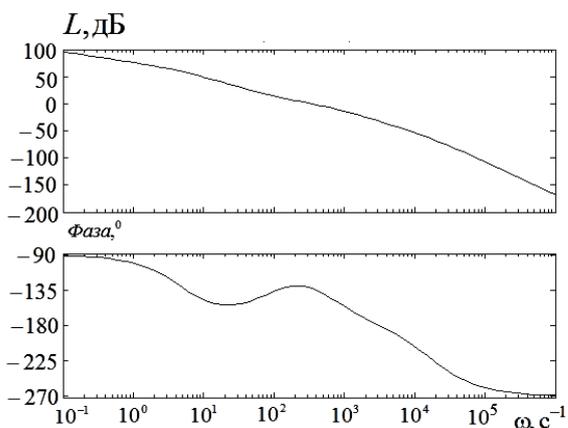


Рис.5.11.1. ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации (канал y)

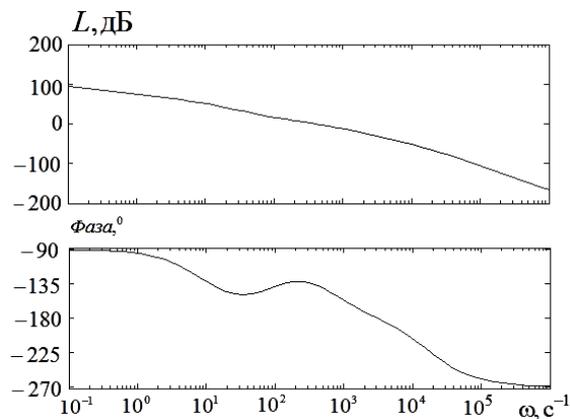


Рис.5.11.2. ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации (канал z)

График ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации по каналу y в соответствии с передаточной функцией (5.8.3) приведен на рис. 5.11.3, а по каналу z в соответствии с передаточной функцией (5.8.4) на рис. 5.11.4. Из приведенных графиков видно, что значение ЛАЧХ замкнутого контура стабилизации по каналам y, z в полосе пропускания составляет $-30 дБ$.

Реакция системы на единичное возмущающее ступенчатое воздействие 1Нм по каналу y приведена на рис. 5.11.5. Время переходного процесса в системе не превышает 0,05 с. Реакция на единичное возмущающее ступенчатое воздействие 1Нм по каналу z приведена на рис.5.11.6. Время переходного процесса в системе также не превышает 0,05 с.

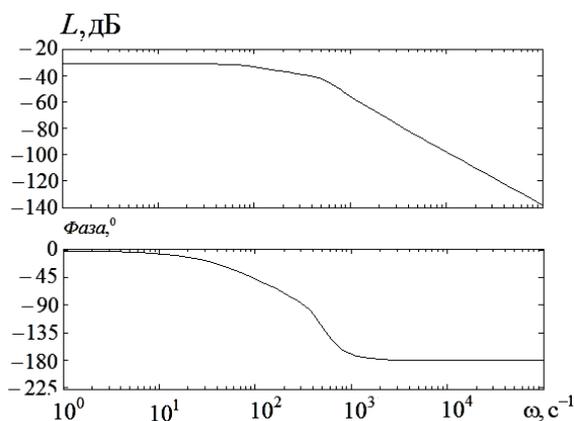


Рис. 5.11.3. ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации (канал y)

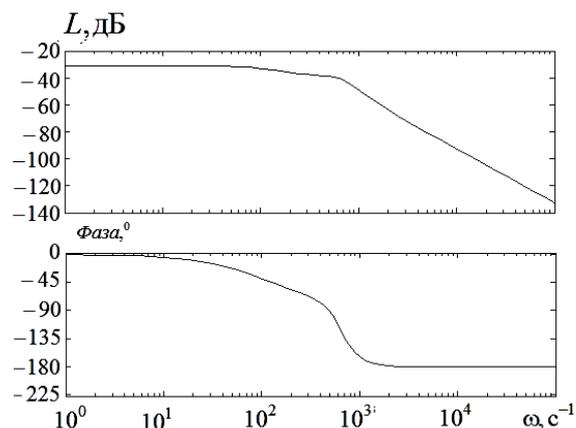


Рис. 5.11.4. ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации (канал z)

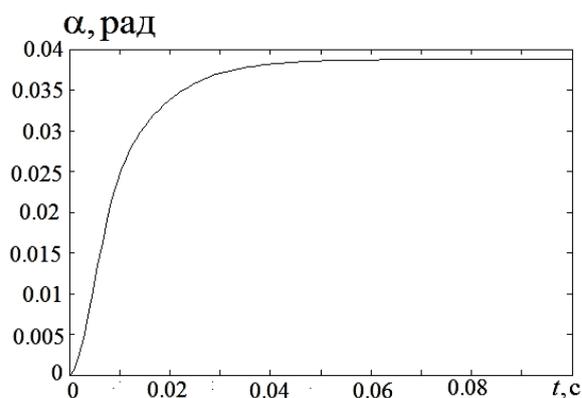


Рис. 5.11.5. Реакция на единичное ступенчатое возмущение (канал y)

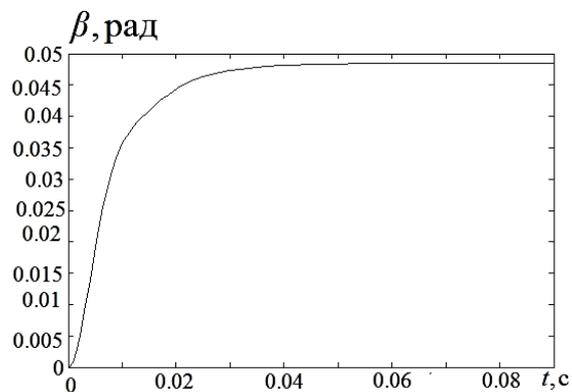


Рис. 5.11.6. Реакция на единичное ступенчатое возмущение (канал z)

При значении $K_{y1} = K_{y2} = 0,16$, $K_{dys1} = K_{dys2} = 0,34 \text{ Вc} / \text{рад}$ в соответствии с (5.8.7), (5.8.8) контура коррекции ГС устойчивы и имеют постоянные времена. $T_8 = T_{10} = K_{dys1} / gK_{a1}K_{y1} = K_{dys2} / gK_{a2}K_{y2} = 3,4 \text{ с}$. ЛАФЧХ контура коррекции по каналу наружной рамы в соответствии с (5.8.21) приведены на рис. 5.11.7. На

рис. 5.11.8. представлены ЛАФЧХ контура коррекции по каналу наружной рамы с учетом динамических характеристиках контура стабилизации.

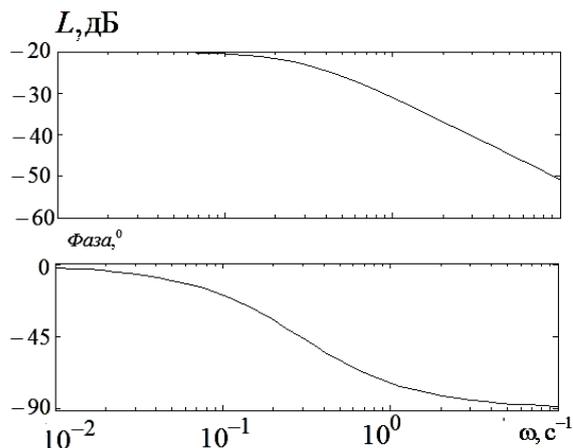


Рис. 5.11.7. ЛАФЧХ контура коррекции по каналу наружной рамы

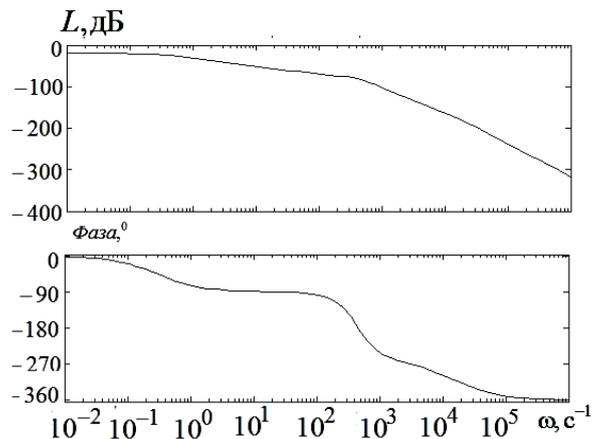


Рис. 5.11.8. ЛАФЧХ контура коррекции по каналу наружной рамы с учетом динамических характеристиках контура стабилизации

ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации по каналу y при замкнутом контуре коррекции в соответствии с передаточной функцией (5.8.23) приведены на рис.5,11.9 а по каналу z в соответствии с передаточной функцией (5.8.24) на рис. 5.11.10.

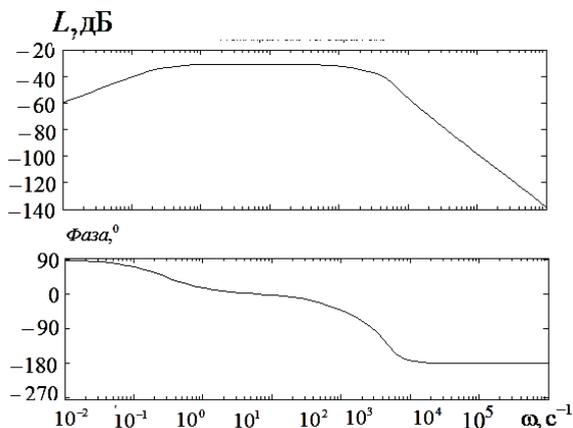


Рис. 5.11.9. ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации по каналу y при замкнутом контуре коррекции

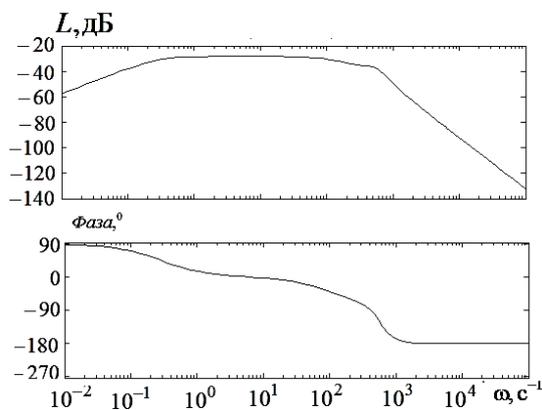


Рис. 5.11.10. ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации по каналу z при замкнутом контуре коррекции

5.12. Имитационная модель многофункциональной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах и результаты исследования погрешностей на неподвижном и подвижном основании

В соответствии с системой нелинейных дифференциальных уравнений (5.7.1) составлена имитационная модель ГВ на ММЧЭ, которая представлена на рис.5.12.1. Имитационная модель миниатюрной индикаторной ГВ составлена в прикладном пакете «SIMULINC» программной среды MATLAB.

Новизна разработанной имитационной модели заключается в том, что она позволяет при моделировании работы системы получить решение сложной нелинейной системы уравнений, включающей как уравнения движения стабилизированной платформы с ПН, чувствительных элементов (ММГ и ММА) с учетом шума в выходных сигналах, так и дифференциальных уравнений кинематики движения карданова подвеса, при воздействии на систему комплекса возмущающих и управляющих воздействий.

Имитационная модель позволяет исследовать работу ГВ как на неподвижном основании, так и при трехкомпонентной качке основания с учетом воздействия моментов вязкого и сухого трения, инерционных моментов, моментов тяжения токоподводов, линейных ускорений движения объекта.

Разработанная в работе имитационная модель позволяет повысить достоверность результатов проектирования ГВ, сократить временные затраты при проектировании, получить численные оценки величин возмущающих воздействий в различных режимах работы, оценить «зашумленность» усилительно - преобразующих трактов ГВ, оценить точность работы системы, выявить вес различных факторов, приводящих к погрешностям функционирования в условиях подвижного основания и действия комплекса возмущающих и управляющих воздействий.

Приведем описание блоков имитационной модели.

Score – погрешность стабилизации по каналам наружной и внутренней рам,

Score 1 – момент двигателя канала НР ГВ,

Score 2 – φ_y ,

Score 3 – φ_z ,

Scope 4 – φ_x ,

Scope 6 – суммарный возмущающий момент по каналу НР,

$\omega_{oz} = \omega_{oz2}$ – блоки задания угловой скорости качки основания относительно оси oz ,

$\omega_{ox} = \omega_{ox1}$ – блоки задания угловой скорости качки основания относительно оси ox ,

ω_{oy} – блок задания угловой скорости качки основания относительно оси oy ,

Transfer Fcn1 – передаточная функция (ПФ) двигателя стабилизации канала НР,

Transfer Fcn3 – ПФ платформы по каналу НР,

Transfer Fcn13 – ПФ ДУС канала НР,

Transfer Fcn6 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации НР,

Transfer Fcn7 – коэффициент передачи по контуру стабилизации канала НР,

Transfer Fcn17 – ПФ платформы по каналу ВР,

Transfer Fcn14 – ПФ ММА канала НР,

Transfer Fcn23 – коэффициент передачи контура коррекции канала НР,

Transfer Fcn12 – амплитуда момента сил сухого трения канала НР,

Transfer Fcn15 – коэффициент момента упругих токоподводов канала НР,

Saturation – ограничение по моменту двигателя стабилизации канала НР,

Pike Generator и Const – блоки управляющего воздействия по каналу НР,

Band Limited White Noise 1 – шумовая составляющая сигнала ММГ канала НР,

Band Limited White Noise 3 – шумовая составляющая сигнала ММА канала НР,

Sine Wawe5, Integrator, Trigonometric Function30, Product25, Trigonometric Function29, Sine Wawe 6, Product26 – блоки задания линейного ускорения качки по каналу НР,

Scope 5 – суммарный возмущающий момент по каналу ВР,

Transfer Fcn4 – ПФ двигателя стабилизации канала ВР,

Transfer Fcn17 – ПФ платформы по каналу ВР,

Transfer Fcn – ПФ ДУС канала ВР,

Transfer Fcn19 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации ВР,
 Transfer Fcn20 – коэффициент передачи по контуру стабилизации канала ВР,
 Transfer Fcn21 – ПФ ММА канала ВР,
 Transfer Fcn18 – коэффициент передачи контура коррекции канала ВР,
 Transfer Fcn16 – амплитуда момента сил сухого трения канала ВР,
 Transfer Fcn18 – коэффициент момента упругих токоподводов канала ВР,
 Saturation1 – ограничение по моменту двигателя стабилизации канала ВР,
 Pike Generator1 и Const1 – блоки управляющего воздействия по каналу ВР,
 Band Limited White Noise 4 – шумовая составляющая сигнала ММГ канала ВР,
 Band Limited White Noise – шумовая составляющая сигнала ММА канала ВР,
 Sine Wave8, Integrator1, Trigonometric Function28, Product27, Trigonometric Function27, Sine Wave 7, Product 28 – блоки задания линейного ускорения качки по каналу ВР.

Рассмотрим поведение ГВ с передаточной функцией $W_3(p)$ на неподвижном основании при замкнутых контурах стабилизации и коррекции, обусловленное шумами в выходных сигналах ММГ и ММА. Оценим среднеквадратическое отклонение (СКО) погрешности стабилизации на неподвижном основании с использованием соотношения, связывающего спектральную плотность на выходе системы $S_{\text{вых}}(\omega)$ со спектральной плотностью на ее входе $S_{\text{вх}}(\omega)$: $S_{\text{вых}}(\omega) = |W_3(p)|^2 S_{\text{вх}}(\omega)$. В этом случае СКО погрешности стабилизации может быть определено с использованием зависимости

$$\sigma_{\alpha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |W_3(p)|^2 S_{\text{вх}}(\omega) d\omega}.$$

Если в ГВ применен ММГ, на выходе которого присутствует белый шум со случайным блужданием ARW, то в соответствии с (5.12.1)

$$\sigma_{\alpha\text{ММГ}} = K_{\text{dys1}} ARW \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{K_{7\text{общ}}^2}{|T_7(j\omega) + 1|^2} d\omega}, \quad (5.12.1)$$

где $K_{7\text{общ}} = 1/gK_a K_{y1}$, $T_7 = K_{\text{dys1}}/gK_{a1} K_{y1} \cos z_0$.

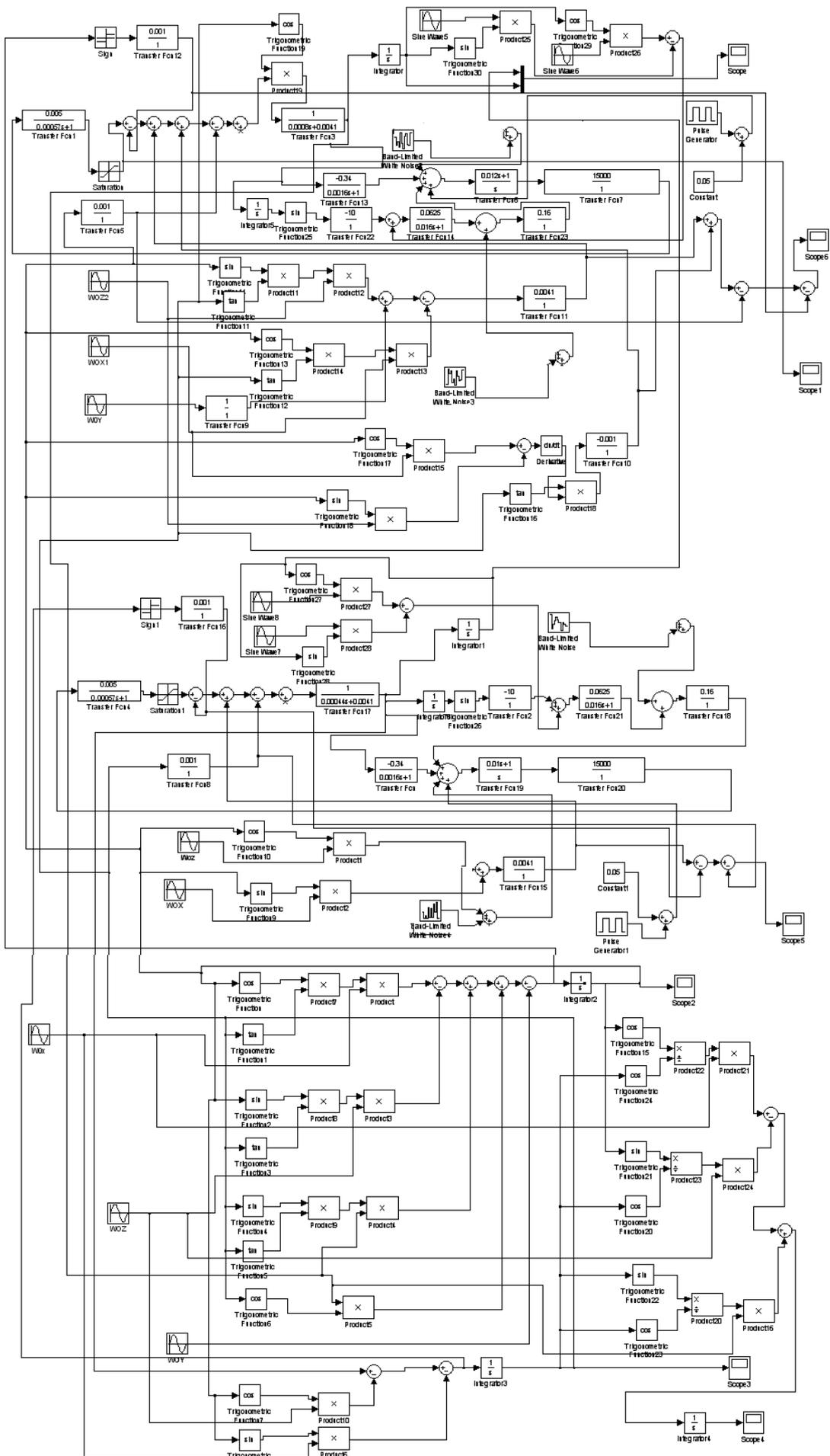


Рис. 5.12.1. Имитационная модель многофункциональной ГВ на ММЧЭ

Используя табличное выражение для вычисления интеграла

$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{K_{7общ}^2}{|T_7(j\omega) + 1|^2} d\omega$ получим

$$\sigma_{\alpha MMГ} = ARW \sqrt{\frac{\cos \varphi_{z0}}{2gK_{a1}K_{y1}K_{dys1}}} K_{dys1}. \quad (5.12.2)$$

Если в ГВ применен ММА, на выходе которого присутствует белый шум со случайным блужданием VRW , то в соответствии с (5.12.3)

$$\sigma_{\alpha MMA} = K_{a1} VRW \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{K_{12общ}^2}{|T_{12}(j\omega) + 1|^2} d\omega}, \quad (5.13.3)$$

где $K_{12общ} = 1/gK_{a1}$, $T_{12} = K_{dys1}/gK_{a1}K_{y1} \cos \varphi_{z0}$.

Используя табличное выражение для вычисления интеграла

$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{K_{12общ}^2}{|T_{12}(j\omega) + 1|^2} d\omega$ получим

$$\sigma_{\alpha MMA} = VRW \sqrt{\frac{\cos \varphi_{z0} K_{y1}}{2gK_{a1}K_{dys1}}} K_{a1}. \quad (5.12.4)$$

СКО погрешности стабилизации, обусловленной шумами ММГ и ММА

$$\sigma_{\alpha MMГ, MMA} = \sqrt{ARW^2 \left(\frac{K_{dys1}^2 \cos \varphi_{z0}}{2gK_{a1}K_{y1}K_{dys1}} \right) + VRW^2 \left(\frac{K_{a1}^2 \cos \varphi_{z0} K_{y1}}{2gK_{a1}K_{dys1}} \right)}. \quad (5.12.5)$$

Пусть $ARW = 0,0024^0/\sqrt{c}$, $VRW = 0,001 м/с^2/\sqrt{c}$, тогда при $\varphi_{z0} = 0^0$
 $\sigma_{\alpha MMГ} = 0,0031^0$, $\sigma_{\alpha MMA} = 0,0004^0$, $\sigma_{\alpha MMГ, MMA} = 0,0031^0$. Если рассматривать СКО погрешности стабилизации, обусловленной шумами ММГ и ММА как функцию K_{y1} , то эта величина минимальна при $K_{y1} = (ARW \times K_{dys1})/(VRW \times K_{a1})$. В рассмотренном примере $K_{y1} = (ARW \times K_{dys1})/(VRW \times K_{a1}) = 12,55$. Однако значение коэффициента $K_{y1} = 12,55$ в данном расчетном примере является не приемлемым, так как собственная постоянная времени контура коррекции становится в этом случае слишком малой и ГВ в значительной степени подвержена воздействию линейных ускорений. Следует отметить, что при расчетном значении $K_{y1} = 0,16$ превалирует погрешность, обусловленная шумом в

выходном сигнале ММГ. График погрешности стабилизации, обусловленной шумами ММГ и ММА, представлен на рис.5.12.2.

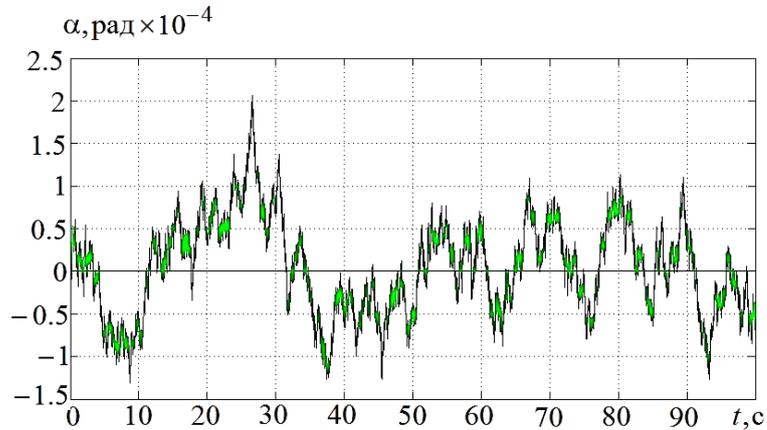


Рис.5.12.2. Погрешность стабилизации

Рассмотрим работу прибора при трехкомпонентной качке основания ($\omega_{ox} = A\omega \sin \omega t$, $\omega_{oz} = A\omega \sin \omega t$, $\omega_{oy} = A\omega \sin \omega t$, $A = 2^0$, $\omega = 2\Gamma y$).

На рис. 5.12.3 представлен график погрешностей стабилизации по каналу наружной рамы от воздействия моментов сил вязкого и сухого трения, инерционных моментов, моментов тяжения токоподводов при трехкомпонентной качке основания. Отклонение от вертикали не превышает $\pm 0,3 \text{ угл. мин}$.

На рис.5.12.4 представлен график погрешностей стабилизации по каналу наружной рамы от воздействия линейных ускорений качки основания. По осям чувствительности акселерометра канала наружной рамы и канала платформы линейное ускорение задавалось в виде $W_1 = W_y \cos \alpha - W_x \sin \alpha$, $W_2 = W_z \cos \beta - W_x \sin \beta$. Составляющие линейного ускорения места установки ГС, обусловленные качкой и линейным движением центра масс транспортного средства, с точностью до малых первого порядка [92] могут быть записаны $V_x = \ddot{\eta} + x\ddot{\psi} - z\ddot{\gamma}$, $V_y = \ddot{\xi} - y\ddot{\psi} + z\ddot{\nu}$, $V_z = -\ddot{\zeta} + x\ddot{\nu} - y\ddot{\gamma}$. Здесь x, y, z – координаты места установки ГВ на подвижном объекте; ψ, γ, ν – углы рыскания, крена и тангажа; $\ddot{\eta}, \ddot{\xi}, \ddot{\zeta}$ – линейные ускорения центра масс транспортного средства. Рассмотрено функционирование ГВ при $x=0, y=0, \ddot{\eta}=0, \ddot{\xi}=0, z=0,05 \text{ м}$,

$\ddot{\zeta} = 0,25 м / с^2 \sin 12,56t$. Амплитуда погрешности стабилизации в установившемся режиме не превышает ± 2 *угл.мин.*

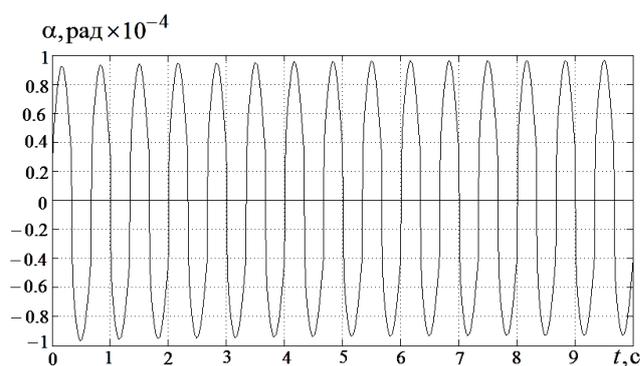


Рис.5.12.3.Погрешность стабилизации

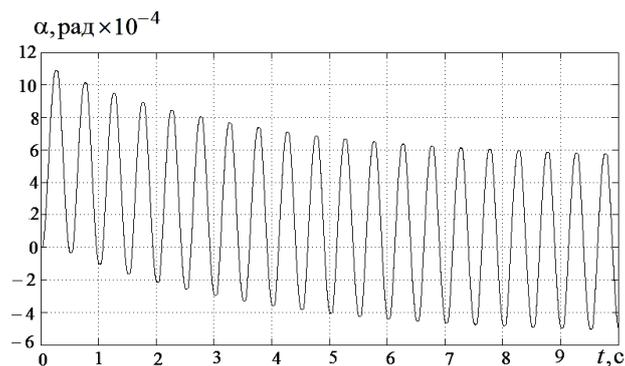


Рис.5.12.4. Погрешность стабилизации

На рис. 5.12.5 представлен график суммарной погрешности стабилизации по каналу наружной рамы от воздействия моментов вязкого и сухого трения, инерционных моментов, моментов тяжения токоподводов, линейных ускорений качки основания, случайных составляющих в выходных сигналах ММГ и ММА. Отклонение от вертикали не превышает $\pm 2,9$ *угл.мин.*

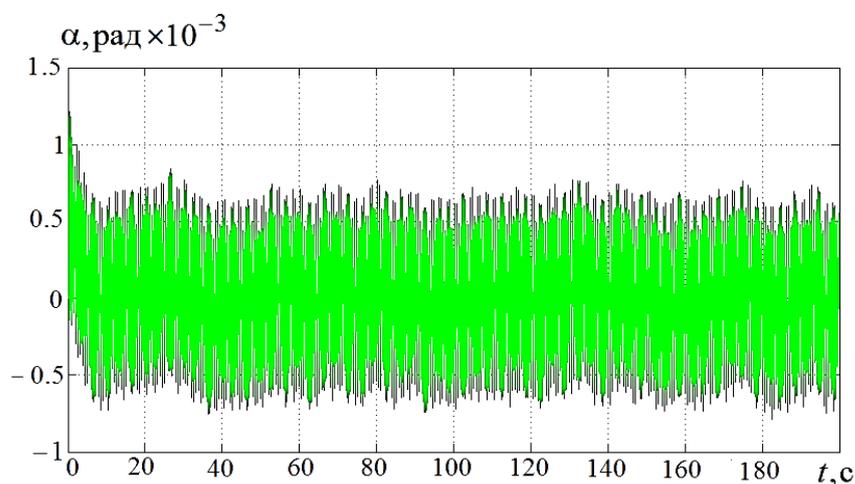


Рис.5.12.5. Суммарная погрешность стабилизации

5.13. Способ формирования управляющего сигнала, обеспечивающего повышение быстродействия гировертикали

При создании миниатюрной многофункциональной ГВ, с возможностью одновременного выполнения функции стабилизации и управления ПН в пространстве и функции выработки информации об углах крена и тангажа

транспортного средства возникает задача обеспечения быстрого программного поворота ПН в пространстве, в то время как объект управления в соответствии с (5.8.17), (5.8.18) представляет собой систему с собственной постоянной времени, измеряемой единицами и даже десятками секунд. На рис.5.13.1 представлен график программного поворота платформы, когда вид управляющего сигнала соответствует ступенчатому сигналу с амплитудой 0,05В.

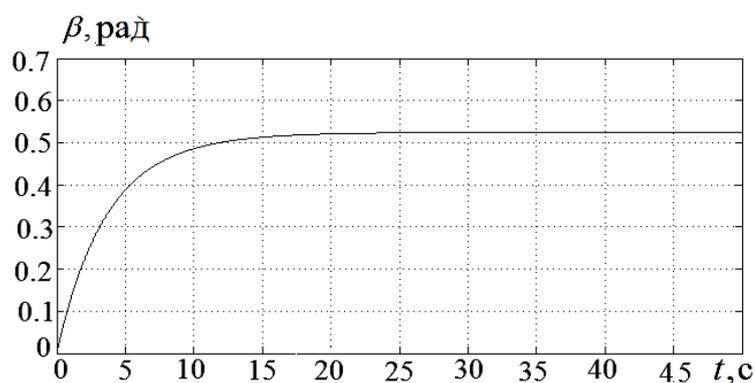


Рис.5.13.1. Программируемый поворот платформы

Время поворота на угол 0,525 рад, составляющее 20 с, слишком велико. Задача уменьшения времени программного поворота может быть решена при формировании управляющих сигналов $U_{y1}(t)$, $U_{y3}(t)$ в соответствии с выражениями [195]:

- при отклонении платформы по оси наружной рамки на угол α_{np}

$$U_{y3}(t) = 0;$$

$$U_{y1}(t) = U_1 = const;$$

$$\text{если } \alpha_m(t) = \alpha_{np}, \text{ то } U_{y1}(t) = U_2 = const, \quad U_1 > U_2;$$

-при возврате платформы к горизонтальному положению из положения α_{np}

$$U_{y3}(t) = 0;$$

$$U_{y1}(t) = -U_1 = const;$$

$$\text{если } \alpha_m(t) = 0, \text{ то } U_{y1}(t) = 0;$$

- при отклонении платформы по оси наружной рамки на угол $-\alpha_{np}$

$$U_{y3}(t) = 0;$$

$$U_{y1}(t) = -U_1 = const;$$

$$\text{если } \alpha_m(t) = -\alpha_{np}, \text{ то } U_{y1}(t) = -U_2 = const, -U_2 > -U_1;$$

- при возврате платформы к горизонтальному положению из положения $-\alpha_{np}$

$$U_{y3}(t) = 0;$$

$$U_{y1}(t) = U_1 = const;$$

$$\text{если } \alpha_m(t) = 0, \text{ то } U_{y1}(t) = 0.$$

- при отклонении платформы по оси наружной рамки на угол β_{np}

$$U_{y1}(t) = 0;$$

$$U_{y3}(t) = U_1 = const;$$

$$\text{если } \beta_m(t) = \beta_{np}, \text{ то } U_{y1}(t) = U_2 = const, U_1 > U_2;$$

-при возврате платформы к горизонтальному положению из положения β_{np}

$$U_{y1}(t) = 0;$$

$$U_{y3}(t) = -U_1 = const;$$

$$\text{если } \beta_m(t) = 0, \text{ то } U_{y3}(t) = 0;$$

- при отклонении платформы по оси наружной рамки на угол $-\beta_{np}$

$$U_{y1}(t) = 0;$$

$$U_{y3}(t) = -U_1 = const;$$

$$\text{если } \beta_m(t) = -\beta_{np}, \text{ то } U_{y1}(t) = -U_2 = const, -U_2 > -U_1;$$

- при возврате платформы к горизонтальному положению из положения $-\beta_{np}$

$$U_{y1}(t) = 0;$$

$$U_{y3}(t) = U_1 = const;$$

$$\text{если } \beta_m(t) = 0, \text{ то } U_{y3}(t) = 0.$$

здесь α_{np} , β_{np} – программируемый угол поворота платформы с по каналам наружной рамы и платформы. Диаграмма управляющего сигнала представлена на рис.5.13.2. При этом в начальный момент времени обеспечивается форсирование процесса управления путем подачи управляющего сигнала высокого уровня (например, 0,5В), а при достижении заданного угла переход к низкому уровню

управляющего сигнала (например, 0,05В), обеспечивающего удержание заданного угла поворота (рис.5.13.3).

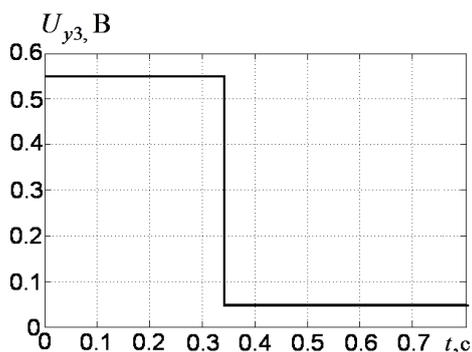


Рис.5.13.2 Управляющий сигнал

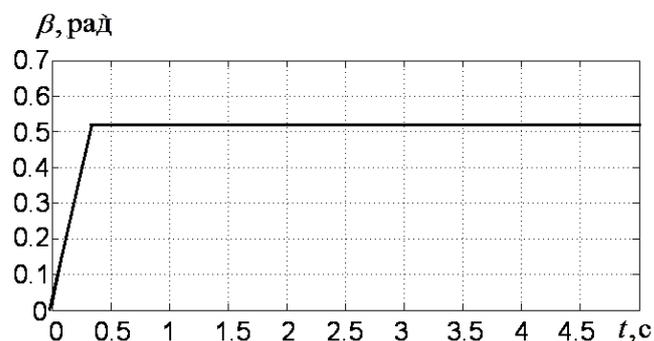


Рис.5.13.3. Программируемый поворот платформы

В последнем случае поворот на угол 0,525 рад осуществлен за 0,35с.

5.14. Погрешности информации об углах крена и тангажа в процессе программируемого поворота платформы, обусловленные отклонением параметров гировертикали от параметров вычислительного устройства

На рис. 5.14.1 представлена имитационная модель, позволяющая определить погрешности при выдаче информации об углах крена и тангажа ПО, обусловленные отклонением параметров ГВ от параметров вычислительного устройства .

Рассмотрим погрешности определения углов ориентации в результате отклонения следующих параметров ГВ от соответствующих параметров вычислительного устройства : коэффициента передачи двигателя стабилизации, электромагнитной постоянной времени двигателя стабилизации, момента инерции ГВ по осям стабилизации, удельного момента вязкого трения, коэффициента передачи и постоянной времени ММГ, коэффициента передачи и постоянной времени ММА. Отклонение вышеперечисленных параметров от соответствующих параметров вычислительного устройства (кроме коэффициента вязкого трения) примем равным 1%. Отклонение удельного момента вязкого трения от соответствующего параметра вычислительного устройства примем равным 10%.

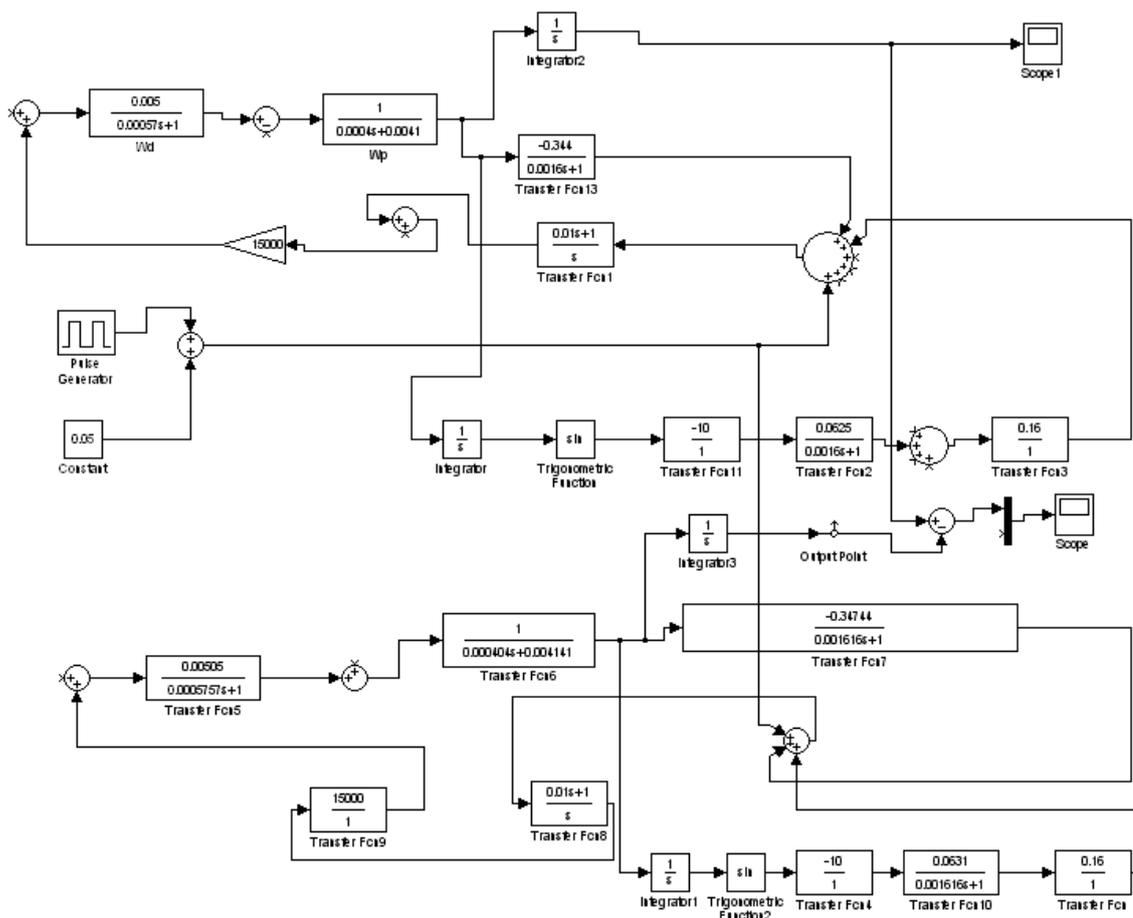


Рис. 5.14.1. Имитационная модель

На рис. 5.14.2 приведен график погрешности в результате отклонения коэффициента передачи двигателя стабилизации от соответствующего параметра вычислительного устройства. Максимальная величина погрешности составляет 12 угл.сек. На рис. 5.14.3 приведен график погрешности в результате отклонения электромагнитной постоянной времени двигателя стабилизации от соответствующего параметра вычислительного устройства. Максимальная величина погрешности составляет 0,14 угл. сек. На рис. 5.14.4 приведен график погрешности в результате отклонения момента инерции ГС по оси стабилизации от соответствующего параметра вычислительного устройства. Максимальная величина погрешности составляет 10 угл. сек. На рис. 5.14.5 приведен график погрешности в результате отклонения удельного момента вязкого трения по оси стабилизации от соответствующего параметра вычислительного устройства. Максимальная величина погрешности составляет 5,2 угл. сек. На рис. 5.14.6 приведен график погрешности в результате отклонения постоянной времени ММГ

от соответствующего параметра вычислительного устройства. Максимальная величина погрешности составляет 8,3 угл. сек. На рис.5.14.7 приведен график погрешности в результате отклонения коэффициента передачи ММГ от соответствующего параметра вычислительного устройства. Максимальная величина погрешности составляет 17,2 угл. мин. На рис. 5.14.8 приведен график погрешности в результате отклонения постоянной времени ММА от соответствующего параметра вычислительного устройства. Максимальная величина погрешности составляет 0,5 угл. сек. На рис.5.14.9 приведен график погрешности в результате отклонения коэффициента передачи ММА от соответствующего параметра вычислительного устройства. Максимальная величина погрешности составляет 19 угл. мин. На рис. 5.14.10 приведен график погрешности в результате одновременного отклонения всех вышеперечисленных параметров ГС от соответствующих параметров вычислительного устройства. Максимальная величина погрешности составляет 19 угл. мин.

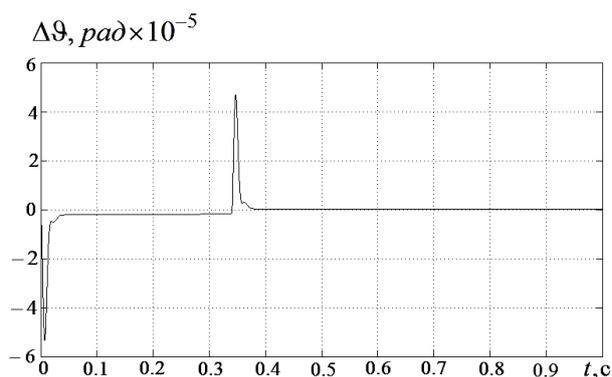


Рис.5.14.2. Погрешность определения угла отклонения основания в результате изменения коэффициента передачи двигателя стабилизации

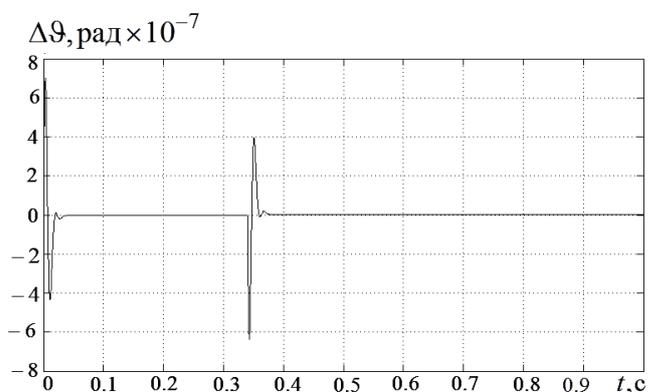


Рис. 5.14.3. Погрешность определения угла отклонения основания в результате изменения постоянной времени двигателя стабилизации

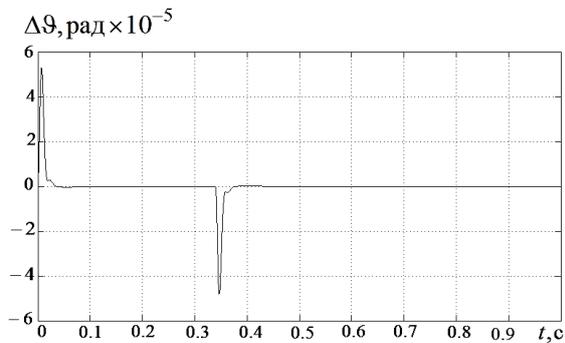


Рис. 5.14.4. Погрешность определения угла отклонения основания в результате погрешности определения момента инерции

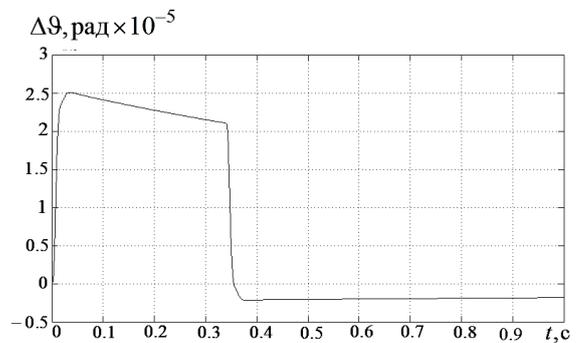


Рис.5.14.5. Погрешность определения угла отклонения основания в результате изменения удельного момента вязкого трения

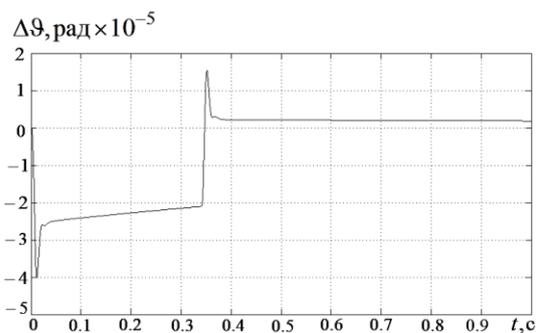


Рис. 5.14.6. Погрешность определения угла отклонения основания в результате изменения постоянной времени ММГ

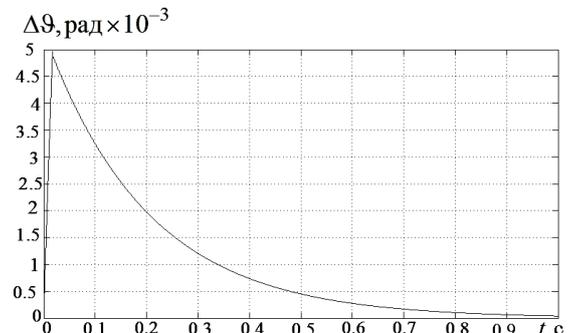


Рис.5.14.7. Погрешность определения угла отклонения основания в результате изменения коэффициента передачи ММГ

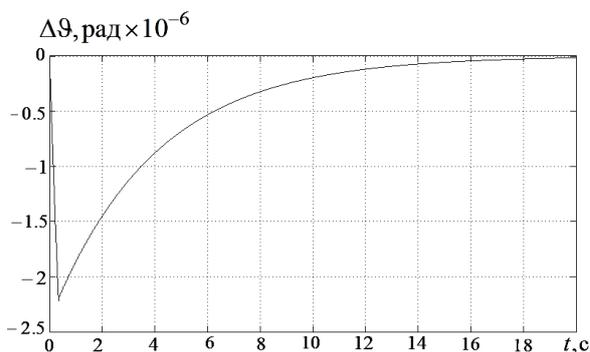


Рис. 5.14.8. Погрешность определения угла отклонения основания в результате изменения постоянной времени ММА

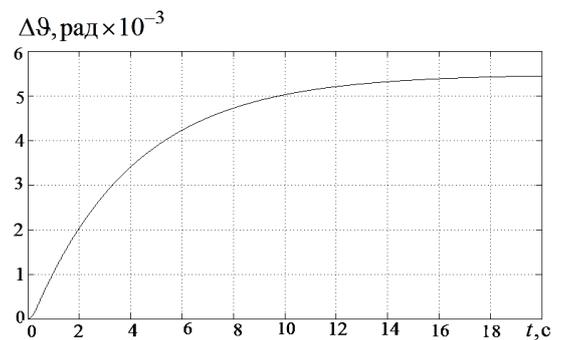


Рис.5.14.9. Погрешность определения угла отклонения основания в результате изменения коэффициента передачи ММА

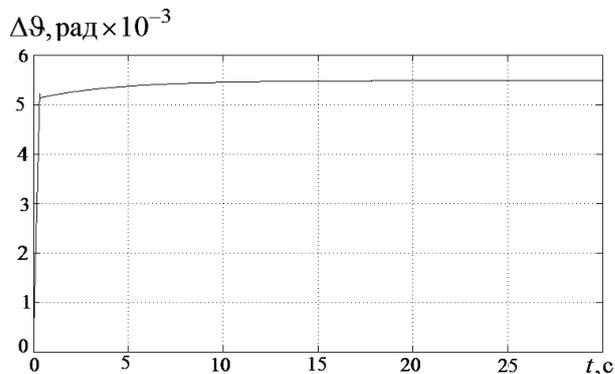


Рис.5.14.10. Суммарная погрешность определения угла отклонения основания

5.15. Структурные решения построения многофункциональной гировертикали повышенной точности на микромеханических чувствительных элементах

Анализ передаточных функций (5.8.17), (5.8.21) показывает, что для уменьшения погрешностей стабилизации, обусловленных шумом в выходных сигналах ММГ, необходимо увеличить коэффициент передачи по контуру коррекции, но это приводит к уменьшению постоянной времени по контуру коррекции, а следовательно к существенному возрастанию погрешностей стабилизации от воздействия линейных ускорений движения объекта.

Задача повышения точности ГВ на ММЧЭ может быть решена за счет выбора целесообразной структуры построения системы [201, 202, 203]. С целью повышения точности функционирования ГВ применим структуру акселерометрической коррекции, при которой передаточная функция ГВ, как отношение погрешности стабилизации к линейным ускорениям основания, представляет собой фильтр Баттерворта третьего порядка. Рассмотрим передаточную функцию фильтра Баттерворта третьего порядка

$$W(p) = \frac{K\omega_c^2}{p^2 + \omega_c p + \omega_c^2} \cdot \frac{\omega_c}{p + \omega_c} = \frac{K\omega_c^3}{p^3 + 2\omega_c p^2 + 2\omega_c^2 p + \omega_c^3} = \frac{K}{\frac{p^3}{\omega_c^3} + \frac{2p^2}{\omega_c^2} + \frac{2p}{\omega_c^2} + 1}, \quad (5.15.1)$$

где ω_c – частота среза системы.

Структурная схема ГВ с передаточной функцией в виде в виде фильтра Баттерворта третьего порядка может быть реализована, как это показано на рис. 5.15.1, 5.15.2.

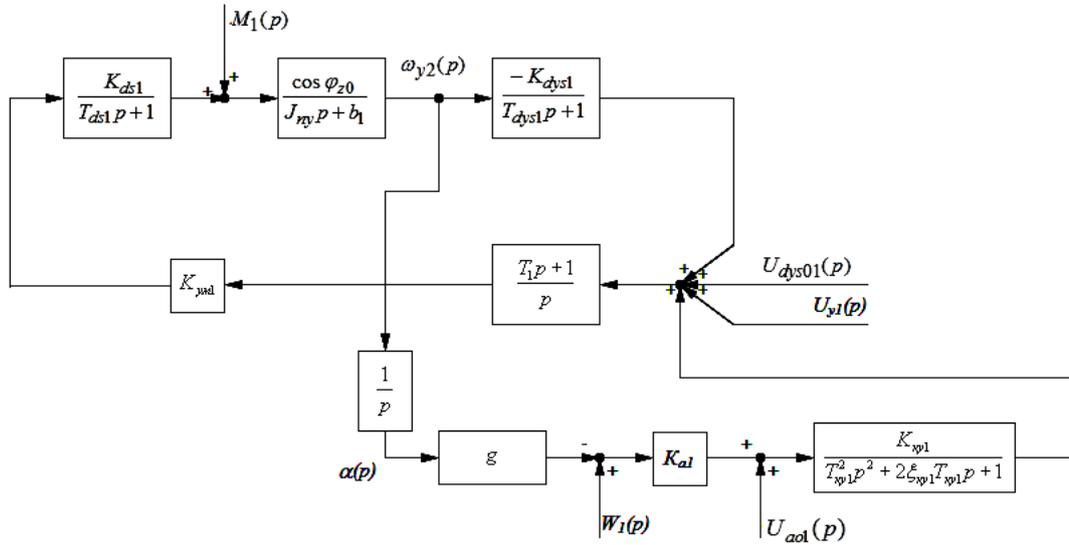


Рис. 5.15.1. Структурная схема ГВ (канал наружной рамы)

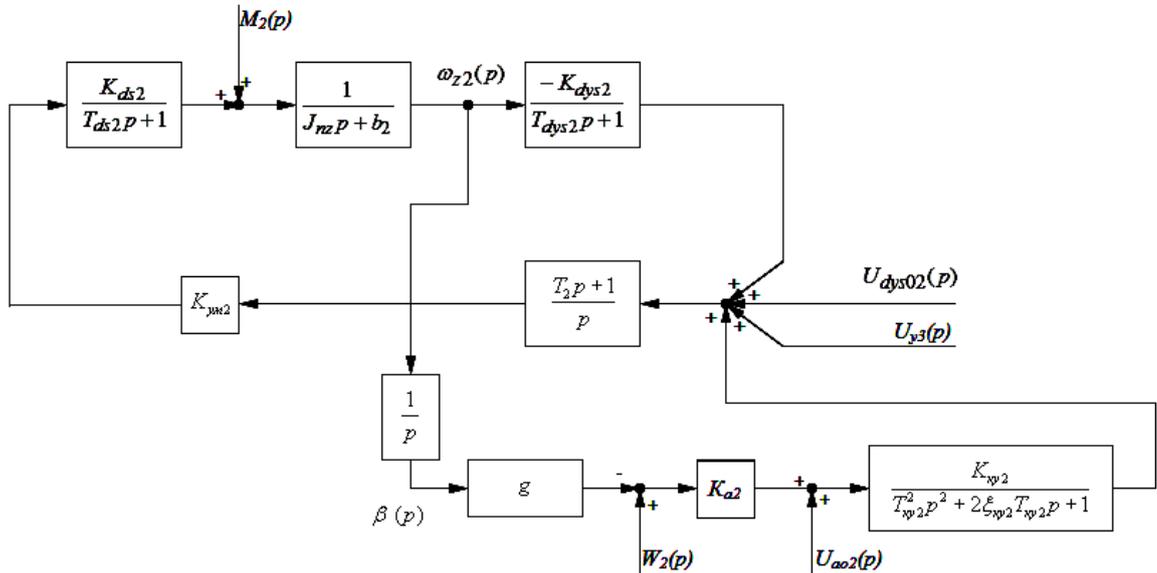


Рис. 5.15.2. Структурная схема ГВ (канал платформы)

Если передаточная функция корректирующего устройства контура коррекции равна

$$W_{ky1}(p) = K_{ky1} / (T_{ky1}^2 p^2 + 2\xi_{ky1} T_{ky1} p + 1), \quad (5.15.2)$$

то передаточная функция замкнутой системы имеет вид (пренебрегая малыми постоянными времени ДУС и ДМ)

$$\frac{\alpha(p)}{W_1(p)} = \frac{\frac{1}{g}}{\frac{T_{ky1}^2 K_{dys1}}{K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1} \cdot g} p^3 + \frac{2\xi_{ky1} T_{ky1} K_{dys1}}{g K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p^2 + \frac{K_{dys1}}{g K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p + 1} \quad (5.15.3)$$

Таким образом, параметры корректирующего устройства следует выбирать исходя из системы уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{T_{ky1}^2 K_{dys1}}{K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1} \cdot g} = \frac{1}{\omega_c^3}, \\ \frac{2\xi_{ky1} T_{ky1} K_{dys1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} = \frac{2}{\omega_c^2}, \\ \frac{K_{dys1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} = \frac{2}{\omega_c}. \end{array} \right. \quad (5.15.4)$$

Отсюда

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{ky1}^2 = 1/2\omega_c^2, \\ \xi_{ky1} = 1/\sqrt{2}, \\ K_{ky1} = \frac{K_{dys1}\omega_c}{2gK_{a1} \cos \varphi_{z0}}. \end{array} \right. \quad (5.15.5)$$

Реализация ГВ, передаточная функция которой соответствует фильтру Баттерворта третьего порядка, позволяет получить наклон ЛАЧХ выше частоты среза системы -60дБ/дек в отличие от рассмотренной выше структуры ГВ с пропорциональным законом коррекции, у которой наклон ЛАЧХ выше частоты среза составляет -20дБ/дек .

Запишем передаточную функцию системы по управляющему воздействию

$$\frac{\alpha(p)}{U_{y1}(p)} = \frac{\cos \varphi_{z0} (T_{ky1}^2 p^2 + 2\xi_{ky1} T_{ky1} p + 1)}{T_{ky1}^2 K_{dys1} p^3 + 2\xi_{ky1} T_{ky1} K_{dys1} p^2 + K_{dys1} p + gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}}$$

или

$$\frac{\alpha(p)}{U_{y1}(p)} = \frac{\frac{1}{gK_{a1} K_{ky1}} (T_{ky1}^2 p^2 + 2\xi_{ky1} T_{ky1} p + 1)}{\frac{T_{ky1}^2 K_{dys1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p^3 + \frac{2\xi_{ky1} T_{ky1} K_{dys1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p^2 + \frac{K_{dys1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p + 1}. \quad (5.15.6)$$

Коэффициент передачи по управляющему воздействию

$$k = \frac{1}{gK_{a1} K_{ky1}}.$$

Так как точка приложения управляющего воздействия в системе совпадает с точкой приложения шума ММГ, то соответствующая передаточная функция имеет вид

$$\frac{\alpha(p)}{U_{dysol}(p)} = \frac{\cos \varphi_{z0} (T_{кв1}^2 p^2 + 2\xi_{кв1} T_{кв1} p + 1)}{T_{кв1}^2 K_{двс1} p^3 + 2\xi_{кв1} T_{кв1} K_{двс1} p^2 + K_{двс1} p + gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{кв1}}, \text{ или}$$

$$\frac{\alpha(p)}{U_{dysol}(p)} = \frac{\frac{1}{gK_{a1} K_{кв1}} (T_{кв1}^2 p^2 + 2\xi_{кв1} T_{кв1} p + 1)}{\frac{T_{кв1}^2 K_{двс1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{кв1}} p^3 + \frac{2\xi_{кв1} T_{кв1} K_{двс1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{кв1}} p^2 + \frac{K_{двс1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{кв1}} p + 1}, \quad (5.15.7)$$

где коэффициент передачи

$$K = \frac{1}{gK_{a1} K_{кв1}}.$$

Применение структуры ГВ, передаточная функция которой соответствует фильтру Баттерворта третьего порядка обеспечивает эффективное ослабление влияния линейных ускорений на погрешность стабилизации ГВ и допускает увеличение коэффициента передачи $K_{кв1}$, что приводит к уменьшению влияния шума ММГ на погрешность стабилизации ГВ. Например, при частоте среза ГВ $\omega_c = 1,43 \text{ с}^{-1}$ параметры корректирующего устройства в соответствии (5.15.5) будут равны: $T_{кв1}^2 = 0,245 \text{ с}^2$, $2\xi_{кв1} T_{кв1} = 0,7$, $K_{кв1} = 0,39$. ЛАФЧХ, построенная по передаточной функции (5.5.3), представлена на рис.5 15.3.

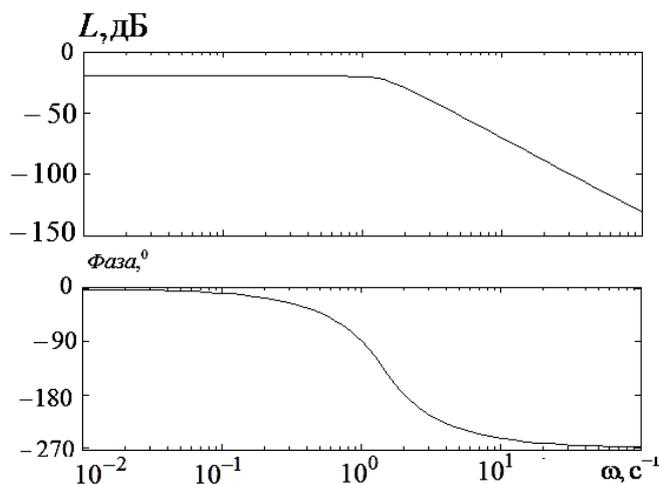


Рис. 5.15.3. ЛАФЧХ замкнутой системы

В таблице 5.15.1 приведены значения ЛАЧХ ГВ, передаточная функция которой соответствует фильтру Баттерворта третьего порядка и ГВ с пропорциональным законом акселерометрической коррекции для характерных частот качки основания.

Таблица 5.15.1. Значения ЛАЧХ ГВ для различных законов акселерометрической коррекции

Тип закона акселерометрической коррекции	С колебательным звеном в контуре коррекции		С пропорциональным законом управления в контуре коррекции	
	Значения ЛАЧХ	Коэффициент ослабления (величина обратная значению АЧХ)	Значения ЛАЧХ	Коэффициент ослабления (величина обратная значению АЧХ)
$\omega = 6,28c^{-1}$	-58,6дБ	861	-46,6дБ	213
$\omega = 12,56c^{-1}$	-76,5дБ	6683	-52,7дБ	431

Рассмотрим поведение ГВ с передаточной функцией $W_3(p)$ на неподвижном основании при замкнутых контурах стабилизации и коррекции, обусловленное шумами в выходных сигналах ММГ и ММА. Оценим среднеквадратическое отклонение (СКО) погрешности стабилизации на неподвижном основании с использованием соотношения, связывающего спектральную плотность на выходе системы $S_{\text{вых}}(\omega)$ со спектральной плотностью на ее входе $S_{\text{вх}}(\omega)$: $S_{\text{вых}}(\omega) = |W_3(p)|^2 S_{\text{вх}}(\omega)$. В этом случае СКО погрешности стабилизации может быть определено с использованием зависимости

$$\sigma_{\alpha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |W_3(p)|^2 S_{\text{вх}}(\omega) d\omega}. \quad (5.15.7)$$

Если в ГВ применен ММГ, на выходе которого присутствует белый шум со случайным блужданием ARW, то в соответствии с

$$\sigma_{\alpha MMГ} = K_{dys1} ARW \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{\cos \varphi_{z0} (T_{ky1}^2 p^2 + 2\xi_{ky1} T_{ky1} p + 1)}{T_{ky1}^2 K_{dys1} p^3 + 2\xi_{ky1} T_{ky1} K_{dys1} p^2 + K_{dys1} p + gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} \right|^2 d\omega} \quad (5.15.7)$$

Используя табличное выражение для вычисления интеграла

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{\cos \varphi_{z0} (T_{ky1}^2 p^2 + 2\xi_{ky1} T_{ky1} p + 1)}{T_{ky1}^2 K_{dys1} p^3 + 2\xi_{ky1} T_{ky1} K_{dys1} p^2 + K_{dys1} p + gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} \right|^2 d\omega \text{ получим}$$

$$\sigma_{\alpha MMГ} = ARW \cos \varphi_{z0} K_{dys1} \times \sqrt{\frac{(4T_{ky1}^2 \xi^2 - 2T_{ky1}^2) T_{ky1}^2 K_{dys1} g K_{a1} K_{y1} \cos \varphi_{z0} - T_{ky1}^4 K_{dys1} g K_{a1} K_{y1} \cos \varphi_{z0} - T_{ky1}^2 K_{dys1} 2\xi T_{ky1} K_{dys1}}{2T_{ky1}^2 K_{dys1} g K_{a1} K_{y1} \cos \varphi_{z0} (T_{ky1}^2 K_{dys1} g K_{a1} K_{y1} \cos \varphi_{z0} - 2\xi T_{ky1} K_{dys1}^2)}} \quad (5.15.8)$$

Если в ГВ применен ММА, на выходе которого присутствует белый шум со случайным блужданием VRW , то в соответствии с (5.15.9)

$$\sigma_{\alpha MMA} = VRW \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{\frac{1}{g}}{\frac{T_{ky1}^2 K_{dys1}}{K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1} g} p^3 + \frac{2\xi_{ky1} T_{ky1} K_{dys1}}{g K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p^2 + \frac{K_{dys1}}{g K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p + 1} \right|^2 d\omega} \quad (5.15.9)$$

Используя табличное выражение для вычисления интеграла

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{\frac{1}{g}}{\frac{T_{ky1}^2 K_{dys1}}{K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1} g} p^3 + \frac{2\xi_{ky1} T_{ky1} K_{dys1}}{g K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p^2 + \frac{K_{dys1}}{g K_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p + 1} \right|^2 d\omega \text{ получим}$$

$$\sigma_{\alpha MMA} = VRW \cos \varphi_{z0} K_{y1} \sqrt{\frac{T_{ky1}^2 K_{dys1} 2\xi T_{ky1} K_{dys1}}{2T_{ky1}^2 K_{dys1} g K_{a1} K_{y1} \cos \varphi_{z0} (2\xi T_{ky1} K_{dys1}^2 - T_{ky1}^2 K_{dys1} g K_{a1} K_{y1} \cos \varphi_{z0})}} \quad (5.15.10)$$

СКО погрешности стабилизации, обусловленной шумами ММГ и ММА

$$\sigma_{\alpha MMГ, MMA} = \sqrt{\sigma_{\alpha MMA}^2 + \sigma_{\alpha MMГ}^2} \quad (5.15.11)$$

Пусть $ARW = 0,0024^0 / \sqrt{c}$, $VRW = 0,001_{M/c^2} / \sqrt{c}$, тогда при $\varphi_{z0} = 0^0$, $\sigma_{\alpha_{ММГ}} = 0,002584^0$, $\sigma_{\alpha_{ММА}} = 0,0011^0$, $\sigma_{\alpha_{ММГ,ММА}} = 0,0028^0$.

На рис. 5.15.4 представлен график суммарной погрешности стабилизации по каналам наружной рамы и платформы от воздействия моментов сил вязкого и сухого трения, инерционных моментов, моментов тяжения токоподводов, линейных ускорений качки основания, случайных составляющих в выходных сигналах ММГ и ММА, полученный путем численного решения системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающей динамику системы. Погрешность стабилизации не превышает $\pm 0,69$ угл. мин. Амплитуда составляющей погрешности от воздействия моментов сил вязкого и сухого трения, инерционных моментов, моментов тяжения токоподводов. составляет $\pm 0,6$ угл. мин. Амплитуда составляющая погрешности стабилизации от воздействия линейных ускорений качки основания в этом случае пренебрежимо мала и составляет $\pm 1,5$ угл. сек. Итоговая погрешность стабилизации уменьшена в 4,2 раза по сравнению со структурой акселерометрической коррекции с пропорциональным законом управления за счет уменьшения составляющих погрешности стабилизации, обусловленных линейными ускорениями качки основания и шумами в выходных сигналах ММГ и ММА. График программного разворота представлен на рис. 5.15.5, а погрешность определения угла ориентации на рис. 5.15.6.

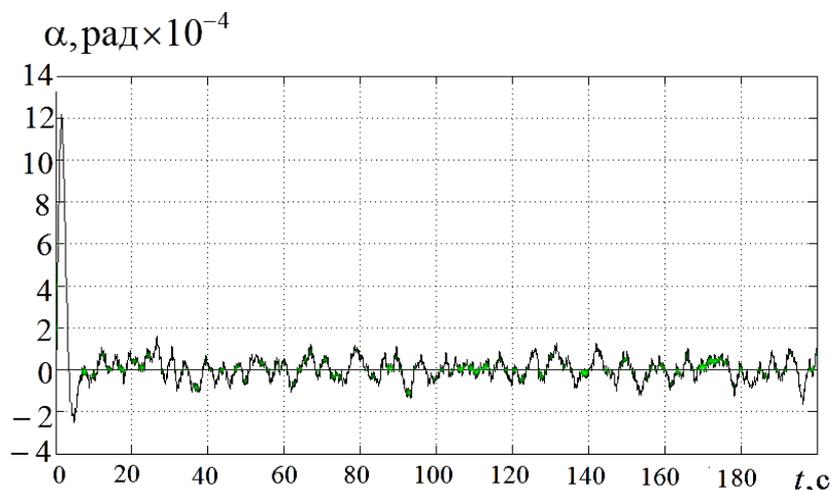


Рис.5.15.4. Погрешность стабилизации

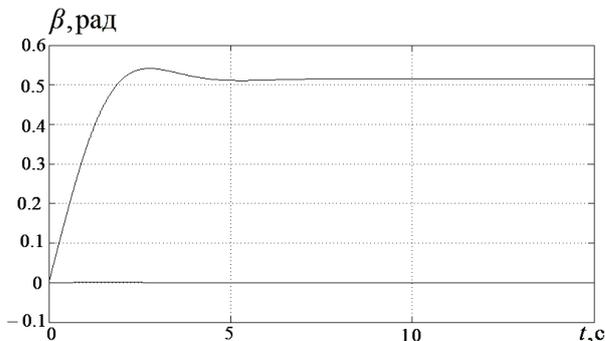


Рис.5.15.5. Программный поворот платформы

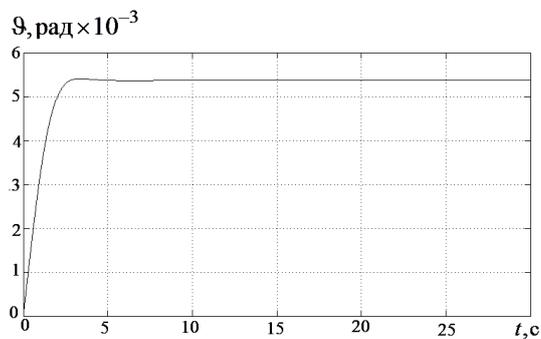


Рис.5.15.6. Погрешность определения угла ориентации

Рассмотрим структурную схему ГВ с корректирующим устройством в контуре коррекции в виде комбинации колебательного звена и изодромного звена, как это показано на рис. 5.15.7, 5.15.8.

Передаточная функция корректирующего звена имеет вид

$$W_{ky1}(p) = \frac{K_{ky2}(T_{ky3}p + 1)}{(T_{ky2}^2 p^2 + 2\xi_{ky2} T_{ky2} p + 1)p} \tag{5.15.12}$$

В этом случае (пренебрегая малыми постоянными времени ДУС и ДМ) передаточная функция имеет астатизм первого порядка

$$\frac{\alpha(p)}{U_{dys01}(p)} = \frac{\frac{1}{gK_{a1}K_{ky1}} p(T_{ky1}^2 p^2 + 2\xi_{ky1} T_{ky1} p + 1)}{\frac{T_{ky1}^2 K_{dys1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p^4 + \frac{2\xi_{ky1} T_{ky1} K_{dys1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p^3 + \frac{K_{dys1}}{gK_{a1} \cos \varphi_{z0} K_{ky1}} p^2 + T_{ky3} p + 1} \tag{5.15.13}$$

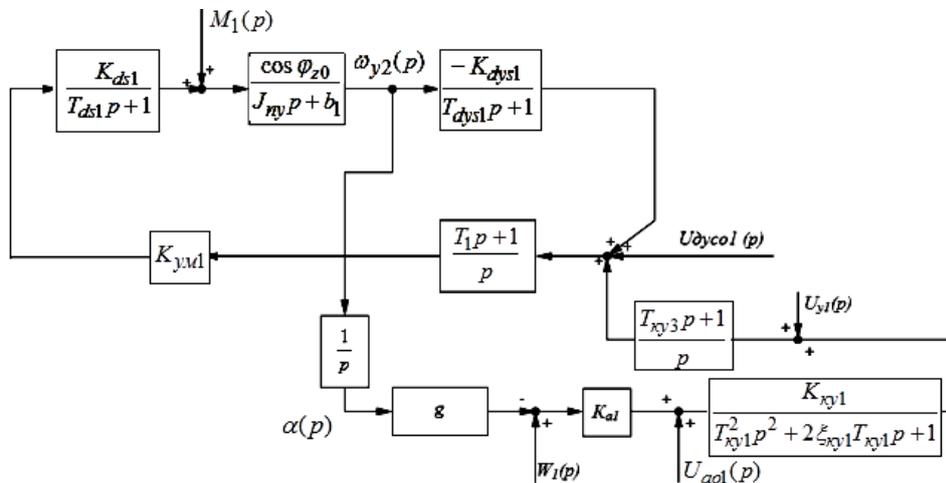


Рис.5.15.7. Структурная схема ГВ (канал наружной рамы)

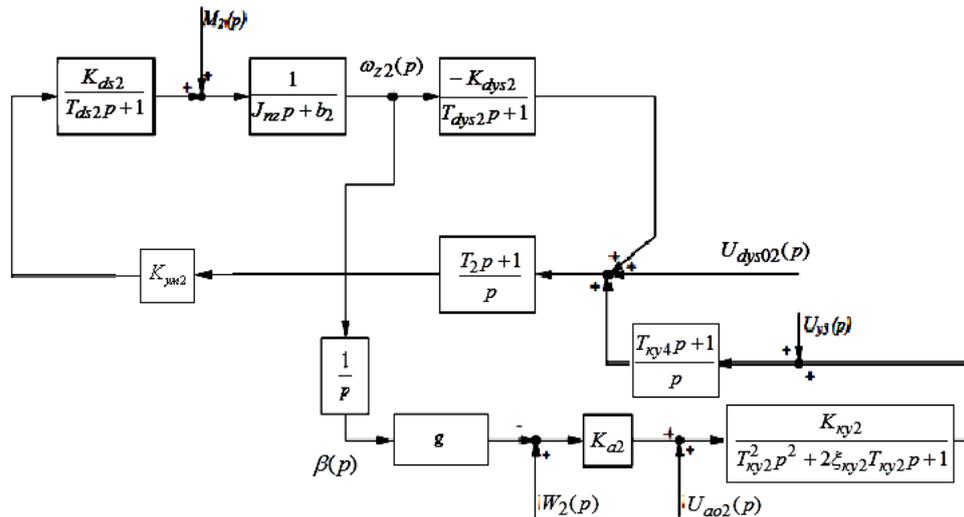


Рис.5.15.8. Структурная схема ГВ (канал платформы)

Для обеспечения возможности управления ГВ теперь управляющее воздействие должно быть приложено к входу изодромного звена. Передаточная функция по управляющему воздействию имеет вид

$$\frac{\alpha(p)}{U_{y1}(p)} = \frac{\frac{1}{gK_{a1}K_{кy1}}(T_{кy3}p+1)(T_{кy1}^2p^2+2\xi_{кy1}T_{кy1}p+1)}{\frac{T_{кy1}^2K_{dys1}}{gK_{a1}\cos\varphi_{z0}K_{кy1}}p^4 + \frac{2\xi_{кy1}T_{кy1}K_{dys1}}{gK_{a1}\cos\varphi_{z0}K_{кy1}}p^3 + \frac{K_{dys1}}{gK_{a1}\cos\varphi_{z0}K_{кy1}}p^2 + T_{кy3}p+1}.$$

(5.15.14)

Передаточная функция $\frac{\alpha(p)}{W_1(p)}$ запишется

$$\frac{\alpha(p)}{W_1(p)} = \frac{\frac{1}{g}(T_{кy3}p+1)}{\frac{T_{кy1}^2K_{dys1}}{gK_{a1}\cos\varphi_{z0}K_{кy1}}p^4 + \frac{2\xi_{кy1}T_{кy1}K_{dys1}}{gK_{a1}\cos\varphi_{z0}K_{кy1}}p^3 + \frac{K_{dys1}}{gK_{a1}\cos\varphi_{z0}K_{кy1}}p^2 + T_{кy3}p+1}.$$

(5.15.15)

Постоянную времени и коэффициент демпфирования колебательного звена, входящего в выражение (5.15.12), следует выбирать в соответствии с выражениями (5.15.5). Постоянная времени изодромного звена $T_{кy3}$ и коэффициент передачи $K_{кy1}$ выбираются исходя из условия создания необходимых запасов устойчивости на частоте среза системы. Например, при частоте среза ГС $\omega_c = 1,43c^{-1}$ параметры корректирующего устройства будут

равны: $T_{кy1}^2 = 0,245c^2$, $2\xi_{кy1}T_{кy1} = 0,7$, $K_{кy1} = 0,39 * 0,2 = 0,078$, $T_{кy3} = 5c$. ЛАФЧХ, построенная по передаточной функции (5.15.11), представлена на рис.5.15.9.

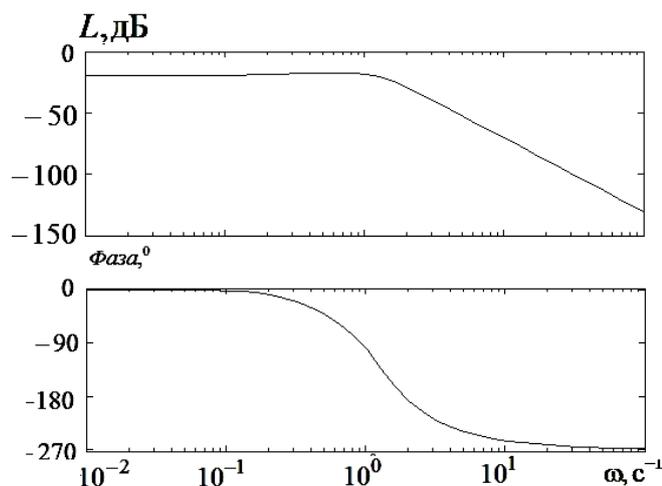


Рис.5.15.9. ЛАФЧХ замкнутой системы

В таблице 5.15.2 приведены значения ЛАЧХ ГВ с корректирующим звеном в контуре коррекции в виде комбинации колебательного и изодромного звеньев и ГВ с пропорциональным законом акселерометрической коррекции для характерных частот качки основания.

Таблица 5.15.2. Значения ЛАЧХ ГВ для различных законов акселерометрической коррекции

Тип закона акселерометрической коррекции	С корректирующим звеном в контуре коррекции в виде комбинации колебательного и изодромного звеньев		С пропорциональным законом управления	
	Значения ЛАЧХ	Коэффициент ослабления (величина обратная значению АЧХ)	Значения ЛАЧХ	Коэффициент ослабления линейных ускорений (величина обратная значению АЧХ)
$\omega = 6,28c^{-1}$	-58,5дБ	841	-46,6 дБ	213
$\omega = 12,56c^{-1}$	-76,4 дБ	6606	-52,7дБ	431

На рис.5.15.10 представлен график суммарной погрешности стабилизации по каналам наружной рамы и платформы от воздействия моментов вязкого и сухого трения, инерционных моментов, моментов тяжения токоподводов, линейных ускорений качки основания, случайных составляющих в выходных сигналах ММГ и ММА, полученный путем численного решения системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающей динамику системы. Максимальная величина отклонения от вертикали составляет $\pm 0,72$ угл. мин. Амплитуда составляющей погрешности стабилизации от воздействия линейных ускорений качки основания в этом случае пренебрежимо мала и составляет $\pm 1,5$ угл.сек. Структура вычислительных устройств, обеспечивающих компенсацию погрешностей в показаниях датчиков угла командных сигналов, соответствует структурам приведенным на рис. 5.15.7, 5.15.8. Погрешность определения угла пространственной ориентации основания при отклонении параметров вычислительного устройства от параметров ГВ на 1%. не превышает 25 угл. мин и обусловлена, в основном, отклонением коэффициента передачи $K_{\text{кУ1}}$ от соответствующего параметра корректирующего устройства. Время программного поворота на заданный угол 0,5 рад заметно увеличивается и составляет 10,2с, поэтому в последнем случае, предложенную структуру целесообразно использовать при реализации функции выдачи информации об углах крена и тангажа в командную систему управления и функции стабилизации ПН в заданном направлении, отказавшись от функции программного разворота оси ПН в пространстве. Достоинством последнего структурного решения является отсутствие необходимости компенсации постоянного смещения выходного сигнала ММГ, которое в установившемся режиме не приводит к появлению статической погрешности отклонения от вертикали, а также существенное уменьшение погрешности стабилизации от составляющей шума ММГ (при ее наличии) типа «случайный дрейф скорости».

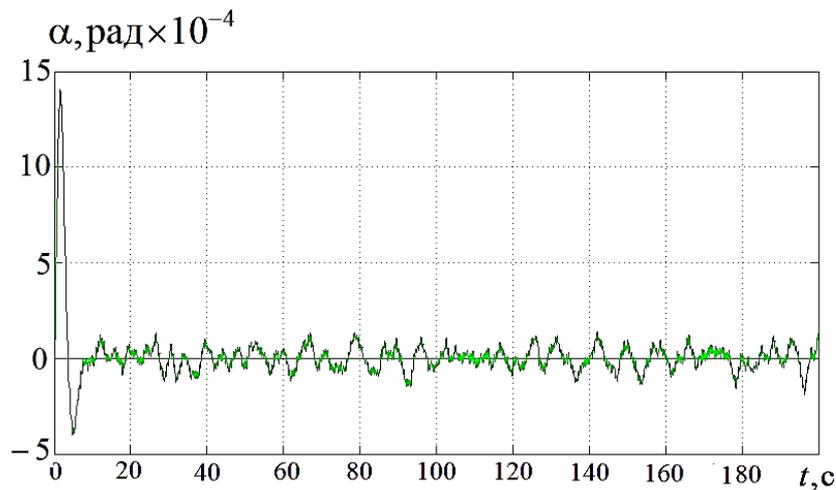


Рис.5.15.10. Погрешность стабилизации

5.16. Способы повышения точности двухосной гировертикали на микромеханических чувствительных элементах

1. На рис.5.16.1 приведены ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации ГВ массой 1,5 кг по каналу y (позиция 1). При этом в контуре стабилизации по каналу y применено корректирующее звено $W_{kz1}(p) = (T_{kz1}p + 1) / p$ с параметром $T_{kz1} = 0,006c$. По каналу y при коэффициенте усиления $K_{y1}K_{ds1}K_{dys1} = 200 \text{ Нмс/рад}$ на частоте среза обеспечены запасы устойчивости по фазе 41° и по амплитуде -11 дБ . График ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации по каналу y приведен на рис.5.16.2 (позиция 1). Значение ЛАЧХ замкнутого контура стабилизации в полосе пропускания составляет -46 дБ . Реакция на единичное возмущающее ступенчатое воздействие 1 Нм по каналу y приведена на рис.5.16.3 (позиция 1). Время переходного процесса в системе не превышает $0,015c$. С целью повышения точности системы в контуре стабилизации предлагается последовательно с традиционно используемым звеном $W_{kz1}(p) = (T_{kz1}p + 1) / p$ установить дополнительное интегро-дифференцирующее корректирующее звено [204] с передаточной функцией вида $W_{kz5}(p) = (T_{kz5}p + 1) / (T_{kz6}p + 1)$ с параметрами $T_{kz5} = 0,001c$, $T_{kz6} = 0,0001c$. В этом случае ЛАФЧХ разомкнутой системы приобретает вид, представленный на рис.5.16.1 (позиция 2). За счет введения дополнительного корректирующего звена

удается увеличить коэффициент усиления по контуру стабилизации в два раза при обеспечении запасов устойчивости по фазе 68 град и -16дБ по амплитуде. ЛАФЧХ замкнутой системы при установке дополнительного корректирующего звена представлена на рис.5.16.2 (позиция 2). Из приведенных графиков видно, что значение ЛАЧХ замкнутого контура стабилизации в полосе пропускания составляет -53 дБ. График реакции в контуре стабилизации на единичное ступенчатое возмущающее воздействие при установке дополнительного корректирующего звена представлен на рис.5.16.3 (позиция 2). Из приведенных графиков следует, что погрешность стабилизации уменьшена в 2 раза. В канале z также последовательно с традиционно используемым звеном $W_{kz2}(p) = (T_{kz2}p + 1) / p$ устанавливается дополнительное корректирующее звено с передаточной функцией вида $W_{kz6}(p) = (T_{kz7}p + 1) / (T_{kz8}p + 1)$, что позволяет уменьшить погрешность стабилизации.

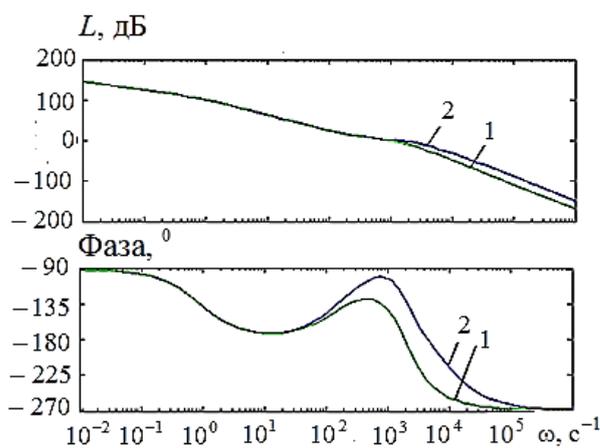


Рис.5.16.1. ЛАФЧХ разомкнутых контуров стабилизации

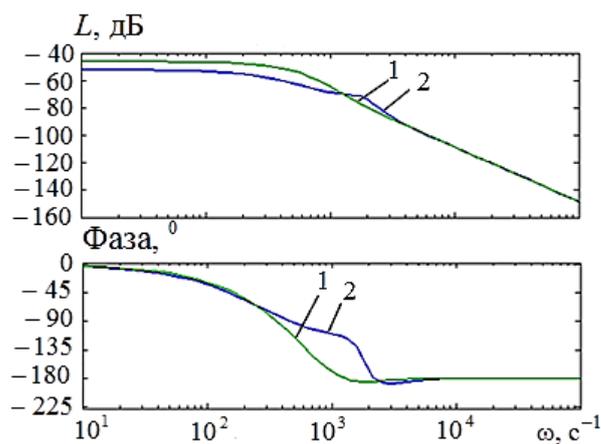


Рис.5.16.2. ЛАФЧХ замкнутых контуров стабилизации

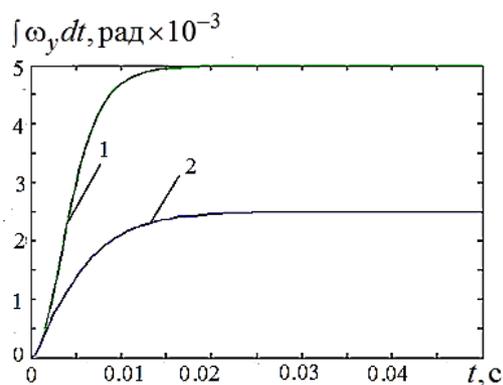


Рис.5.16.3. Реакция на единичное ступенчатое возмущение

2. На рис.5.16.4 приведены ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации ГВ массой 1,5 кг по каналу y (кривая 1). При этом в контуре стабилизации по каналу y применено корректирующее звено $W_{kz1}(p) = \frac{(T_{kz1}p + 1)(T_{kz5}p + 1)}{p(T_{kz6}p + 1)}$. При

коэффициенте усиления $K_{y1}K_{ds1}K_{dys1} = 400 \text{ Нмс/рад}$ и значении $T_{kz1} = 0.006 \text{ с}$,

$T_{kz5} = 0.001 \text{ с}$, $T_{kz6} = 0.0001 \text{ с}$ на частоте среза обеспечены запасы устойчивости по

фазе 68° и по амплитуде -16 дБ . График ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации

приведен на рис.5.16.5 (кривая 1). Значение ЛАЧХ передаточной функции

замкнутого контура стабилизации, как отношение погрешности стабилизации к

возмущающему моменту в преобразовании Лапласа в полосе пропускания

составляет -53 дБ . Реакция на единичное возмущающее ступенчатое воздействие

1 Нм приведена рис.5.16.6 (кривая 1). Время переходного процесса в системе не

превышает $0,02 \text{ с}$. С целью повышения точности системы в контуре стабилизации

предлагается последовательно с корректирующим звеном

$W_{kz1}(p) = \frac{(T_{kz1}p + 1)(T_{kz5}p + 1)}{p(T_{kz6}p + 1)}$ дополнительно установить корректирующее звено с

передаточной функцией вида $W_{kz7}(p) = \frac{(T_{kz1}p + 1)}{p}$ [205, 206, 207]. ЛАФЧХ

разомкнутой системы предлагаемого индикаторного ГС с параметрами

$K_{y1}K_{ds1}K_{dys1} = 40000 \text{ Нмс/рад}$, $T_{kz1} = 0.006 \text{ с}$, $T_{kz5} = 0.001 \text{ с}$, $T_{kz6} = 0.0001 \text{ с}$,

приобретает вид, представленный на рис.5.16.4 (кривая 2). При этом обеспечены

запасы устойчивости по фазе 50 град и -10 дБ по амплитуде. ЛАФЧХ

замкнутого контура стабилизации предлагаемой индикаторной ГВ представлена

на рис.5.16.5 (кривая 2). Из приведенных графиков видно, что ЛАЧХ

передаточной функции замкнутого контура стабилизации предлагаемой

индикаторной ГВ, как отношение погрешности стабилизации к возмущающему

моменту в преобразовании Лапласа, в полосе пропускания имеет наклон $-$

20 дБ/дек , что соответствует астатизму первого порядка по отношению к

возмущающему моменту и располагается ниже ЛАЧХ прототипа (например, при

частоте качки основания 10 рад/с значение ЛАЧХ составляет -72 дБ , а у

прототипа -53 дБ). График реакции в контуре стабилизации предлагаемой

индикаторной ГВ на единичное ступенчатое возмущающее воздействие 1Нм представлен на рис.5.16.6 (кривая 2). При этом погрешность стабилизации у предлагаемой индикаторной ГВ в установившемся режиме равна нулю, а в переходном процессе по сравнению с прототипом уменьшена в 1,4 раза. Аналогично за счет применения в контуре стабилизации корректирующего звена

вида
$$W_{kz2}(p) = \frac{(T_{kz2}p + 1)^2 (T_{kz7}p + 1)}{p^2 (T_{kz8}p + 1)}$$
 удается уменьшить погрешность

стабилизации по каналу платформы.

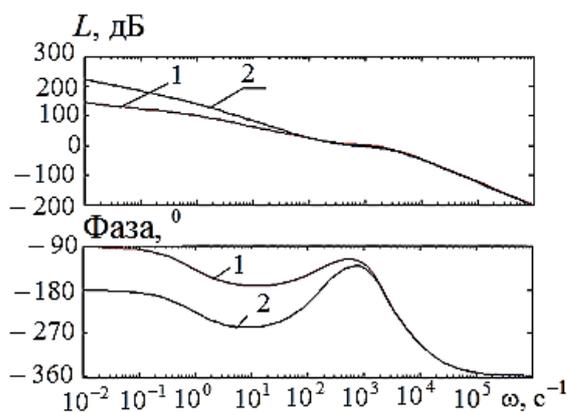


Рис. 5.16.4. Графики ЛАФЧХ в соответствии с передаточной функцией разомкнутой системы

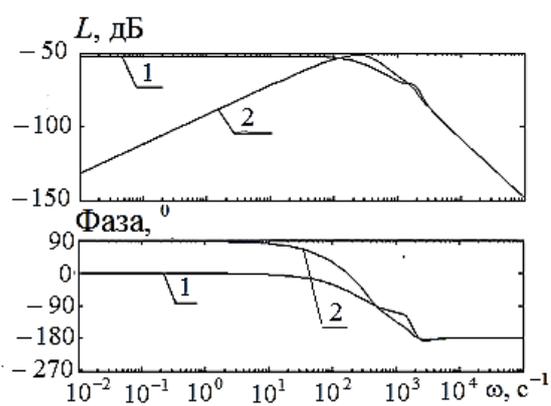


Рис.5.16.5. Графики ЛАФЧХ в соответствии с передаточной функцией замкнутой системы, являющейся отношением погрешности стабилизации к возмущающему моменту

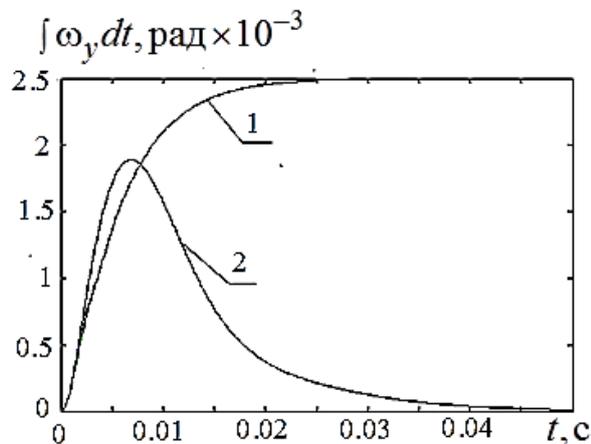


Рис.5.16.6. Графики переходных процессов, как реакция в контуре стабилизации на ступенчатый возмущающий момент относительно оси наружной рамы с амплитудой 1Нм

3. Медианная фильтрация. При регистрации, обработке и обмене данными потоки сигналов кроме полезного сигнала $s(t-\tau_0)$ и флуктуационных шумов $q(t)$ содержат, как правило, импульсные потоки $g(t)=\sum_k \delta(t-\tau_k)$ различной интенсивности с регулярной или хаотической структурой.

$$x(t) = s(t-\tau_0) + g(t) + q(t).$$

Под импульсным шумом понимается искажение сигналов большими импульсными выбросами произвольной полярности и малой длительности. Причиной появления импульсных потоков могут быть как внешние импульсные электромагнитные помехи, так и наводки, сбои и помехи в работе самой системы. Совокупность статистически распределенного шума и потока квазидетерминированных импульсов представляет собой комбинированную помеху. Радикальный метод борьбы с комбинированной помехой – применение помехоустойчивых кодов. Однако это приводит к снижению скорости и усложнению систем приема - передачи данных. Простым, но достаточно эффективным альтернативным методом очистки сигналов в таких условиях является двухэтапный алгоритм обработки сигналов $x(t)$, где на первом этапе производится устранение из потока $x(t)$ шумовых импульсов, а на втором – обработка сигнала частотными фильтрами. Для сигналов, искаженных действием импульсных шумов, отсутствует строгая в математическом смысле постановка и решение задачи фильтрации. Известны лишь эвристические алгоритмы, наиболее приемлемым из которых является алгоритм медианной фильтрации.

Медианный фильтр представляет собой оконный фильтр, последовательно скользящий по массиву сигнала, и возвращающий на каждом шаге один из элементов, попавших в окно (апертуру) фильтра. Выходной сигнал y_k скользящего медианного фильтра шириной $2n+1$ для текущего отсчета k формируется из входного временного ряда $\dots, x_{k-1}, x_k, x_{k+1}, \dots$ в соответствии с формулой:

$$y_k = \text{med}(x_{k-n}, x_{k-n+1}, \dots, x_{k-1}, x_k, x_{k+1}, \dots, x_{k+n-1}, x_{k+n}),$$

где $\text{med}(x_1, \dots, x_m, \dots, x_{2n+1}) = x_{n+1}$, x_m – элементы вариационного ряда, т.е. ранжированные в порядке возрастания значений x_m :

$$x_1 = \min(x_1, x_2, \dots, x_{2n+1}) \leq x_{(2)} \leq x_{(3)} \leq \dots \leq x_{2n+1} = \max(x_1, x_2, \dots, x_{2n+1}).$$

Таким образом, медианная фильтрация осуществляет замену значений отсчетов в центре апертуры медианным значением исходных отсчетов внутри апертуры фильтра. На практике апертура фильтра для упрощения алгоритмов обработки данных, как правило, устанавливается с нечетным числом отсчетов.

Допустим, что шум $q(t)$ представляет собой статистический процесс с нулевым математическим ожиданием, полезный сигнал $s(t-\tau_0)$ имеет неизвестное временное положение $\tau_0 \in [0, T]$, а поток шумовых импульсов $g(t)$ имеет вид:

$$g(t) = \sum_{k=1}^K \varepsilon_k a_k g(t-\tau_k),$$

где a_k - амплитуда импульсов в потоке, τ_k - неизвестное временное положение импульсов, $\varepsilon_k=1$ с вероятностью p_k и $\varepsilon_k=0$ с вероятностью $1-p_k$. Такое задание импульсной помехи соответствует потоку Бернулли.

При применении к потоку $x(t)$ скользящей медианной фильтрации с окном N отсчетов (N – нечетное) медианный фильтр полностью устраняет одиночные импульсы, удаленные друг от друга минимум на половину апертуры фильтра, и подавляет импульсные помехи, если количество импульсов в пределах апертуры не превосходит $(N-1)/2$.

В случаях, когда перепады значений сигналов велики по сравнению с дисперсией аддитивного белого шума, медианный фильтр дает меньшее значение среднеквадратической ошибки по сравнению с оптимальными линейными фильтрами. Особенно эффективным медианный фильтр оказывается при очистке сигналов от импульсных шумов.

Применение на первом этапе обработки данных сигналов ДУС процедуры медианного фильтра с целью устранения из потока входного сигнала ММГ шумовых импульсов позволяет увеличить точность калибровки сигналов ММГ, а следовательно, уменьшить собственный уход гиросtabilизатора.

Реализация УПТ контуров управления ГС, которая предложена в работе, позволяет повысить точность функционирования двухосного индикаторного управляемого ГС. Формирование коэффициента передачи в контуре стабилизации в виде нелинейной функции, зависящей от текущего значения угла поворота

рамки карданова подвеса, позволяет обеспечить устойчивость ГС и необходимый коэффициент передачи по контуру стабилизации при больших углах φ_z .

5.17. Особенности реализации гировертикали на микромеханических чувствительных элементах (ММЧЭ) и результаты испытаний

Макетный образец двухосной индикаторной ГВ ПН на ММЧЭ представлен на рис.5.17.1.

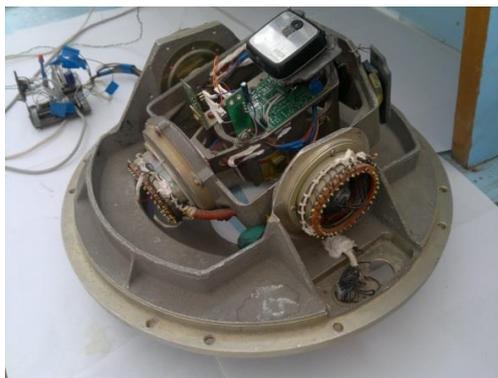


Рис.5.17.1. Макетный образец двухосной индикаторной ГВ на ММЧЭ

Цифровой блок усилительно - преобразующего тракта ГВ на ММЧЭ (ММГ типа ADXRS 610 и ММА типа LIS) реализован в виде печатной платы с установленными на нее микроконтроллером АТМega8 и преобразователем интерфейсов МАХ232. В качестве центрального процессорного устройства использован микроконтроллер АТМega8, имеющий шестиканальный 10 битный аналого-цифровой преобразователь (АЦП), четырехканальный аппаратный широтно-импульсный модулятор (ШИМ), объем памяти постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) 8 килобайт для записи программ. Максимальная частота кварцевого резонатора, с помощью которого осуществляется тактирование контроллера, составляет 16 МГц. Микросхема МАХ 232 обеспечивает возможность отладки программы управления с помощью персонального компьютера. Питание блока осуществляется с помощью источника питания напряжением 7В ÷ 12В. Для получения напряжения с амплитудой 5В для питания микроконтроллера и других микросхем используется стабилизатор КР142ЕН5А.

Микроконтроллер, соединен с внешним АЦП программной шиной SPI. Оцифровка данных с ММГ ADXRS 610 и MMA осуществляется с помощью внешнего АЦП разрядностью в 16 бит.

Ниже приведены графики, характеризующие точность работы ГВ на ММГ ADXRS610, зарегистрированные в ходе статических и динамических испытаний. Собственный уход при разомкнутых контурах системы коррекции (рис.5.17.2) определялся по показаниям образцового акселерометра А-15 (установленного на стабилизируемую площадку) U_a с масштабным коэффициентом 4,8В/г и составил за период наблюдений 0,00158 град/с. Длительность переходного процесса (рис. 5.17.3) в системе определялась по показаниям ММГ ($U_{\text{ММГ}}$) с масштабным коэффициентом 6 мВс/град и составила 0,16 с. С помощью автоколлиматора определена погрешность стабилизации, амплитуда которой составила 1 угл. мин. при качке основания с амплитудой 4 град и частотой 1-2Гц. На рис. 5.17.4 представлен график функционирования ГВ в режиме управления. Поворот платформы на угол 28,6 град осуществлен за 1,61с.

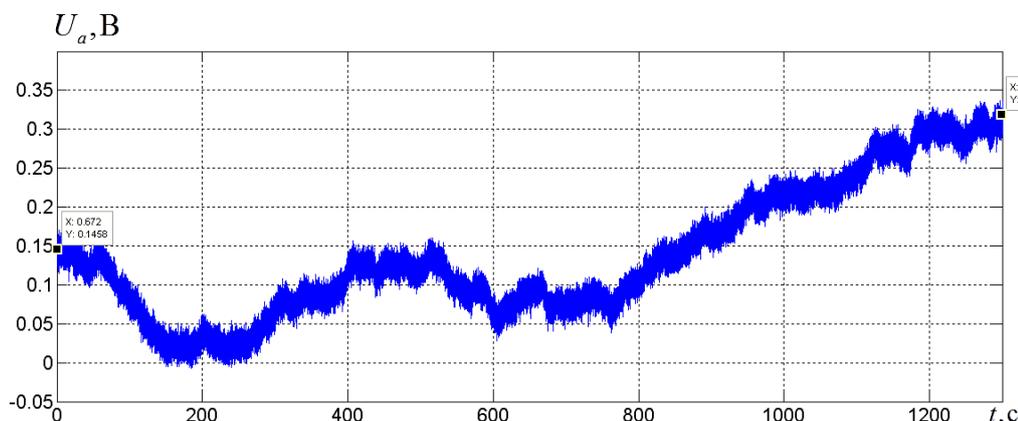


Рис.5.17.2. Собственный уход ГВ после процедуры калибровки ММГ

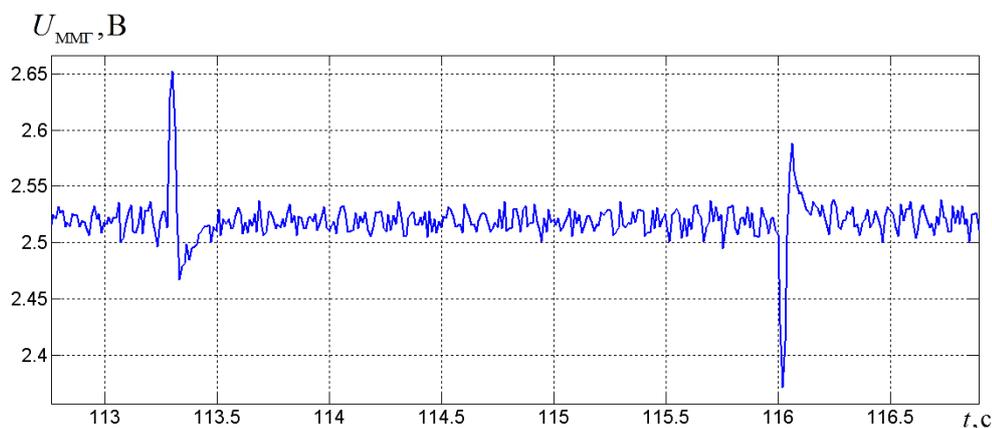


Рис.5.17.3. Реакция на импульсное воздействия по оси стабилизации

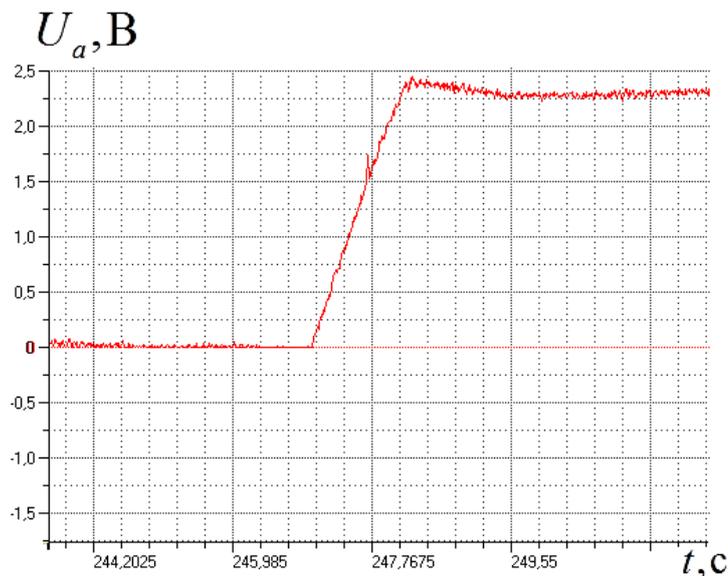


Рис.5.17.4. ГВ в режиме управления

Точностные характеристики, зарегистрированные в процессе испытаний, подтверждают теоретические положения работы и доказывают перспективность применения ГВ на ММГ на подвижных объектах (где существуют ограничения по массе и габаритам).

Выводы по главе 5

1. Проведены экспериментальные исследования влияние смещения нулевого сигнала и шумовых составляющих в выходном сигнале ММГ на точностные характеристики ГС. Показано, что проведение процедуры компенсации смещения нулевого сигнала позволяет не меньше, чем в восемь раз уменьшить собственный уход ГС.

2. Разработана имитационная модель ГС, которая позволяет исследовать функционирование ГС в режиме стабилизации ПН численным методом с учетом экспериментально полученных характеристик шума в выходных сигналах ММГ.

3. Разработана структура построения миниатюрной многофункциональной ГВ на ММЧЭ с возможностью одновременного выполнения функции выработки информации об углах крена и тангажа транспортного средства и функции стабилизации и управления положением полезной нагрузки в пространстве.

4. Разработана нелинейная математическая модель миниатюрной многофункциональной ГВ на ММЧЭ, учитывающая особенности работы системы

в совмещенном режиме выработки информации об углах крена и тангажа транспортного средства и стабилизации и управления положением полезной нагрузки в пространстве и позволяющая исследовать особенности функционирования системы.

5. Проведена линеаризация математической модели и составлены передаточные функции системы.

6. На основе полученных передаточных функций методом ЛАФЧХ проведен анализ устойчивости системы и синтез УПТ каналов стабилизации, коррекции и управления. По контуру стабилизации каналов наружной рамы и платформы обеспечено значение ЛАФЧХ передаточной функции (являющейся отношением погрешности стабилизации к возмущающему моменту) не хуже -30дБ в полосе пропускания.

7. Разработана имитационная модель функционирования миниатюрной ГВ, позволяющая при моделировании работы системы получить численное решение сложной нелинейной системы дифференциальных уравнений, включающей как уравнения движения стабилизированной платформы с ПН, чувствительных элементов (ММГ и ММА) с учетом шума в выходных сигналах, так и дифференциальных уравнений кинематики движения элементов карданова подвеса при воздействии на систему комплекса возмущающих моментов и управляющих воздействий. Разработанная в работе имитационная модель позволяет повысить достоверность результатов проектирования ГВ, сократить временные затраты при проектировании, получить численные оценки величин возмущающих воздействий в различных режимах работы, оценить «зашумленность» УПТ ГВ, оценить точность работы системы, выявить вес различных факторов, приводящих к погрешностям функционирования в условиях подвижного основания и действия комплекса возмущающих и управляющих воздействий, исследовать функционирование конструкций ГВ с отличающимися значениями характеристик моментов инерции, массы, габаритов полезной нагрузки и элементов карданова подвеса, изменять характеристики передаточной функции двигателей стабилизации и чувствительных элементов в зависимости от конкретной модели, примененной в конструкции, изменять вид и параметры

корректирующих звеньев и элементов усилительно-преобразующих трактов контуров стабилизации, исследовать функционирование ГВ при различных режимах качки основания,

8. Разработан способ формирования управляющего сигнала, обеспечивающий увеличение быстродействия ГВ в режиме управления. Предложенный способ позволяет осуществить поворот платформы на угол 0,5 рад за 0,35 с при собственной постоянной времени ГВ по контуру коррекции 3,4 с.

9. Проведена оценка влияния неустойчивости параметров ГВ по отношению к соответствующим параметрам вычислительных устройств на точность выдачи информации о пространственном положении транспортного средства. Выявлено, что наиболее жесткие требования предъявляются к величине коэффициента передачи по контуру коррекции. При неустойчивости этого параметра в 1% указанная погрешность не превышает 18 угл. мин в совмещенном режиме поворота ПН в пространстве на угол 0,5 рад и выдачи информации о пространственном положении транспортного средства.

10. Разработаны структурные решения построения УПТ контуров коррекции, обеспечивающие повышение точности функционирования ГВ на ММЧЭ. Показано, что для уменьшения влияния шума ММГ (шум ММГ является преобладающим фактором по сравнению с шумом ММА) на точность стабилизации необходимо увеличить коэффициент усиления по контуру коррекции, однако это приводит к уменьшению собственной постоянной времени системы по контуру коррекции и увеличению составляющей погрешности от воздействия линейных ускорений основания. Решить эту задачу удастся при реализации ГВ, передаточная функция которой, как отношение погрешности стабилизации к линейным ускорениям основания, соответствует передаточной функции фильтра Баттерворта третьего порядка. В работе получены аналитические выражения для выбора параметров корректирующего устройства, обеспечивающие соответствие передаточной функции ГВ передаточной функции фильтра Баттерворта третьего порядка. При этом удастся увеличить коэффициент усиления по контуру коррекции и обеспечить эффективное подавление влияния линейных ускорений основания на погрешность стабилизации ГВ. Итоговая

погрешность стабилизации за счет реализации предложенного структурного решения по сравнению ГВ с пропорциональным законом управления контура коррекции уменьшена в 4,2 раза.

11. Разработано структурное решение построения ГВ с корректирующим устройством в контуре коррекции в виде комбинации колебательного и изодромного звеньев. Данное структурное решение обеспечивает эффективное подавление влияния линейных ускорений на погрешность стабилизации ГВ и астатизм первого порядка передаточной функции, связывающей шум ММГ и погрешность стабилизации ГС. При этом минимизируется влияние низкочастотных составляющих шума ММГ и составляющей шума ММГ вида «случайное блуждание скорости» на погрешность стабилизации ГВ. Достоинством последнего структурного решения является отсутствие необходимости компенсации постоянного смещения выходного сигнала ММГ, которое в установившемся режиме не приводит к появлению статической погрешности отклонения от вертикали. Итоговая погрешность стабилизации в этом случае, по сравнению с вариантом построения системы с пропорциональным законом управления контура коррекции, уменьшается в 4 раза и не превышает $\pm 0,71$ угл. мин. Время программного поворота на заданный угол заметно увеличивается, поэтому предложенную структуру построения ГВ целесообразно использовать при реализации функции выдачи информации об углах крена и тангажа в командную систему управления и функции стабилизации ПН в заданном неизменном направлении, отказавшись от функции программного поворота ПН в пространстве.

12. Предложенные способы построения УПТ контуров стабилизации двухосного индикаторной ГВ на ММГ повышают точность стабилизации ПН и точность выдачи информации об углах крена и тангажа.

ГЛАВА 6. ДИНАМИКА ДВУХОСНОГО ИНДИКАТОРНОГО ГИРОСТАБИЛИЗАТОРА НА ДИНАМИЧЕСКИ - НАСТРАИВАЕМОМ ГИРОСКОПЕ

Задача повышения точности информационно - измерительной и управляющей системы может быть решена путем использования в качестве чувствительного элемента гиростабилизатора динамически - настраиваемого гироскопа (ДНГ) [20, 208, 209], поскольку точность системы определяется как точностью контуров стабилизации, обеспечивающих совмещение платформы с опорной системой координат, так и точностью самой опорной системы, где гироскоп играет роль чувствительного элемента, моделирующего опорную систему координат. ДНГ имеет ряд преимуществ по сравнению с трехстепенными астатическими гироскопами с внешним кардановым подвесом [154-155], гироскопами на сферической шарикоподшипниковой опоре [210-230], микромеханическими датчиками угловой скорости [120,121]:

1. Высокие точностные характеристики. Если собственный уход трехстепенного астатического гироскопа с внешним кардановым подвесом или гироскопа на сферической шарикоподшипниковой опоре составляет несколько десятков град/с, то у ДНГ (в зависимости от типа) составляет несколько единиц и даже десятых долей град/с .

2. Технологичность конструкции, малое число функциональных элементов и, следовательно, большой ресурс и повышенную надежность. Если ресурс трехстепенного астатического гироскопа с внешним кардановым подвесом или гироскопа на сферической шарикоподшипниковой опоре составляет несколько сотен часов, то у ДНГ составляет десять тысяч часов.

3. Возможность функционирования в широком диапазоне температур при малом времени готовности. Если время готовности трехстепенного астатического гироскопа с внешним кардановым подвесом составляет 120 с, то время готовности ДНГ составляет 3 с.

4. Малая потребляемая мощность.

5. Рациональное использование внутреннего объема (благодаря наличию внутреннего карданова подвеса), обеспечивающее малые габаритные размеры и

массу ДНГ. Если габаритные размеры гироскопа МГТУ-М составляют 59×50 мм, а масса 400 г, то габаритные размеры ДНГ-4 составляют 26×34 мм, а масса 80 г.

6. Большое расстояние между приводом и чувствительным элементом – ротором, а следовательно, малое влияние тепловыделения в приводе на точность ДНГ.

К недостаткам гиросtabilизатора на ДНГ можно отнести вариативность вида передаточной функции ДНГ на низких частотах при изменении условий функционирования, что затрудняет построение контуров стабилизации прибора. Также недостатком гиросtabilизатора на ДНГ является низкая помехозащищенность усилительно - преобразующего тракта (УПТ) в контурах стабилизации в результате наличия в выходном сигнале ДНГ квадратурных составляющих. На сегодняшний день вопрос достижения потенциально возможных метрологических характеристик гиросtabilизатора на ДНГ не является полностью решенным. Его решение требует, в том числе, разработки математической модели, отличающейся от известных [5,7,20] подробным описанием возмущений, действующих на прибор при трехкомпонентной качке основания. Кроме того, необходима разработка структур построения усилительно - преобразующих трактов (УПТ) контуров стабилизации и управления ГС на ДНГ, обеспечивающих повышение точности и помехозащищенности системы с учетом вариативности вида передаточной функции ДНГ на низких частотах при изменении условий функционирования. Необходимо создание имитационных моделей системы, облегчающих проведение динамических расчетов и процесс проектирования системы.

6.1. Математическая модель двухосного индикаторного гиросtabilизатора на динамически - настраиваемом гироскопе в режиме стабилизации

Получим математическую модель двухосного индикаторного ГС на динамически - настраиваемом гироскопе (ДНГ) [232,233].

На основании уравнений (5.2.16) с учетом уравнений, описывающих работу ДНГ [5,20], получим систему дифференциальных уравнений (6.1).

$$\begin{aligned}
& (J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_z - M_{ds1} = \\
& -(J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z - (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_z + M_{bn1} + b_1 \omega_{0y} - \\
& -b_1 (\omega_{0x} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_{0z} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z) - J_{y1} (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{0x} \cos \varphi_y - \omega_{0z} \sin \varphi_y) - \\
& (J_{z1} - J_{x1}) \omega_{x1} \omega_{z1} - (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z - (J_x + J_{y1}) (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z \\
& + \omega_{y2} \sin \varphi_z), \\
& J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds2} = M_{bn2} - b_2 (-\omega_{zo} \cos \varphi_y - \omega_{xo} \sin \varphi_y) - (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2}, \\
& (A + 0,5B_1) \ddot{\alpha}_\xi + 0,5(D_\alpha + D_\beta) \dot{\alpha}_\xi - 0,5((A_1 + B_1 - C_1) \dot{\varphi}_o^2 - (k_\alpha + k_\beta)) \alpha_\xi + \\
& (C + B_1) \dot{\varphi}_o \dot{\beta}_\eta + 0,5(D_\alpha + D_\beta + M_z^0) \dot{\varphi}_o \dot{\beta}_\eta + 0,5M_{z3}^0 \beta_\eta \cos 2\varphi \dot{\varphi}_o - \\
& -0,5M_{z3}^0 \alpha_\xi \sin 2\varphi \dot{\varphi}_o + 0,5(C_1 - A_1) \dot{\varphi}_o \omega_{x2} \alpha_\xi + 0,5B_1 \cos 2\varphi \ddot{\alpha}_\xi - \\
& -((B_1 \dot{\varphi}_o \sin 2\varphi - 0,5(D_\alpha - D_\beta) \cos 2\varphi) \dot{\alpha}_\xi - 0,5((B_1 + A_1 - C_1) \dot{\varphi}_o \cos 2\varphi + \\
& + (D_\alpha - D_\beta) \dot{\varphi}_o \sin 2\varphi - (k_\alpha - k_\beta) \cos 2\varphi) \alpha_\xi + 0,5B_1(D_\alpha - D_\beta) \ddot{\beta}_\eta + \\
& + (B_1 \dot{\varphi}_o \cos 2\varphi + 0,5(D_\alpha - D_\beta) \sin 2\varphi) \dot{\beta}_\eta - 0,5((B_1 + A_1 - C_1) \dot{\varphi}_o \sin 2\varphi - \\
& - (D_\alpha - D_\beta) \dot{\varphi}_o \sin 2\varphi - (k_\alpha - k_\beta) \sin 2\varphi) \beta_\eta + 0,5(C_1 - A_1) \dot{\varphi}_o \omega_{x2} \cos 2\varphi \alpha_\xi + \\
& + 0,5(C_1 - A_1) \dot{\varphi}_o \omega_{x2} \sin 2\varphi \beta_\eta = -(A + 0,5B_1) \dot{\omega}_{y2} - 0,5B_1 \dot{\omega}_{y2} \cos 2\varphi - \\
& -0,5B_1 \dot{\omega}_{z2} \sin 2\varphi - (C + 0,5(C_1 + B_1 - A_1)) \dot{\varphi}_o \omega_{z2} - 0,5(C_1 + B_1 - A_1) \dot{\varphi}_o \omega_{z2} \cos 2\varphi + \\
& + 0,5(C_1 + B_1 - A_1) \dot{\varphi}_o \omega_{y2} \sin 2\varphi + M_\xi^{e.c} - M_{y3}^{e.c} - M_{x3}^{e.c} \sin \varphi,
\end{aligned} \tag{6.1}$$

$$\begin{aligned}
& (A + 0,5B_1)\ddot{\beta}_\eta + 0,5(D_\alpha + D_\beta)\dot{\beta}_\eta - 0,5((A_1 + B_1 - C_1)\dot{\varphi}_o - (k_\alpha + k_\beta))\beta_\eta - \\
& -(C + B_1)\dot{\varphi}_o \dot{\alpha}_\xi - 0,5(D_\alpha + D_\beta + M_z^0)\dot{\varphi}_o \alpha_\xi + 0,5M_{z3}^0 \alpha_\xi \cos 2\varphi \dot{\varphi}_o + \\
& 0,5M_{z3}^0 \beta_\eta \sin 2\varphi \dot{\varphi}_o + 0,5(C_1 - A_1)\dot{\varphi}_o \omega_{x2} \beta_\eta - 0,5B_1 \cos 2\varphi \ddot{\beta}_\eta + \\
& + ((B_1 \dot{\varphi}_o \sin 2\varphi - 0,5(D_\alpha - D_\beta) \cos 2\varphi)\dot{\beta}_\eta + 0,5((B_1 + A_1 - C_1)\dot{\varphi}_o \cos 2\varphi + \\
& + (D_\alpha - D_\beta)\dot{\varphi}_o \sin 2\varphi - (k_\alpha - k_\beta) \cos 2\varphi)\beta_\eta + 0,5B_1 \sin 2\varphi \ddot{\alpha}_\xi + \\
& + (B_1 \dot{\varphi}_o \cos 2\varphi + 0,5(D_\alpha - D_\beta) \sin 2\varphi)\dot{\alpha}_\xi - 0,5((B_1 + A_1 - C_1)\dot{\varphi}_o \sin 2\varphi - \\
& - (D_\alpha - D_\beta)\dot{\varphi}_o \sin 2\varphi - (k_\alpha - k_\beta) \sin 2\varphi)\alpha_\xi - 0,5(C_1 - A_1)\dot{\varphi}_o \omega_\zeta \cos 2\varphi \beta_\eta + \\
& + 0,5(C_1 - A_1)\dot{\varphi}_o \omega_{x2} \sin 2\varphi \alpha_\xi = -(A + 0,5B_1)\dot{\omega}_{z2} + B_1 \dot{\omega}_{z2} \cos 2\varphi - \\
& - 0,5B_1 \omega_{y2} \sin 2\varphi + (C + 0,5(C_1 + B_1 - A_1))\dot{\varphi}_o \omega_{y2} - 0,5(C_1 + B_1 - A_1)\dot{\varphi}_o \omega_{y2} \cos 2\varphi - \\
& - 0,5(C_1 + B_1 - A_1)\dot{\varphi}_o \omega_{z2} \sin 2\varphi + M_{\eta}^{6.c} - M_{y3}^{6.c} \sin \varphi - M_{x3}^{6.c} \cos \varphi, \\
& T_{ds1} M_{ds1} p + M_{ds1} = K_{ds1} U_1 W_{kz1}(p), \\
& T_{ds2} M_{ds2} p + M_{ds2} = K_{ds2} U_2 W_{kz2}(p), \\
& U_1 = K_{dy1} \alpha_\xi, \\
& U_2 = K_{dy2} \beta_\eta.
\end{aligned}$$

В уравнениях A_1, B_1, C_1 – моменты инерции кольца подвеса относительно главных осей инерции, A, B, C – моменты инерции ротора относительно главных осей инерции, $\dot{\varphi}_o$ – угловая скорость вращения ротора гироскопа, D_α, D_β – удельные моменты демпфирования по осям упругого подвеса, k_α, k_β – угловые жесткости по осям упругого подвеса, α_ξ, β_η – углы, определяющие положение ротора относительно корпуса, $M_{z3}^0 \dot{\varphi}_o$ – момент аэродинамического сопротивления вращению ротора гироскопа, $M_{y3}^{6.c}$ – прочие моменты внешних сил, действующие вокруг оси внутреннего кольца подвеса гироскопа, $M_{x3}^{6.c}$ – прочие моменты внешних сил, действующие вокруг оси подвеса ротора, $M_{\eta}^{6.c}, M_{\xi}^{6.c}$ – проекции моментов внешних сил, действующих вокруг осей, связанных с корпусом прибора

(магнитоэлектрического датчика момента, магнитного тяжения), $W_{\kappa z1}(p), W_{\kappa z2}(p)$ – передаточные функции корректирующих звеньев, M_{ds1}, M_{ds2} – моменты, развиваемые стабилизирующими двигателями наружной рамы и внутренней рамы соответственно; M_{bn1}, M_{bn2} – возмущающие моменты по осям наружной и внутренней рамы ГС соответственно, включая моменты сил сухого трения; J_x, J_y, J_z – моменты инерции платформы ГС относительно соответствующих осей; J_{x1}, J_{y1}, J_{z1} – моменты инерции наружной рамы ГС относительно соответствующих осей; b_1, b_2 – удельные моменты сил скоростного трения по осям наружной и внутренней рамы ГС соответственно; K_{dy1}, K_{dy2} – коэффициенты передачи датчиков угла гироскопа; K_{ds1}, K_{ds2} – коэффициенты передачи двигателей стабилизации; T_{ds1}, T_{ds2} – постоянные времени двигателей стабилизации.

Система дифференциальных уравнений двухосного индикаторного гиросtabilизатора на ДНГ без учета моментов, изменяющихся с удвоенной частотой вращения вала и вызывающих малые колебания ротора на этой частоте, запишется

$$\begin{aligned}
 & (J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1}) \dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_z - M_{ds1} = \\
 & -(J_x - J_z) \omega_{z2} \omega_{x2} \cos \varphi_z - (J_z - J_y) \omega_{z2} \omega_{y2} \sin \varphi_z + M_{bn1} + b_1 \omega_{0y} - \\
 & - b_1 (\omega_{0x} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_{0z} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z) - J_{y1} (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{0x} \cos \varphi_y - \omega_{0z} \sin \varphi_y) - \\
 & (J_{z1} - J_{x1}) \omega_{x1} \omega_{z1} - (J_x + J_{y1}) \dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z - (J_x + J_{y1}) (\omega_{z2} - \omega_{z1}) (\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z \\
 & + \omega_{y2} \sin \varphi_{z2}), \\
 & J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds2} = M_{bn2} - b_2 (-\omega_{zo} \cos \varphi_y - \omega_{xo} \sin \varphi_y) - (J_y - J_x) \omega_{y2} \omega_{x2}, \\
 & (A + 0,5B_1) \ddot{\alpha}_\xi + 0,5(D_\alpha + D_\beta) \dot{\alpha}_\xi - 0,5((A_1 + B_1 - C_1) \dot{\varphi}_o^2 - (k_\alpha + k_\beta)) \alpha_\xi + \\
 & (C + B_1) \dot{\varphi}_o \dot{\beta}_\eta + 0,5(D_\alpha + D_\beta + M_{z3}^0) \dot{\varphi}_o \beta_\eta + 0,5(C_1 - A_1) \dot{\varphi}_o \omega_{x2} \alpha_\xi - \\
 & = -(A + 0,5B_1) \dot{\omega}_{y2} - (C + 0,5(C_1 + B_1 - A_1)) \dot{\varphi}_o \omega_{z2} + M_\xi^{e.c} - M_{y3}^{e.c} - M_{x3}^{e.c} \sin \varphi;
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

$$\begin{aligned}
& (A + 0,5B_1)\ddot{\beta}_\eta + 0,5(D_\alpha + D_\beta)\dot{\beta}_\eta - 0,5((A_1 + B_1 - C_1)\dot{\varphi}_o - (k_\alpha + k_\beta))\beta_\eta - \\
& -(C + B_1)\dot{\varphi}_o\dot{\alpha}_\xi - 0,5(D_\alpha + D_\beta + M_{z3}^0)\dot{\varphi}_o\alpha_\xi + 0,5(C_1 - A_1)\dot{\varphi}_o\omega_{x2}\beta_\eta = \\
& = -(A + 0,5B_1)\dot{\omega}_{z2} + (C + 0,5(C_1 + B_1 - A_1))\dot{\varphi}_o\omega_{y2} + M_\eta^{6.c} - M_{y3}^{6.c}\sin\varphi - M_{x3}^{6.c}\cos\varphi, \\
& T_{ds1}M_{ds1}p + M_{ds1} = K_{ds1}U_1W_{kz1}(p), \\
& T_{ds2}M_{ds2} + M_{ds2} = K_{ds2}U_2W_{kz2}(p), \\
& U_1 = K_{dy1}\alpha_\xi, \\
& U_2 = K_{dy2}\beta_\eta.
\end{aligned}$$

В режиме динамической настройки $(A_1 + B_1 - C_1)\dot{\varphi}_o - (k_\alpha + k_\beta) = 0$.

Преобразуем систему дифференциальных уравнений (6.2) с учетом выражений $\dot{\alpha}_z \approx \omega_{y2} + \dot{\alpha}_\xi$, $\dot{\beta}_z \approx \omega_{z2} + \dot{\beta}_\eta$, где $\dot{\alpha}_z, \dot{\beta}_z$ – абсолютные угловые скорости системы координат, связанной с ротором ДНГ, относительно системы координат связанной с основанием, на котором установлен гиросtabilизатор, при малых углах α_ξ, β_η

$$\left\{ \begin{aligned}
& (J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z + J_{y1})\dot{\omega}_{y2} / \cos \varphi_z + b_1 \omega_{y2} / \cos \varphi_z - M_{ds1} = M_{bn1} + b_1 \omega_{oy} - \\
& -(J_x - J_z)\omega_{z2}\omega_{x2} \cos \varphi_z - (J_z - J_y)\omega_{z2}\omega_{y2} \sin \varphi_z - b_1(\omega_{ox} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \\
& - \omega_{oz} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z) - J_{y1}(\omega_{z2} - \omega_{z1})(\omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y) - (J_{x1} - J_{z1})\omega_{x1}\omega_{z1} - \\
& -(J_x + J_{y1})\dot{\omega}_{x1} \operatorname{tg} \varphi_z - (J_x + J_{y1})(\omega_{z2} - \omega_{z1})(\omega_{x2} \operatorname{tg} \varphi_z \sin \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z), \\
& J_z \dot{\omega}_{z2} + b_2 \omega_{z2} - M_{ds2} = M_{bn2} - b_2(-\omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y) - (J_y - J_x)\omega_{y2}\omega_{x2}, \\
& (A + 0,5B_1)\ddot{\alpha}_z + 0,5(D_\alpha + D_\beta)\dot{\alpha}_\xi + (C + B_1)\dot{\varphi}_o\dot{\beta}_z + 0,5(D_\alpha + D_\beta + M_{z3}^0)\dot{\varphi}_o\beta_\eta + \\
& + 0,5(C_1 - A_1)\dot{\varphi}_o\omega_{x2}\alpha_\xi = 0,5(-C_1 + B_1 + A_1)\dot{\varphi}_o\omega_{z2} + M_\xi^{6.c} - M_{y3}^{6.c} - M_{x3}^{6.c}\sin\varphi, \\
& (A + 0,5B_1)\ddot{\beta}_z + 0,5(D_\alpha + D_\beta)\dot{\beta}_\eta - (C + B_1)\dot{\varphi}_o\dot{\alpha}_z - 0,5(D_\alpha + D_\beta + M_{z3}^0)\dot{\varphi}_o\alpha_\xi + \\
& + 0,5(C_1 - A_1)\dot{\varphi}_o\omega_{x2}\beta_\eta = 0,5(C_1 - B_1 - A_1)\dot{\varphi}_o\omega_{y2} + M_\eta^{6.c} - M_{y3}^{6.c}\sin\varphi - M_{x3}^{6.c}\cos\varphi, \\
& T_{ds1}M_{ds1}(p)p + M_{ds1}(p) = K_{ds1}U_1(p)W_{kz1}(p), \\
& T_{ds2}M_{ds2}(p)p + M_{ds2}(p) = K_{ds2}U_2(p)W_{kz2}(p), \\
& U_1 = K_{dy1}\alpha_\xi, \\
& U_2 = K_{dy2}\beta_\eta.
\end{aligned} \right. \quad (6.3)$$

При исследовании динамики ГС в необходимо осуществлять совместное решение системы уравнений (6.3) и дифференциальных уравнений, описывающих кинематику движения элементов карданова подвеса ГС (6.4).

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{z1} = \omega_{oz} \cos \varphi_y + \omega_{ox} \sin \varphi_y, \\ \omega_{x1} = \omega_{ox} \cos \varphi_y - \omega_{oz} \sin \varphi_y, \\ \omega_{y1} = \omega_{oy} + \dot{\varphi}_y, \\ \omega_{x2} = \omega_{ox} \cos \varphi_y / \cos \varphi_z - \omega_{oz} \sin \varphi_y / \cos \varphi_z + \omega_{y2} \sin \varphi_z / \cos \varphi_z, \\ \dot{\varphi}_z = \omega_{z2} - \omega_{oz} \cos \varphi_y - \omega_{ox} \sin \varphi_y, \\ \omega_{y2} = \omega_{y1} \cos \varphi_z - \omega_{x1} \sin \varphi_z, \\ \dot{\varphi}_y = \omega_{y2} / \cos \varphi_z + \omega_{ox} \cos \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z - \omega_{oy} - \omega_{oz} \sin \varphi_y \operatorname{tg} \varphi_z, \\ \omega_{z2} = \omega_{z1} + \dot{\varphi}_z. \end{array} \right. \quad (6.4)$$

На основании (6.3) с учетом значимости возмущающих моментов по каналам наружной и внутренней рам составлена структурная схема ГС на ДНГ в режиме стабилизации (рис.6.1). Структурная схема соответствующая (6.4) была представлена ранее на рис.5.4.2.б.

На структурной схеме обозначено $A_g = A + 0,5B_1$, $D_g = 0,5(D_\alpha + D_\beta)$, $H = (C + B_1) \dot{\varphi}_0$, $A_k = 0,5(A_1 + B_1 - C_1)$. Действие моментов $M_{z3}^0 \dot{\varphi}_0$, $M_{y3}^{6.c}$, $M_{x3}^{6.c}$ на структурных схемах учтено в виде моментов M_1, M_2 , обуславливающих инструментальный дрейф нуля гироскопа.

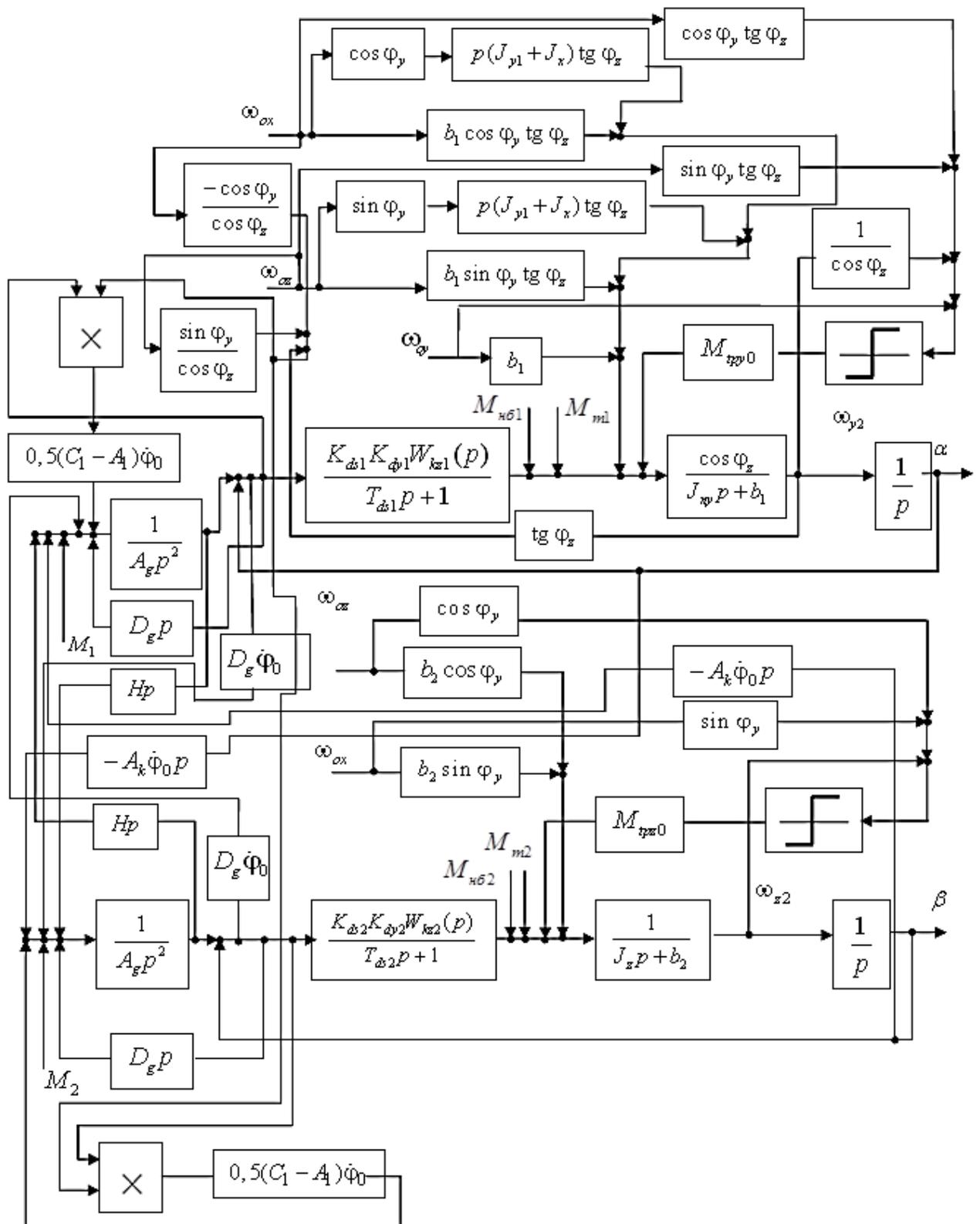


Рис.6.1. Структурная схема ГС на ДНГ

6.2. Разработка имитационных моделей двухосного индикаторного гиросtabilизатора на динамически - настраиваемом гироскопе

Рассмотрим пример динамических расчетов ГС, у которого вес вместе с ПН не превышает 1,5 кг:

$b_1 = b_2 = 0,0041 \text{ Нмс}$, $J_{ny} = J_{y1} + J_y \cos^2 \varphi_z + J_x \sin^2 \varphi_z \approx 0,0026 \text{ кгм}^2$,
 $J_{nz} \approx 0,0015 \text{ кгм}^2$, $H = 0,0012 \text{ Нмс}$, $A_g = 0,0000001 \text{ кгм}^2$, $D_g = 0,0000006 \text{ Нмс}$,
 $T_{ds1} = T_{ds2} = 0,0004 \text{ с}$, $D_g \dot{\varphi}_0 = 0,00094 \text{ Нм}$, $A_k \dot{\varphi}_0 = 0,0001 \text{ кгм}^2 \text{ рад/с}$,
 $C_1 - A_1 = 0,00000004 \text{ кгм}^2$. Рассмотрена работа прибора при трехкомпонентной качке ($\omega_{oz} = A\omega \sin \omega t$, $\omega_{oy} = A\omega \sin \omega t$, $\omega_{ox} = A\omega \sin \omega t$, $A = 1,7^0$, $\omega = 2 \text{ Гц}$).

На рис.6.2 приведена имитационная модель двухосного ГС на ДНГ для определения разомкнутой ЛАФЧХ контура стабилизации. На рис.6.3 приведена имитационная модель ГС для определения замкнутой ЛАФЧХ контура стабилизации. На рис. 6.4 представлена имитационная модель ГС на ДНГ.

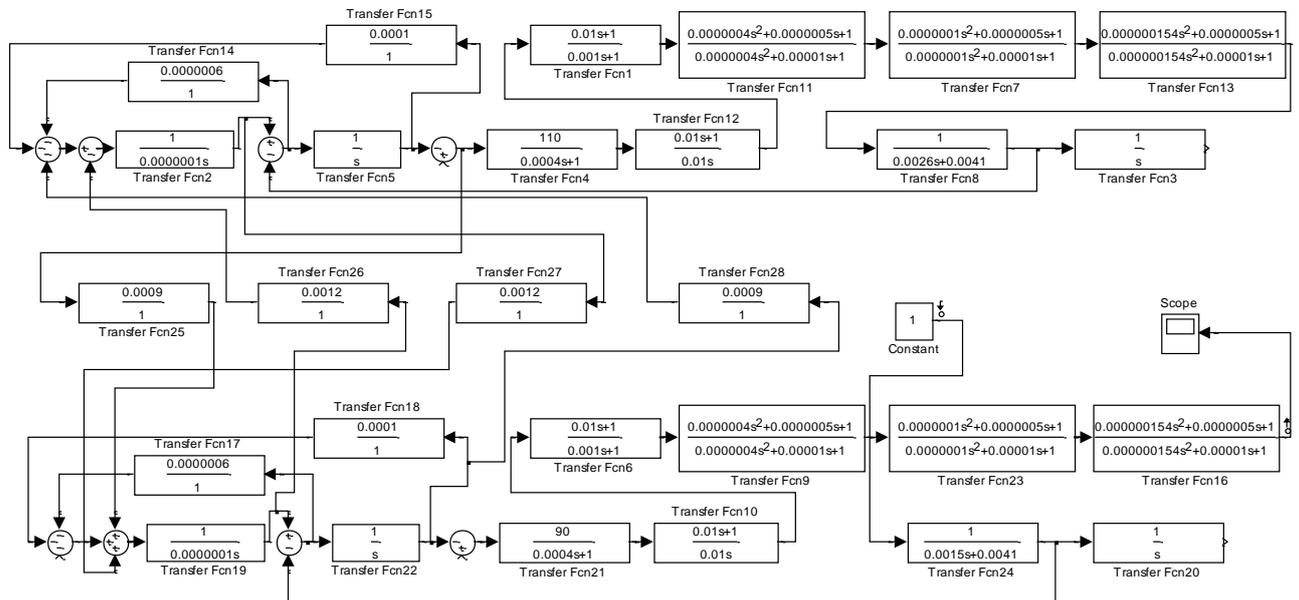


Рис. 6.2. Имитационная модель ГС для определения разомкнутой ЛАФЧХ

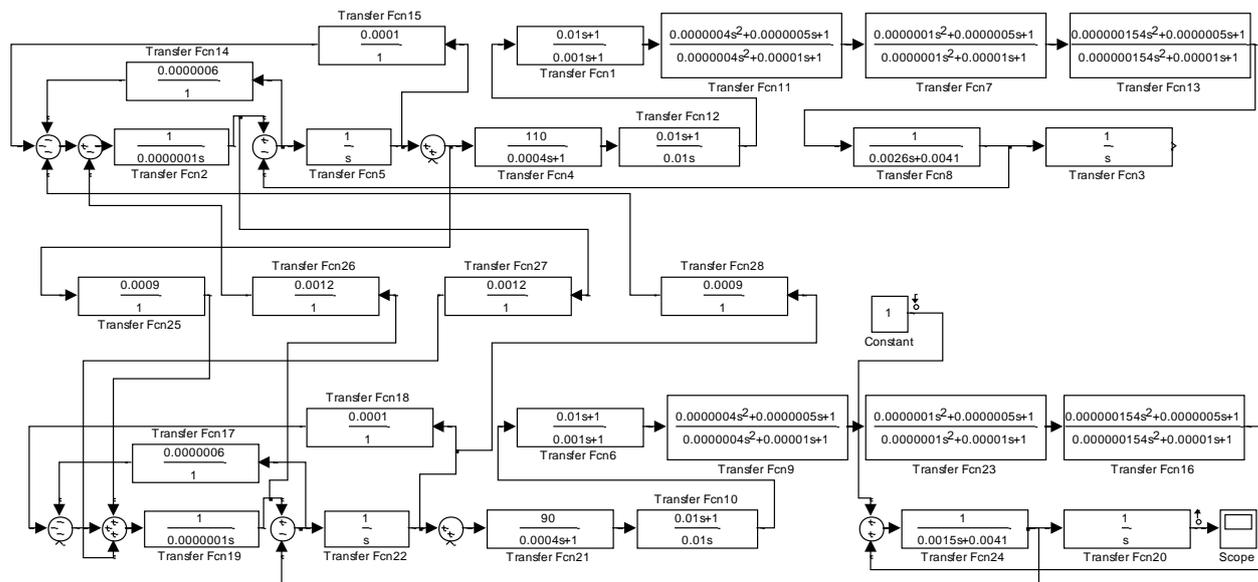


Рис. 6.3. Имитационная модель ГС для определения замкнутой ЛАФЧХ

Приведем описание блоков имитационной модели ГС (рис.6.4):

Score 4 – φ_y , Score 5 – φ_z , Score2 – φ_x , Score 3 – ω_{x2} ,

Score 12 – суммарный возмущающий момент по каналу НР,

Score 13 – суммарный возмущающий момент по каналу ВР,

Score 10 – момент сил вязкого трения по каналу ВР,

Score 9 – момент сил вязкого трения по каналу НР,

Score 8 – инерционный момент по каналу НР,

Constant1 – момент от несбалансированности по каналу ВР,

Constant2 – момент от несбалансированности по каналу НР,

Constant3 – собственный уход ДНГ по каналу НР,

Constant4 – собственный уход ДНГ по каналу ВР,

$\omega_{oz} = \omega_{oz2}$ – блоки задания угловой скорости качки основания относительно оси OZ , $\omega_{ox2} = \omega_{ox3} = \omega_{ox4}$ – блоки задания угловой скорости качки основания относительно оси Ox , ω_{oy} – блок задания угловой скорости качки основания относительно оси Oy ,

Transfer Fcn27 – ПФ двигателя стабилизации канала НР,

Transfer Fcn3 – ПФ платформы по каналу НР,

Transfer Fcn7 – момент инерции ротора ДНГ по каналу НР,

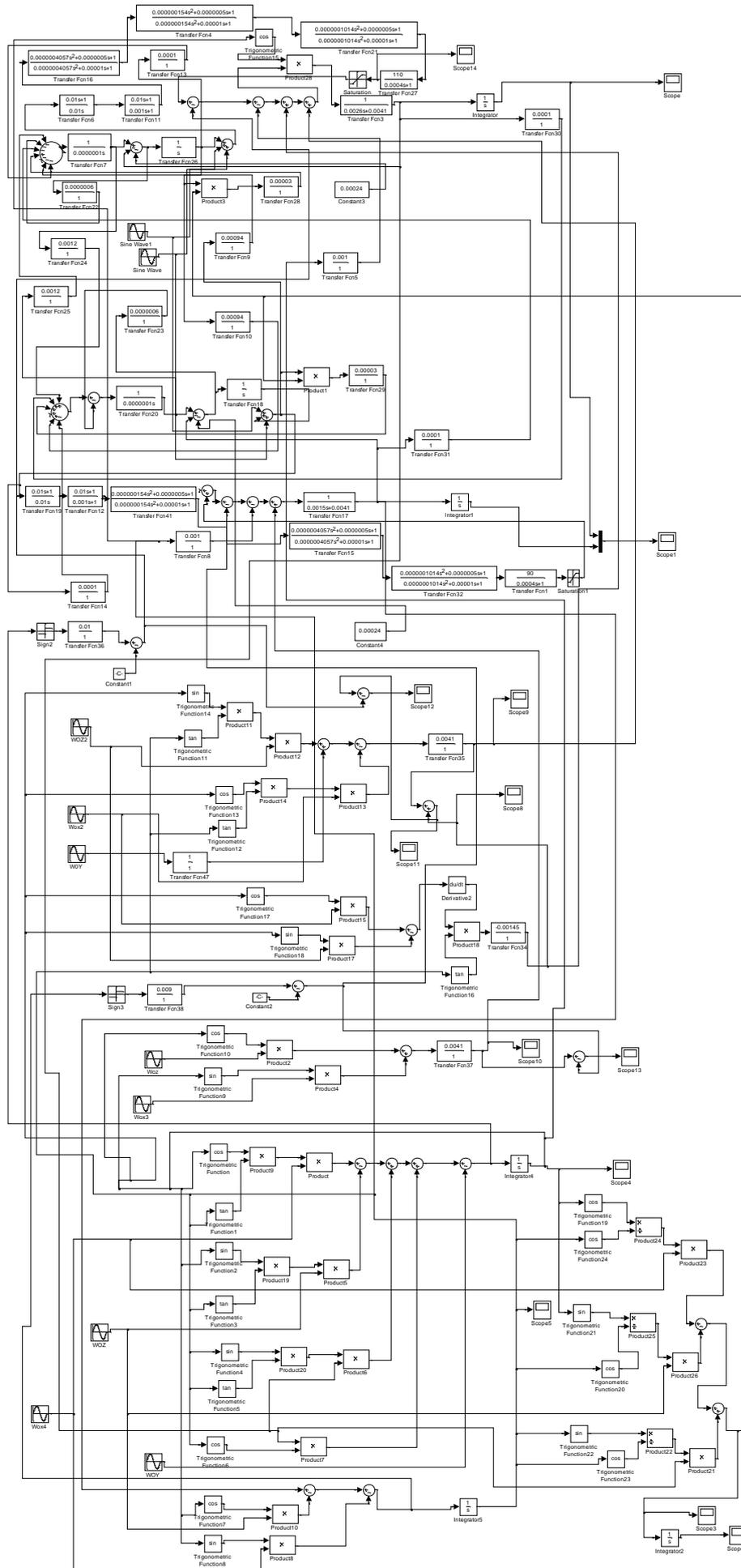


Рис.6.4. Имитационная модель ГС

- Transfer Fcn20 – момент инерции ротора ДНГ по каналу ВР,
- Transfer Fcn22 – удельный коэффициент сил вязкого трения в подвесе ротора ДНГ по каналу НР,
- Transfer Fcn23 – удельный коэффициент сил вязкого трения в подвесе ротора ДНГ по каналу ВР,
- Transfer Fcn24 – кинетический момент ДНГ, Transfer Fcn25 – кинетический момент ДНГ,
- Transfer Fcn6 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации канала НР,
- Transfer Fcn11 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации канала НР,
- Transfer Fcn11 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации канала НР,
- Transfer Fcn21 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации канала НР,
- Transfer Fcn41 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации канала НР,
- Saturation – ограничение по моменту двигателя стабилизации канала НР,
- Saturation1 – ограничение по моменту двигателя стабилизации канала ВР,
- Transfer Fcn19 – передаточная функция корректирующего звена канала стабилизации ВР,
- Transfer Fcn12 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации канала ВР,
- Transfer Fcn15 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации канала ВР,
- Transfer Fcn32 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации канала ВР,
- Transfer Fcn41 – ПФ корректирующего звена контура стабилизации канала ВР,
- Transfer Fcn1 – передаточная функция двигателя стабилизации канала ВР,
- Transfer Fcn17 – передаточная функция платформы по контуру стабилизации канала ВР,
- Transfer Fcn36 – амплитуда момента сил сухого трения по каналу НР,
- Transfer Fcn38 – амплитуда момента сил сухого трения по каналу ВР,
- Сигнал на выходе звена Transfer Fcn5 – момент тяжения токоподводов по каналу НР,
- Сигнал на выходе звена Transfer Fcn8 – момент тяжения токоподводов по каналу ВР,
- Sine Wawe – величина помехи на выходе ДНГ на частоте вращения ротора,

Sine Wawe1 – величина помехи на выходе ДНГ на двойной частоте вращения ротора,

Сигналы на выходе звеньев Transfer Fcn29,30,10,14 – возмущающие моменты относительно оси подвеса ДНГ канала ВР,

Сигналы на выходе звеньев Transfer Fcn22,31,13,28,9 – возмущающие моменты относительно оси подвеса ДНГ канала НР.

Имитационная модель позволяет:

- получить решение системы уравнений (6.3, 6.4) численным методом с учетом возмущающих моментов по осям подвеса ДНГ и помех в выходном сигнале ДНГ,

- исследовать функционирование конструкций ГС с отличающихся значениями характеристик инерционности, массы, габаритов полезной нагрузки и элементов карданова подвеса,

- изменять характеристики передаточной функции двигателей стабилизации и чувствительных элементов в зависимости от конкретной модели, примененной в конструкции,

- изменять вид и параметры корректирующих звеньев и элементов усилительно-преобразующих трактов контуров управления,

- исследовать функционирование ГС при различных режимах качки основания,

- проводить анализ величины отдельных составляющих возмущений, действующих на ГС в процессе эксплуатации на подвижном объекте с учетом переменных значений углов поворота рам карданова подвеса,

- проводить анализ составляющих погрешности стабилизации, с учетом переменных значений углов поворота рам карданова подвеса.

6.3. Способ построения контуров стабилизации повышенной точности и результаты математического моделирования динамических процессов двухосного индикаторного гиросtabilизатора на динамически - настраиваемом гироскопе

На рис.6.3.1 приведены ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации по

каналу y , а на рис.6.3.2 по каналу z . При этом в канале стабилизации по каналу y применено корректирующее звено [234, 235]

$$W_{kz1}(p) = \frac{k_{y1}(T_{k31}p+1)(T_{k32}p+1)(T_{k34}^2p^2+a_1p+1)(T_{k36}^2p^2+a_3p+1)(T_{k38}^2p^2+a_5p+1)}{T_{k3}p(T_{k33}p+1)(T_{k35}^2p^2+a_2p+1)(T_{k37}^2p^2+a_4p+1)(T_{k39}^2p^2+a_6p+1)} \quad \text{с параметрами}$$

$$\begin{aligned} T_{k3} = T_{k31} = T_{k2} = 0,01\text{с}, & \quad T_{k33} = 0,001\text{с}, & \quad T_4^2 = T_5^2 = 0,0000004057\text{с}^2, \\ a_1 = a_3 = a_5 = 0,0000005, & \quad a_2 = a_4 = a_6 = 0,00001, & \quad T_6^2 = T_7^2 = 0,0000001014\text{с}^2, \\ T_8^2 = T_9^2 = 0,000000154 \text{с}^2. & & \end{aligned}$$

В канале z применено корректирующее звено

$$W_{kz2}(p) = \frac{k_{y2}(T_{k310}p+1)(T_{k311}p+1)(T_{k313}^2p^2+a_7p+1)(T_{k315}^2p^2+a_9p+1)(T_{k317}^2p^2+a_{11}p+1)}{T_{k3}p(T_{k312}p+1)(T_{k314}^2p^2+a_8p+1)(T_{k316}^2p^2+a_{10}p+1)(T_{k318}^2p^2+a_{12}p+1)} \quad \text{с параметрами}$$

$$\begin{aligned} T_{k3} = T_{k310} = T_{k11} = 0,01\text{с}, & \quad T_{k312} = 0,001\text{с}, & \quad T_{13}^2 = T_{14}^2 = 0,0000004057\text{с}^2, \\ a_7 = a_9 = a_{11} = 0,0000005, & \quad a_8 = a_{10} = a_{12} = 0,00001, & \quad T_{15}^2 = T_{16}^2 = 0,0000001014\text{с}^2, \\ T_{17}^2 = T_{18}^2 = 0,000000154 \text{с}^2. & & \end{aligned}$$

По каналу y при коэффициенте усиления $K_{ds1}K_{\partial y1}K_{y1} = 110$ Нм/рад на частоте среза обеспечены запасы устойчивости по фазе 30° и по амплитуде -12дБ. По каналу z при коэффициенте усиления $K_{ds2}K_{\partial y2}K_{y2} = 90$ Нм/рад на частоте среза обеспечены запасы устойчивости по фазе 29° и по амплитуде -11дБ. Выбор значений коэффициентов усиления по контурам стабилизации осуществлен с учетом обеспечения помехозащищенности прибора. С этой целью в структуре регулятора канала y стабилизации предусмотрена комбинация заградительных (режекторных) фильтров вида

$$W_{p\phi1}(p) = \frac{(T_{k34}^2p^2+a_1p+1)(T_{k36}^2p^2+a_3p+1)(T_{k38}^2p^2+a_5p+1)}{(T_{k35}^2p^2+a_2p+1)(T_{k37}^2p^2+a_4p+1)(T_{k39}^2p^2+a_6p+1)},$$

в структуре регулятора канала z предусмотрена комбинация заградительных фильтров вида

$$W_{p\phi2}(p) = \frac{(T_{k313}^2p^2+a_7p+1)(T_{k315}^2p^2+a_9p+1)(T_{k317}^2p^2+a_{11}p+1)}{(T_{k314}^2p^2+a_8p+1)(T_{k316}^2p^2+a_{10}p+1)(T_{k318}^2p^2+a_{12}p+1)},$$

настроенных на нутационную частоту колебаний ротора гироскопа, частоту вращения ротора гироскопа и двойную частоту вращения ротора гироскопа.

ЛАФЧХ заградительного фильтра показана на рис.6.3.3. На вышеперечисленных частотах обеспечено подавление помехи в 25 раз. Эффективность применения в канале стабилизации заградительных фильтров иллюстрируют также рис. 6.3,4 на котором представлен график момента двигателя стабилизации при трехкомпонентной качке основания и замкнутом контуре стабилизации с заградительными фильтрами, а на рис. 6.3.5 при их отсутствии. При расчетах использованы характеристики помехи, соответствующие гироскопу типа ДНГ-4.

В зависимости от точности динамической настройки и влияния демпфирования поведение ДНГ на неподвижном основании в области низкочастотных и постоянных возмущающих моментов различно [20].

Если положить, что условия динамической настройки выполнены и пренебречь демпфированием, то уравнения ДНГ по форме совпадают с уравнениями трехстепенного свободного гироскопа. Передаточная функция ДНГ по одному из выходов относительно входа – момента, действующего по той же оси, имеет вид

$$W_z(p) = \frac{A_g p + D_g}{A_g^2 p^2 + D_g p + (H^2 + D_g^2)} \cdot \frac{1}{p}.$$

При точной динамической настройке, но при $\kappa_\delta = 0,5(D_\alpha + D_\beta)\dot{\varphi} \neq 0$ передаточная функция ДНГ запишется

$$W_z(p) = \frac{A_g p^2 + D_g p}{A_g^2 p^4 + 2A_g D_g p^3 + (H^2 + D_g^2) p^2 + 2H\kappa_\delta p + \kappa_\delta^2}.$$

Для случая неточного выполнения условия динамической настройки и при $\kappa_\delta \neq 0$ передаточная функция ДНГ

$$W_z(p) = \frac{A_g p^2 + D_g p + k_n}{A_g^2 p^4 + 2A_g D_g p^3 + (H^2 + D_g^2 + 2A_g k_n) p^2 + (2H\kappa_\delta + 2D_g k_n) p + (\kappa_\delta^2 + k_n^2)},$$

где $(A_1 + B_1 - C_1)\dot{\varphi}_o - (k_\alpha + k_\beta) = k_n$.

Введение интегрирующего звена в регулятор контура стабилизации позволяет уменьшить погрешность стабилизации от действия низкочастотных

возмущающих моментов для любого из рассмотренных выше случаев описания динамических свойств ДНГ. Реакция на единичное возмущающее ступенчатое воздействие 1Нм по каналу y приведена на рис. 6.3.6. Время переходного процесса в системе не превышает 0,1 с. Реакция на единичное возмущающее ступенчатое воздействие 1Нм по каналу z приведена на рис. 6.3.7. Время переходного процесса в системе не превышает 0,1 с. График ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации по каналу y приведен на рис. 6.3.8, а по каналу z на рис. 6.3.9.

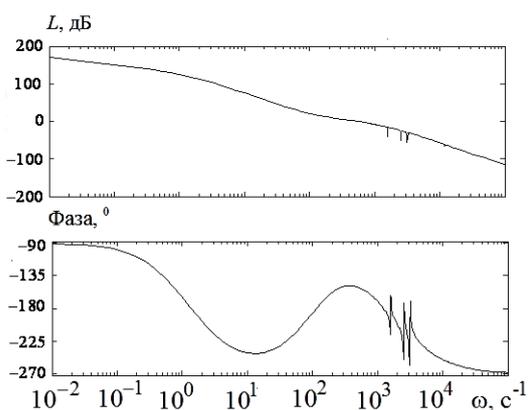


Рис.6.3.1. ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации (канал y)

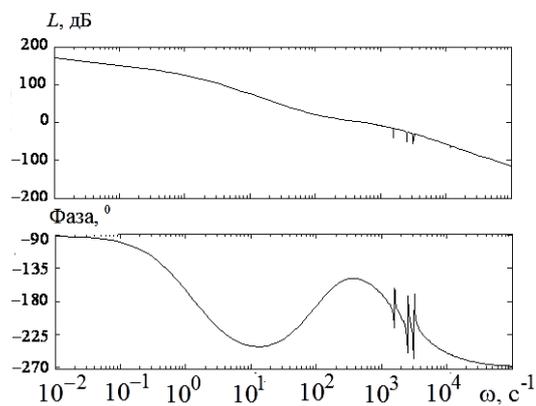


Рис.6.3.2. ЛАФЧХ разомкнутого контура стабилизации (канал z)

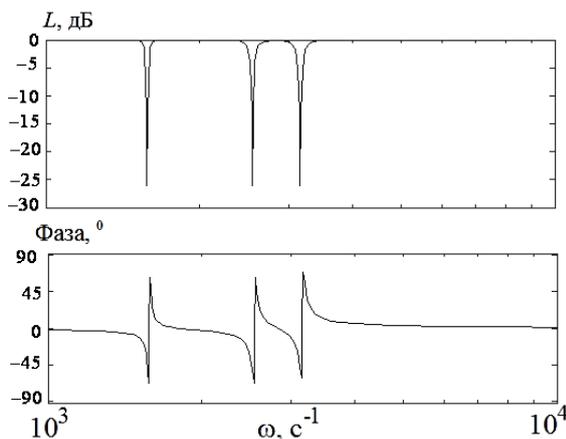


Рис.6.3.3. ЛАФЧХ режекторных фильтров

На рис.6.3.10 представлен график погрешности стабилизации по каналу y при качке основания с параметрами качки, указанными выше (собственный уход ГС компенсирован). Амплитуда погрешности не превышает $0,0045^0$. На рис.6.3.11 представлен график погрешности стабилизации по каналу z при качке

основания с параметрами качки, указанными выше (собственный уход ГС компенсирован). Амплитуда погрешности не превышает $0,0047^0$.

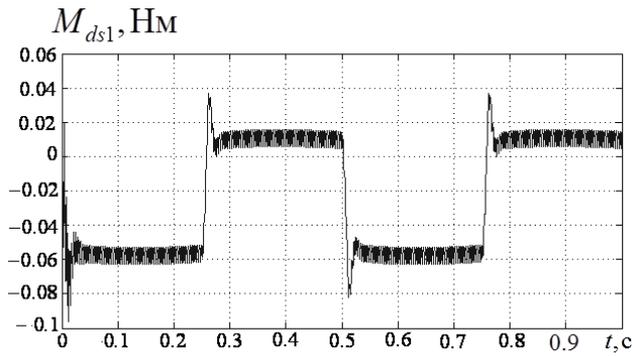


Рис. 6.3.4. Момент двигателя стабилизации (канал y)

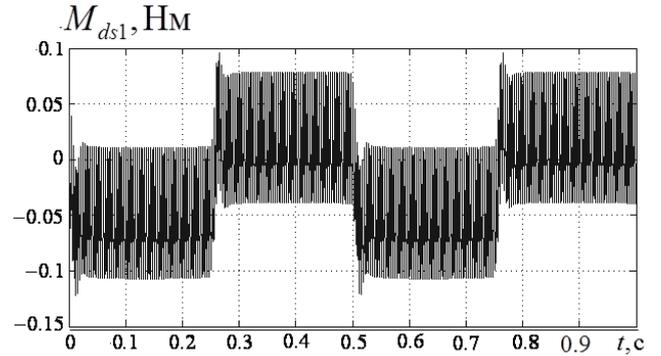


Рис. 6.3.5. Момент двигателя стабилизации (канал y)

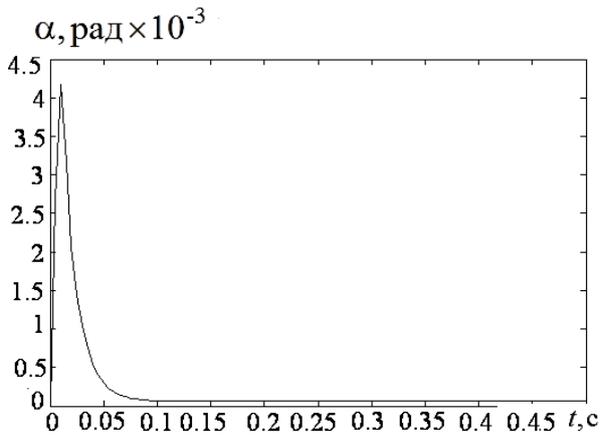


Рис. 6.3.6. Реакция на единичное ступенчатое возмущающее воздействие по оси стабилизации (канал y)

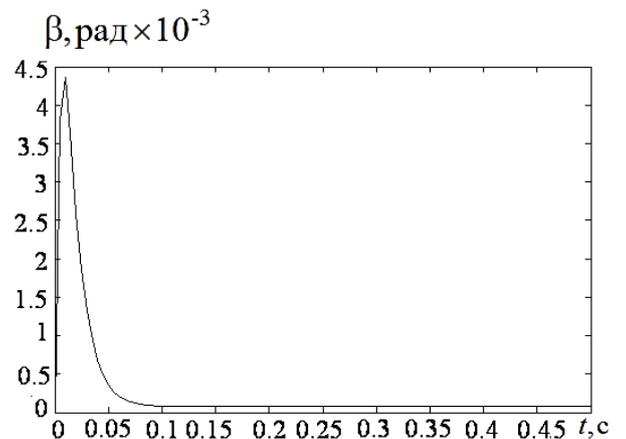


Рис. 6.3.7. Реакция на единичное ступенчатое возмущающее воздействие по оси стабилизации (канал z)

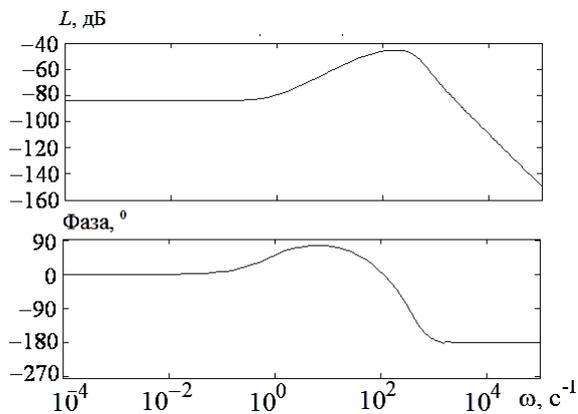


Рис. 6.3.8. ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации (канал y)

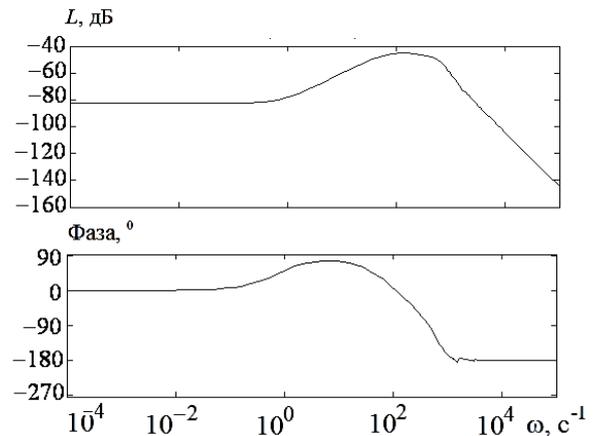


Рис. 6.3.9. ЛАФЧХ замкнутого контура стабилизации (канал z)

Уход ГС по каналу y (рис.6.3.12) при качке основания (с параметрами

качки, указанными выше) составляет $0,014^0/\text{с}$. Уход ГС по каналу z (рис.6.3.12) при качке основания составляет $0,012^0/\text{с}$.

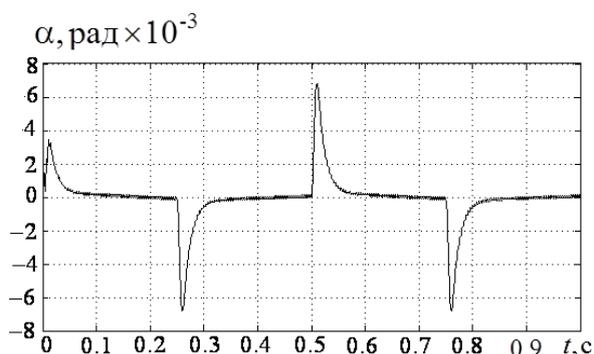


Рис.6.3.10. Погрешность стабилизации (канал y)

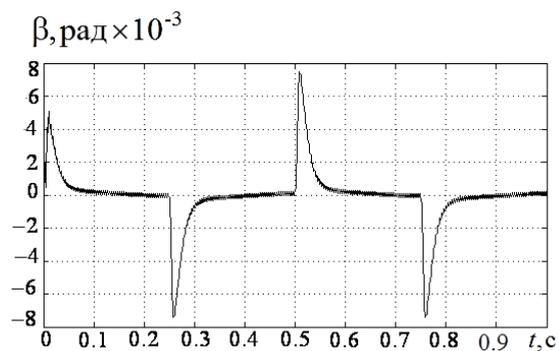


Рис.6.3.11. Погрешность стабилизации (канал z)

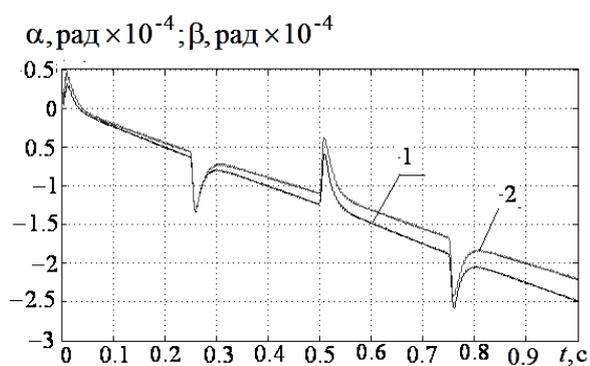


Рис.6.3.12. Уход ГС: 1 – канал НР, 2 – канал ВР

Выводы по главе 6

С использованием уравнений Эйлера разработана математическая модель системы стабилизации ПН на ДНГ, отличающаяся от имеющихся подробным представлением возмущающих моментов в виде функций кинематических параметров качки основания и движения элементов карданова подвеса. Рассмотрены особенности математического описания ДНГ с учетом вариативности вида передаточной функции ДНГ на низких частотах при изменении условий функционирования. Исследования выходного сигнала гироскопа позволили выявить частоты преобладающих составляющих помехи, которые соответствуют частоте вращения и двойной частоте ротора гироскопа, и нутационной частоте колебаний ротора. Разработана структурная схема построения УПТ каналов стабилизации, обеспечивающая расширение полосы пропускания, увеличение динамической точности, шумоподавление, инвариантность к временной нестабильности ряда параметров ДНГ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационном исследовании разработаны и теоретически обоснованы способы повышения точности ИИиУС на основе ГС. При этом продуктивным оказалось использование принципа самонастройки параметров контуров управления ГС, применение метода комбинированного управления, а также метода управления с применением эталонной модели системы. Разработанные способы повышения точности ИИиУС внедрены в научную и производственную деятельность АО «Южморгеология» г. Геленджик, АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор» г. Санкт-Петербург, учебную деятельность ФГБОУ ВО Тульский государственный университет.

Разработана структура построения и математическое описание двухосного индикаторного ГС морского гравиметра повышенной точности с системой коррекции, настроенной на период Шулера с автономным демпфированием собственных колебаний, обеспечивающей инвариантность системы к линейным ускорениям (с точностью до малой величины ε) не только при прямолинейном движении, но и при циркуляции судна. При этом средняя интегральная величина погрешности из-за ускорений и наклонов основания равна 0,007 мГал на частоте качки 1рад/с при амплитуде возмущающего ускорения 100 Гал, а погрешность стабилизации вертикали при циркуляции не превышает 1,4 угловых минуты, если курсовой угол определен с погрешностью не более 0,5 град и 14,4 угловых секунды, если курсовой угол определен с погрешностью не более 0,05 град.

Разработана структура построения и математическое описание двухосного индикаторного ГС морского гравиметра повышенной точности с параметрической коррекцией сигнала первого интегратора системы интегральной коррекции, которая обеспечивает инвариантность прибора к ускорениям судна и одновременно демпфирование собственных колебаний в автономном режиме. Следствием инвариантности прибора к ускорением судна является отсутствие погрешности гравиметрических измерений из-за наклонов и ускорений гиростабилизированной платформы.

Разработаны структуры построения адаптивных структурных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра повышенной точности

и их математическое описание. Разработаны критерии самонастройки параметров адаптивных схем акселерометрической коррекции ГС морского гравиметра. Расчетные примеры подтверждают, что при использовании системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением дополнительного апериодического звена первого порядка при нерегулярной качке, обусловленной орбитальным движением центра масс, бортовой и килевой качкой погрешность уменьшается в 3,5 раза по сравнению с системой акселерометрической коррекции без самонастройки параметров. В случае использования системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров с применением комбинации апериодического и форсирующего звеньев первого порядка в качестве дополнительного звена при нерегулярной качке погрешность уменьшается в 4,43 раза по сравнению с системой акселерометрической коррекции без самонастройки параметров. Применение системы акселерометрической коррекции с самонастройкой параметров и дополнительным звеном четвертого порядка при нерегулярной качке уменьшает погрешность, обусловленную рысканием судна в 9,4 раза и уменьшает в 2,36 раза погрешность, обусловленную рысканием и наличием хода судна по сравнению с системой акселерометрической коррекции с применением комбинации апериодического и форсирующего звеньев первого порядка в качестве дополнительного звена.

Разработана структура построения и математическая модель двухосного индикаторного ГС гравиметрического комплекса с комбинированным управлением, включающая математическое описание каналов компенсации возмущающих воздействий и контуров самонастройки параметров каналов компенсации возмущающих воздействий для повышения точности системы стабилизации гравиметрического комплекса. Предложены и исследованы различные структурные решения построения каналов компенсации возмущающих воздействий, получены соотношения для выбора параметров каналов компенсации, обеспечивающих наилучшее качество работы. Самонастройка параметров каналов компенсации возмущающих моментов, в условиях изменяющегося комплекса влияющих факторов, позволяет в 180 раз уменьшить

погрешность стабилизации от моментов сил вязкого трения в установившемся режиме. Время самонастройки параметров канала компенсации не превышает 2 с.

Разработаны структурные решения и проектировочные зависимости построения УПТ ЧЭ ГС ИИиУС, обеспечивающие повышенную динамическую точность этих ЧЭ, а следовательно и всей ИИиУС. Применение АЦП с компенсацией апертурной погрешности преобразования при неизменной точности преобразования позволяет расширить допустимую полосу пропускания измеряемого сигнала. Например, 16 разрядный АЦП с компенсацией апертурной погрешности при неизменной точности преобразования позволяет расширить допустимую полосу пропускания сигнала в 929 по сравнению с АЦП с непосредственным преобразованием. Аналитические выражения для определения параметров УПТ позволяют обеспечить проектирование ЧЭ с заданным значениям динамической погрешности, а также с заданной величиной помехи на выходе.

Разработана структура построения, математическое описание и способы повышения точности многофункциональной ИИиУС на основе двухосной ГВ на ММЧЭ, обеспечивающей функции стабилизации и управления ПН пространстве и выработку параметров ориентации транспортного средства в пространстве. Предложенные способы повышения точности системы позволяют приблизить точностные характеристики ГС к потенциально достижимым, устранить отставание технических характеристик отечественных малогабаритных ГС по отношению к зарубежным ГС, обеспечить импортозамещение зарубежных ГС.

Разработан способ повышения точности и математическая модель двухосного индикаторного ГС на ДНГ. Имитационные модели ГС ИИиУС позволяют исследовать функционирование конструкций ГС с отличающимися значениями характеристик моментов инерции, массы, габаритов полезной нагрузки и элементов карданова подвеса, изменять характеристики ПФ двигателей стабилизации и ЧЭ в зависимости от конкретной модели, примененной в конструкции, изменять вид и параметры корректирующих звеньев и элементов УПТ контуров управления, исследовать функционирование ГС при различных режимах качки основания, оценить влияние шума ЧЭ ГС на точность

стабилизации, оценить «зашумленность» УПТ ГС, проводить анализ величины составляющих возмущений, действующих на ГС в процессе эксплуатации с учетом переменных значений углов поворота рам карданова подвеса, проводить анализ влияния возмущений на выходные характеристики системы, проводить анализ составляющих погрешностей функционирования, сократить затраты при проектировании ГС ИИиУС .

Результаты, полученные при исследовании электропривода ГС, использованы также при создании электропривода трубопроводной арматуры [236].

В дальнейшем разработка способов повышения точности ИИиУС на основе ГС может быть связана с построением многокаскадных гироскопических ГС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гироскопические системы. Гироскопические приборы и системы: Учеб. для вузов по спец. «Гироскоп. приборы и устройства» / Д. С. Пельпор, И.А. Михалев, В.А. Бауман и др.; Под ред. Д.С. Пельпора. - 2-е изд. перераб. и доп. - М.: Высш. шк., 1988. - 424 с.
2. Гироскопические стабилизаторы на динамически настраиваемых вибрационных гироскопах : Учеб. пособие по курсу "Теория гироскопов и гиростабилизаторов" / Д. С. Пельпор, В. А. Матвеев, В. В. Фатеев; Под ред. Д. С. Пельпора. - Москва : МВТУ, 1985. - 61 с.
3. Пельпор Д.С. Гироскопические системы: Проектирование гироскопических систем. Часть 2. Гироскопические стабилизаторы: Учебное пособие. / Д.С. Пельпор, Ю.А. Колосов, Ю.Г. Ляховецкий, Е.Р. Рахтеенко. - М. : Высшая школа, 1977. - 223 с.
4. Пельпор Д.С. Гироскопические системы ориентации и стабилизации. Справочное пособие. -М: Машиностроение, 1982. -165с.
5. Д. С. Пельпор, В.А. Матвеев, В.Д. Арсеньев. Динамически настраиваемые гироскопы: Теория и конструкции. - М.: Машиностроение, 1988. -263с.
6. Пельпор Д. С., Колосов Ю. А., Рахтеенко Е. Р. Расчёт и проектирование гироскопических стабилизаторов. - М.: Машиностроение, 1972.-216 с.
7. Пельпор Д.С. Гироскопические системы. Теория гироскопов и гиростабилизаторов. Учебное пособие. Кн. 1. -М.: Высшая школа, 1986. - 423 с.
8. Ривкин С.С. Стабилизация измерительных устройств на качающемся основании. - М.: Главная редакция физико-математической литературы издательства «Наука», 1978. -320 с.
9. Ривкин С.С. Статистический синтез гироскопических устройств - Ленинград : Судостроение, 1970. - 422 с.
10. Ривкин С.С. Расчет динамических погрешностей гироскопических устройств на качающемся основании - Центральный научно-исследовательский институт «Румб», 1991. – 97 с.
11. Ривкин С.С. Гироскопическая стабилизация морских гравиметров / С.С. Ривкин, А.Д. Береза. - Москва: Наука, 1985. -176 с.

12. Неусыпин А.К. Гироскопические приводы. - М.: Машиностроение, 1978.- 192 с.
13. Современные методы и средства измерения параметров гравитационного поля Земли / Пешехонов В.Г., Степанов О.А., Августов Л.И. и др. / Под общей ред. акад. РАН В.Г. Пешехонова; научн. редактор О.А. Степанов. – СПб.: ГНЦ РФ ОА «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2017. – 390 с.
14. Пешехонов В.Г., Несенюк Л.П., Старосельцев Л.П., Элинсон Л.С. Судовые средства измерения параметров гравитационного поля Земли. - Л.: ЦНИИ «Румб», 1989. – 89 с.
15. Блажнов Б.А., Несенюк Л.П., Пешехонов В.Г., Элинсон Л.С. Морские и авиационные гиросtabilизированные гравиметры, разрабатываемые в ЦНИИ «Электроприбор» // Материалы I Санкт-Петербургской международной конференции по гироскопической технике. 1994. С.114-121.
16. Бесекерский В.А., Фабрикант Е.А. Динамический синтез систем гироскопической стабилизации. - Л.: Судостроение, 1968.- 352 с.
17. Бесекерский В.А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. - М.: Наука, 1970. - 576 с.
18. Авт. свид. СССР N354383. Гиросtabilизированная платформа / Береза А.Д., Ривкин С.С., Остроухов и др. 1972. Бюл. N30.
19. И.Б. Челпанов, Л.П. Несенюк, М.В. Брагинский. Расчет характеристик навигационных приборов. -Л.: Судостроение, 1978. -263 с.
20. Матвеев В.А., Подчезерцев В.П., Фатеев В.В. Гироскопические стабилизаторы на динамически настраиваемых вибрационных гироскопах: учеб. пособие. -М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. -103 с.
21. Распопов В.Я. Теория гироскопических систем. Гиросtabilизаторы. - Тула: Изд-во ТулГУ, 2016. -388 с.
22. Распопов В.Я. Непосредственные гиросtabilизаторы : монография - Тула: Издательство ТулГУ, 2015. -220 с.
23. Гироскопические системы. Уравнения движения гироскопических систем, одноосные и двухосные гиросtabilизаторы: Лекции / Л.А. Северов, П.Б. Дергачев, В.С. Слепков. - Л.:ЛЭТИ, 1977. - 61с.

24. Северов. Л.А. Гиросtabilизаторы инерциальных систем управления.- Л.: Изд-во ЛГУ, 1979.-150 с.
25. Северов. Л.А. Гироскопические системы: Трехосные гироскопические стабилизаторы.: Лекции. -Л.: Ленингр. электротехн. ин-т, 1978.-72 с.
- 26 А.С. ССР №565268. Гиросtabilизатор морского гравиметра / Шайденко. А.Я., Горбушин И.Г., Евстигнеев Е.Т. 15.07.1977. Бюл. №26.
27. Карпов В.К., Корякин О.Г. Системы стабилизации и управления: Учебное пособие. - Тула: ТулПИ, 1984. -100 с.
28. Карпов В. К., Ознобкин В. Д., Шайденко А. Я. Гиросtabilизированные платформы для стабилизации гравиметров и их экспериментальное исследование // Аппаратура и методы измерения силы тяжести на море. М.: Наука, 1970. С. 121-136.
29. Карпов В. К., Ознобкин В. Д., Шайденко А. Я. Исследование динамики гиросtabilизированных платформ с маятниковой коррекцией, предназначенных для стабилизации гравиметрической аппаратуры // Аппаратура и методы измерения силы тяжести на море. М.: Наука, 1970. С. 115-118.
30. Арсеньев В.Д. Расчет и синтез параметров гиросtabilизаторов для маневренных объектов: учеб. пособие: в 3ч. / Арсеньев В.Д.; МГТУ им. Н.Э. Баумана. - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2013. Ч.1: Расчет возмущающих моментов в гиросtabilизаторах для маневренных объектов. 2013. – 41 с.
31. Арсеньев В.Д. Расчет и синтез параметров гиросtabilизаторов для маневренных объектов: учеб. пособие: в 3ч. / Арсеньев В.Д.; МГТУ им. Н.Э. Баумана.-М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2015. Ч.2: Анализ устойчивости и расчет погрешностей стабилизации гиросtabilизаторов. 2015. -35 с.
32. Репников А.В., Сачков Г.П., Черноморский А.И. Теория и расчет гиросtabilизаторов: учебник для вузов.-2-е издание.- М.: Высшая школа, 1986. - 135 с.
33. Родионов В. И. Декомпозиция и метод исследования гироскопических систем, использующих принцип «Наведение - стабилизация» // Известия ТулГУ. Технические науки. 2016. №10. С. 301 – 310.
34. Родионов В. И. Исследование динамики совмещенных систем на ДУС

при переменных углах пеленга // Оборонная техника. 1993. № 3. С.25–27.

35. Родионов В. И. Управление гиросtabilизатором, построенном на датчике угловой скорости // Оборонная техника. 1996. № 10–11. С.52–56.

36. Родионов В.И. Гироскопические системы стабилизации и управления. - Тула: Изд-во ТулГУ, 2000. -192 с.

37. Иванов Ю.В. Гироскопические системы измерения вертикальной качки. - Тула: Изд-во Тул. гос. ун-т, 2004. -184 с.

38. Железняк Л.К., Конешов В.Н., Попов Е.И., Несенюк Л.П., Пешехонов В.Г. и др. Создание и внедрение гравиметров двойного назначения для измерений с морских и воздушных носителей // Гироскопия и навигация N1(44). 2004. С.149-152.

39. Железняк Л.К., Конешов В.Н. и др. Применение высокоточных морских гравиметрических съемок для поиска нефтегазоносных структур // Физика Земли. 2001. №9. С.62-68.

40. Конешов В.Н., Костицын В.И. Аппаратура и технологии гравиразведки и магниторазведки: авиационные и морские гравиметры: учебное пособие, Пермский государственный национальный исследовательский университет - Пермь, 2021. -108 с.

41. Лысов А.Н., Лысова А.А. Теория гироскопических стабилизаторов. Учебное пособие. -Челябинск. ЮУрГУ, 2009. -117 с.

42. Грушинский Н.П. Основы гравиметрии. - М.: Наука. Главная ред. физико-математической литературы, 1983.-352 с.

43. Белоглазов И.Н., Джанджгава Г.И., Чигин Г.П. Основы навигации по геофизическим полям. - М.: Наука. Главная редакция физико – математической литературы, 1985. -328 с.

44. Красовский А.А., Белоглазов И.Н., Чигин Г.П. Теория корреляционно - экстремальных систем. - М.: Наука. Главная редакция физико – математической литературы, 1979.- 448 с.

45. Самотокин Б.Б., Мелешко В.В., Степановский Ю.В. Навигационные приборы и системы. - К.: Вища школа. Головное изд-во,1986.-343 с.

46. Якушенков А.А. Основы инерциальной навигации. -М.: Издательство

«Морской транспорт», 1963.- 145 с.

47. Веселов К.Е., Сагитов М.У. Гравиметрическая разведка.-М.: Издательство «Недра», 1968.- 512 с.

48. Гравиразведка. Справочник геофизика/ Под ред. Е.А. Мудрецовой. - М.: Недра, 1981. -397 с.

49. Пантелеев В.Л. Основы морской гравиметрии. - М. : Недра, 1983. -256 с.

50. Железняк Л.К., Конешов В.Н., Попов Е.И. Новый этап развития морской гравиметрии. // Доклады Академии наук. 1994. том 337. №4. С.525 - 527.

51. Железняк Л.К., Конешов В.Н. Современные методы изучения гравитационного поля Мирового океана // Применение гравиинерциальных технологий в геофизике. - СПб.: ГНЦ РФ – ЦНИИ «Электроприбор», 2002., С.9-14.

52. Юзефович А.П., Огородова Л.В. Гравиметрия: Учебник для вузов. -М.: Недра,1980. – 320 с.

53. Веселов К.Е., Лозинская А.М. Состояние и перспективы измерений силы тяжести на море. // В кн. : Морские гравиметрические исследования, вып 8. М., из-во МГУ, 1975. С.15-21.

54. Антонов В.Ф., Кутепов В.С. Измерение силы тяжести кварцевым гравиметром на море. - Тула. : Тул. гос. ун-т, 2002.- 153 с.

55. Левицкая З.Н. Эффект орбитального движения в морской гравиметрии // Теория, аппаратура и вопросы методики морских гравиметрических исследований. -М. : изд-во МГУ, 1978. С.5-26.

56. Попов Е. И. Определение силы тяжести на подвижном основании с помощью сильно демпфированных гравиметров. - М.: Наука, 1967. - 218 с.

57. Железняк Л.К., Ю.П. Измайлов, Г.С. Марков, Е.И. Попов. Опыт проведения площадных съемок морскими гравиметрами.-М.:«Наука»,1967. - 104с.

58. Киреев К.Н., Кутепов В.С., Пущина Л.В., Тулин В.А., Черемисенов Г.В. Стабилизация морского гравиметра. - М.: Наука, 1978. - 79 с.

59. Пантелеев В.Л. Корректирующие звенья гиросмаятникового стабилизатора // Гравиинерциальные измерительные приборы. – Тула.: изд-во ТулПИ, 1979. С. 13-17.

60. Иванова Н.Я. Работа гиросtabilизированного гравиметра при

маневрировании корабля // Вопросы прикладной теории систем ориентации и навигации. – Л.: ЛИАП, 1983. С. 105-109.

61. Овсянников Г. Д. Влияние параметров системы коррекции гироскопической платформы на динамику и точность стабилизации гравиметрической аппаратуры // Гравиинерциальные приборы и измерения. – Тула.: ТулПИ, 1978. С. 39-47.

62. Корякин О.Г., Рогов С.В. Об устойчивости силовых гиросtabilизаторов с большими моментами инерции // Гравиинерциальные измерительные приборы. – Тула.: ТулПИ, 1981. С. 54-58.

63. Пельпор Д. С., Колосов Ю. А., Рахтеенко Е. Р. Расчет и проектирование гироскопических стабилизаторов. - М.: Машиностроение, 1972. - 216 с.

64. Александров А. Д., Правоторов Е. А., Рафельсон В. Д., Фельдман М. П. Индикаторные гироскопические платформы. - М.: Машиностроение, 1979. - 239 с.

65. Малютин Д.М. Российские и зарубежные бортовые гравиметрические комплексы // Инженерный журнал «Справочник» с Приложением №10 (127). Приложение №10 к журналу «Бортовые гироскопические приборы и системы. Научно - технические и образовательные аспекты» . 2007.С.13-16.

66. Карпов В.К., Кутуров А.Н., Коржук Н.Л., Малютин Д.М. Гравиинерциальный комплекс как средство измерения характеристик поля тяготения в мировом океане // Тез. докл. III Всесоюзной научно-технической конференции. – Харьков, 1991. С. 75-76.

67. Блажнов Б.А., Несенюк Л.П., Пешехонов В.Г., Соколов Л.В., Элинсон Л.С., Железняк Л.К. Интегрированный мобильный гравиметрический комплекс. Результаты разработки и испытаний // Применение гравиинерциальных технологий в геофизике. - СПб.: ГНЦ РФ – ЦНИИ «Электроприбор», 2002., С.33-44.

68. Краснов А.А., Соколов А.В., Евстифеев М.И., Старосельцева И.М., Элинсон Л.С., Железняк Л.К., Конешов В.Н. Гравиметрический датчик нового поколения // Измерительная техника. №9. 2014. С.12-15.

69. Краснов. А.А., Сирая Т.Н., Соколов А.В. Метрологические вопросы контроля и испытаний прецизионных бортовых гравиметров // Материалы

Шестой международной научно-технической конференции «Измерения и испытания в судостроении и смежных отраслях (СУДОМЕТРИКА-2016)» / ред. В. А. Грановский. – СПб: АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2016. С.104-111.

70. Бержицкий В.Н., Ильин В.Н., Савельев Е.Б., Смоллер Ю.Л., Юрист С.Ш. и др. Инерциально – гравиметрический комплекс МАГ-1 (GT-1A). Опыт разработки и результаты летных испытаний. // Применение гравиинерциальных технологий в геофизике.- СПб.: ГНЦ РФ – ЦНИИ «Электроприбор», 2002.С.48-60.

71. Патент № 2168269. Российская Федерация. Аналого-цифровой преобразователь / В.Н. Бержицкий, В.Н. Ильин, Ю.Л. Смоллер, С.Ш. Юрист. 23.12.99.

72. Патент № 2056642. Российская Федерация. Гравиметр для измерения силы тяжести с движущихся носителей / О.Д. Богомолов, В.Н. Волнянский, М.А. Ермаков, В.Н. Ильин, Е.Б. Савельев. Ю.Л. Смоллер, С.Ш. Юрист. 09.07.1993.

73. Патент № 2157966. Российская Федерация .Трехосный гиросtabilизатор Ж.Н. Бержицкий, В.Н. Ильин, Ю.Л. Смоллер, В.А. Черепанов, С.Ш. Юрист. 17.01.2000.

74. По материалам презентации фирмы Fugro-LCT Inc., Houston, Texas, USA, email: info@fugro.com.

75. Проспект фирмы «La Coste & Romberg» «Gravity Meters Inc. AIR-SEA GRAVITYMETER 14th April, 1989.

76. Малютин Д.М. Исследования динамики управляемых индикаторных гиросtabilизаторов // В сборнике: 57-я Научно-практическая конференция профессорско-преподавательского состава ТулГУ с Всероссийским участием. Сборник докладов в 2-х частях. Под редакцией М. С. Воротилина. 2021. С. 29-36.

77. Карпов В.К., Кутуров А.Н., Малютин Д.М., Коржук Н.Л., Лыгин В.А., Кононков Г.А. Результаты испытаний двухосной индикаторной системы стабилизации морского гравиметра // Оборонная техника. 1993. № 3. С. 28-31.

78. Малютин Д.М., Коржук Н.Л. Результаты стендовых и лётных испытаний гравиметрического комплекса «ГРИН» //Оборонная техника. 1996. № 11. С.39 -41.

79. Броксмейер Ч. Ф. Системы инерциальной навигации. – Л.: Судостроение, 1967. – 279 с.

80. Малютин Д.М. Совершенствование системы стабилизации гравиметрического измерительного комплекса // Датчики и системы. 2006. № 7. С. 59-65.

81. Малютин Д.М., Коржук Н.Л. Разработка канала ускоренной выставки длиннопериодной гировертикали // Оборонная техника. 1998. № 6. С. 7.

82. Патент 2282147. Российская Федерация. Система коррекции гиросtabilизатора морского гравиметра. / Малютин Д.М., Кутуров А.Н., Малютина М.Д. 20.08.2006.

83. Малютин, Д. М. Система коррекции гиросtabilизатора гравиметра с параметрической коррекцией сигнала первого интегратора // Приборостроение-2020 : материалы 13-й Международной научно-технической конференции, 18–20 ноября 2020 года, Минск, Республика Беларусь / редкол.: О. К. Гусев (председатель) [и др.]. – Минск : БНТУ, 2020. С. 80-82.

84. Малютин Д.М., Кутуров А.Н., Малютина М.Д. Система коррекции гиросtabilизатора морского гравиметра с параметрической коррекцией сигнала первого интегратора // Известия проблем специального машиностроения. Выпуск 8. Материалы VIII Всероссийской НТК «Проблемы проектирования и производства систем и комплексов». Тула, 23 ноября 2005. С.221-226.

85. Малютин Д.М. Гравиметрические комплексы для аэро и морских измерений // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. 2019. № 4-1 (336). С. 26-34.

86. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2021617608. Российская Федерация. Инерциальная гировертикаль с параметрической коррекцией показаний первого интегратора / Малютин Д.М. 18.05.2021.

87. Малютин Д.М. Разработка контура стабилизации индикаторной гировертикали // Оборонная техника. 1999. № 3. С. 4.

88. Малютин Д.М. Гиросtabilизатор морского гравиметра с самонастройкой параметров // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2003. Т. 46. № 9. С. 17-22.

89. Малютин, Д. М. Информационно измерительная система для морских гравиметрических измерений с самонастройкой параметров гиросtabilизатора //

Приборостроение-2016: материалы 9-й международной научно-технической конференции, Минск, 23-25 ноября 2016 г. / Белорусский национальный технический университет ; редкол.: О. К. Гусев [и др.]. – Минск, 2016. С. 92-93.

90. Патент №2244261. Российская Федерация. Система коррекции гиросtabilизатора морского гравиметра. / Малютин Д.М., Коржук Н.Л., Лыгин В.А., Мирошниченко И.В., Прироженко И.В., Ларин И.И. 10.01.2005.бюл1.

91. Малютин Д.М. Особенности построения цепи самонастройки системы коррекции гиросtabilизатора морского гравиметра // Известия Вузов «Приборостроение», № 8. 2005. С. 26-30.

92. Патент №2277223. Российская Федерация. Система коррекции гиросtabilизатора морского гравиметра / Малютин Д.М. 27.05.2006.

93. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2021617609. Российская Федерация. Система управления индикаторным гиросtabilизатором морского гравиметра / Малютин Д.М. 18.05.2021.

94. Малютин Д.М. Алгоритм цифрового управления гиросtabilизированной платформой морского гравиметра с самонастройкой параметров // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2017. № 9-2. С. 88-95.

95. Малютин Д.М., Распопов В.Я. Исследование динамики гиросtabilизатора морского гравиметра с самонастройкой параметров // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2017. № 9-2. С. 96-104.

96. Патент № 2332642. Российская Федерация. Система коррекции гиросtabilизатора морского гравиметра / Малютин Д.М., Малютин М.Д., Лыгин В.А., Мирошниченко И.В., Пироженко И.В., Ларин И.И. 27.08.2008.

97. Малютин Д.М. Система для морских гравиметрических измерений повышенной точности с самонастройкой параметров гиросtabilизатора // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. 2017. № 5 (325). С. 147-155.

98. Распопов В.Я., Малютин Д.М. Измерительные приборы и системы для ориентации, стабилизации и управления // Известия Тульского государственного

университета. Технические науки. 2018. № 4. С. 372-386.

99. Малютин Д.М. Информационно - измерительная система для морских гравиметрических измерений повышенной точности с самонастройкой параметров гиросtabilизатора // Сборник материалов 10 Международной НТК Приборостроение -2017, 2017, Из-во БНТУ, Минск. С.15-16.

100. Малютин Д.М. Система стабилизации гравиметрического комплекса для аэроморских измерений // Датчики и системы. 2002. №8. С.16-18.

101. Распопов В.Я., Малютин Д.М., Иванов Ю.В. Гироскопы в системах гироскопической стабилизации // Справочник. Инженерный журнал. 2009. №7(148). С.52-58.

102. Распопов В.Я., Иванов Ю.В., Малютин Д.М. Инерциальные чувствительные элементы. Ч.2. Акселерометры (аналитический обзор) // Мир авионики. 2008. №3. С.32-36.

103. Распопов В.Я. Инерциальные датчики и системы ориентации, стабилизации и навигации // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. №5 (295). 2012. С. 125–135.

104. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. С–П.: Профессия., 2004. -752 с.

105. Солодовников В.В. Теория автоматического управления техническими системами. Учебное пособие. / В.В. Солодовников, В.Н. Плотников, А.В. Яковлев - М. : МГТУ, 1993. – 492 с.

106. Грязев Б.В., Малютин Д.М., Савельев В.В., Смирнов В.А. О повышении точности гироскопической системы стабилизации и наведения линии визирования // X Санкт–Петербургская конференция по интегрированным навигационным системам. СПб: ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор». 2003 г. С.189–191.

107. Грязев Б.В., Малютин Д.М., Савельев В.В., Смирнов В.А. Исследование динамики двухосной системы стабилизации и наведения при учете влияния технологических погрешностей и способ повышения точности // Гироскопия и навигация. 2003. №4 (43) С.126-135.

108. Малютин Д.М. Гиросtabilизатор гравиметра с комбинированным

- управлением // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. 2018. № 3 (329). С. 123-135.
109. Малютин Д.М. Комбинированная двухосная гировертикаль // Авиакосмическое приборостроение. 2005. № 3. С. 6-10.
110. Патент №2293949. Российская Федерация. Двухосный управляемый гиросtabilизатор / Малютин Д.М., Малютин М.Д. 10.04.2007.
111. Малютин Д.М. Математическая модель гиросtabilизатора гравиметра с комбинированным управлением и самонастройкой параметров // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2018. № 10. С. 226-232.
112. Малютин, Д.М. Гиросtabilизатор гравиметра с комбинированным управлением и самонастройкой параметров // Приборостроение-2018 : материалы 11-й международной научно-технической конференции, Минск, 14-16 ноября 2018 г. / Белорусский национальный технический университет ; редкол.: О. К. Гусев [и др.]. – Минск, 2018. С. 35-38.
113. Королев М.Н., Малютин Д.М. Анализ технических характеристик чувствительных элементов индикаторных гироскопических стабилизаторов // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2019. №8. С.30-46.
114. Кутуров А.Н., Малютин Д.М., Лыгин В.А., Мирошниченко И.В. Проектирование каналов чувствительных элементов индикаторного гиросtabilизатора геофизической аппаратуры // Оборонная техника. 1996. № 10.11. С. 41-44.
115. Малютин Д.М., Коржук Н.Л., Лыгин В.А., Мирошниченко И.В., Кутуров А.Н., Хвалина Е.А. Анализ методов преобразования сигнала взаимоиנדуктивного датчика чувствительных элементов гироскопических систем // Оборонная техника. 1996. № 10,11. С. 37-39.
116. Малютин Д.М., Кузнецов Д.А. Применение маятникового акселерометра для определения измерения биомеханических реакций жизненных функций человека // Датчики и системы. 2001. №5. С.8-10.
117. Патент N2260189. Российская Федерация. Устройство для измерения

угловой скорости / Кутуров А.Н., Малютин Д.М., Коржук Н.Л., Малютина М.Д. Устройство для измерения угловой скорости . 2005.

118. Малютин Д.М., Кутуров А.Н., Коржук Н.Л., Малютина М.Д. Устройство для измерения угловой скорости с цифровым выходом повышенной точности // Известия ТулГУ. Серия Проблемы специального машиностроения. Выпуск 7. Часть 2. Материалы Всероссийской НТК. 23 ноября 2004. С.4-8.

119. Малютин Д.М., Кутуров А.Н. Аналого-цифровой преобразователь для элементов гироскопических систем // Известия Вузов «Приборостроение», 2005. Т.45. № 8. С. 41-46.

120. Распопов В.Я. Микромеханические приборы. Учебное пособие. -Тул. Гос. университет. Тула, 2002.-92 с.

121. Распопов В.Я. Микромеханические приборы. - М.: Машиностроение, 2007. - 399 с.

122. Патент № 2297008. Российская Федерация. Микромеханический акселерометр прямого преобразования / Малютин Д.М., Распопов В.Я., Грязев Б.В, Малютина М.Д. 2007 г.

123. Малютин Д.М., Малютина М.Д., Грязев Б.В. Коррекция динамических свойств микромеханического акселерометра прямого преобразования // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2007 . № 3. Т.50. С. 49-53.

124. Патент № 2328700. Российская Федерация. Микромеханический акселерометр прямого преобразования / Малютин Д.М., Малютина М.Д. 2008г.

125. Малютин Д.М., Малютина М.Д. Микромеханический акселерометр прямого преобразования // Нано - и микросистемная техника. 2009. № 4 (105). С. 35-37.

126. Малютин Д.М., Малютина М.Д. Алгоритмическая компенсация изменения нулевого сигнала микромеханического гироскопа от температуры // Известия ТулГУ. Технические науки. 2011. №.2. С.187-191.

127. Волчихин И.А. Волновые твердотельные гироскопы (аналитический обзор)/ И.А. Волчихин, Волчихин А.И., Малютин Д.М., Матвеев В.В., Распопов В.Я. и др. // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2017. № 9-2. С. 59-78.

128. Королев М.Н. Малютин Д.М. Исследование динамических характеристик гироскопического стабилизатора на волновом твердотельном гироскопе // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2019. № 8. С. 129-135.

129. Алалуев Р.В., Волчихин И.А., Ладонкин А.В., Лихошерст В.В., Малютин Д.М., Матвеев В.В., Распопов В.Я. Волновой твердотельный гироскоп с металлическим резонатором и его применение в системах ориентации, стабилизации и навигации // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2019. №8. С.7-21.

130. Королев М.Н., Малютин Д.М. Динамика гироскопического стабилизатора с волновым твердотельным гироскопом // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2021. №10. С.249-255.

131. Malyutin D.M., Korolyev M.N. Gyroscopic system based on wave solid-state gyros // В сборнике: 27th Saint Petersburg International Conference on Integral Navigation Systems, ICINS 2020 - Proceedings.27.2020. С.9133841.

132. Делэйе Ф. Бортовая инерциальная система координат Spasenaute для европейской ракеты-носителя «Ариан-6» на основе волнового твердотельного гироскопа // Гироскопия и навигация 2018. №4 (103). С.3-13.

133. Мейер Д., Розелле Д. Измерительная навигационная система на основе миниатюрного волнового твердотельного гироскопа // Гироскопия и навигация. 2012. № 3 (78). С. 45-54.

134. Жанруа А., Буве А., Ремиллье Ж. Волновой твердотельный гироскоп и его применение в морском приборостроении // Гироскопия и навигация. 2013. №4 (83). С. 24-34.

135. Asadian, M.H., Wang, Y., Shkel, A.M., Development of 3D Fused Quartz Hemi-Toroidal Shells for High-Q Resonators and Gyroscopes, IEEE/ASME Journal of Microelectromechanical Systems, 2019, pp.1380–1383.

136. United States Patent № US009322655B2, 26.04.2016. Axially symmetrical Coriolis force gyroscope (variants) / Valery Valerianovich Chikovani, Kiev (UA); Yurii Alekseevich Yatzenko, Kiev (UA)

137. United States Patent № US006474,161B1, 5.11.2002. Gyroscopic sensor

and rotation measurement apparatus constituting an application thereof / Alain Jeanroy (FR), Pierre Leger, (FR)

138. Raspopov V. Ya., Alaluev R. V., Ladonkin A. V., Likhosherst V. V. , Shepilov S. I. Tuning and calibration of a coriolis vibratory gyroscope with a metal resonator to operate in angular rate sensor mode / Gyroscopy and Navigation. 2020. volume 11, pp. 34–40. DOI: 10.1134/S2075108720010113

139. Распопов В.Я., Ладонкин А.В., Лихошерст В.В. Конкурентоспособный волновой твердотельный гироскоп с металлическим резонатором // Мехатроника, автоматизация, управление. 2018. №4. С.777-787.

140. Трутнев Г.А. Компенсация дрейфа твердотельного волнового гироскопа / Г.А. Трутнев, С.Б. Назаров, К.К. Перевозчиков, А.В. Шенятский // Вестник ИЖГТУ им. М.Т. Калашникова. 2018. Том: 21. № 3. С.198-204.

141. Трутнев Г.А. Нелинейность масштабного коэффициента волнового твердотельного гироскопа // Интеллектуальные системы в производстве. 2018. Т.16. №4. С.138-134.

142. Распопов В.Я., Волчихин И.А., Волчихин А.И. и др. Волновой твердотельный гироскоп с металлическим резонатором. -Тула, 2018. – 189 с.

143. Малютин Д.М. Структурные решения, обеспечивающие увеличение динамической точности волнового твердотельного гироскопа // Приборы и методы измерений. 2021. Т.12. №2. С.146-155.

144. Ишлинский А.Ю. Ориентация, гироскопы и инерциальная навигация. - М.: Наука, 1976. - 470 с.

145. Бабаев А.А. Амортизация, демпфирование и стабилизация бортовых оптических приборов - Л.: Машиностроение. Ленинградское отделение, 1984.- 232с.

146. Автоматическая стабилизация оптического изображения / Д.Н. Еськов, Ю.П. Ларионов, В.А. Новиков и др. Под общ. ред. Д.Н. Еськова, В.А. Новикова. - Л.: Машиностроение. Ленинградское отделение, 1988. -240с.

147. Бабаев А.А. Стабилизация оптических приборов. - Л.: Машиностроение, 1975., -192 с.

148. Еськов Д.Н., Степин Ю.А., Горопин В.А. Методы и средства

стабилизации оптического изображения // Оптико-механическая промышленность. 1982. N 1. С.25-30.

149. Родионов В.И. Системы гироскопической стабилизации оптического изображения: Учебн. пособ. - Тула: Изд-во ТулГУ, 2003.-155 с.

150. Малютин Д.М. Система стабилизации и управления на волоконно-оптических гироскопах // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. 2014. № 5 (307). С. 121-125.

151. Пешехонов В.Г. Гироскопы начала XXI века // Гироскопия и навигация. 2003. №4 (43). С. 5-18.

152. Харламов С.А. Гироскоп с внешним кинетическим моментом – история первых исследований модели собственной вибрации // Сборник материалов III конференции молодых ученых «Навигация и управление движением». Под общ. Ред. В.Г. Пешехонова. – СПб.: Изд-во ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор». 2001. С. 8-12.

153. Николай Е.Л. Гироскоп в кардановом подвесе - М.: Наука, 1964. - 52 с.

154. Магнус К. Гироскоп. Теория и применение [пер. с нем.] / К. Магнус; под ред. Д. Блюмина. - М.: Мир, 1974. - 526 с.

155. Матвеев В.А. Гироскоп это просто: учебное пособие - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. - 209 с.

156. Лукьянов Д.П., Распопов В.Я., Филатов Ю.В. Прикладная теория гироскопов. - СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2015. - 315 с.

157. Мелешко В.В. Гироскоп направления с интегрально-позиционной горизонтальной коррекцией на качке // Вісник національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Серія Приладобудування. 2010. №39. С. 14-20.

158. Карасун В.В., Мельник В.Н. Гироскоп направления со структурной избыточностью // Восточно-европейский журнал передовых технологий (Харьков). 2011. Т.2. С. 51-55.

159. Останин С.Ю. Состояние теории и практических реализаций систем электропитания и электроприводов гироскопов с механическим носителем

кинетического момента // Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н.Е. Жуковского. 2017. №5. С. 534-543.

160. Патент 2572501. Российская Федерация, МПК G01C 25/00. Способ коррекции дрейфа гироскопа и устройство для его осуществления / Макаров А.М., Патрушев И.П. 10.01.16, Бюл. № 1.

161. Патент на полезную модель RU 38956 U1. Карданный подвес гироскопа с токоподводом (варианты) / Анишкин В.П., Афончиков Б.М., Капитонова Т.В., Калиновский В.А., Панов С.Н., Померанец Е.Я., Розинов Г.Д., Семеновский Б.Н. 10.07.2004. Заявка № 2004101878/20 от 27.01.2004.

162. Парамонов П.П., Сабо Ю.И., Распопов В.Я., Малютин Д.М., Телухин С.В., Алалуев Р.В., Шведов А.П. Автопилот малоразмерного беспилотного летательного аппарата. Концепция построения и проектирования. // Мир авионики. Журнал Российского авиаприборостроительного альянса. №4. 2008. С.30 - 39.

163. Распопов В.Я., Телухин С.В., Алалуев Р.В., Кузнецов Я.С., Ладонкин А.В., Малютин Д.М. Автопилот мини беспилотного летательного аппарата // Мехатроника, автоматизация, управление. Приложение №10(91). 2008. С.19-24.

164. Телухин С.В., Малютин Д.М., Погорелов М.Г. Автопилоты // Инженерный журнал «Справочник» с Приложением №11 . Приложение №11. 2010. С.20-24.

165. Бочкарев А.Ф. Аэромеханика полета: динамика полета /А.Ф. Бочкарев, В.В. Андреевский, В.М. Белоконов и др. - М.: Машиностроение, 1985. -360 с.

166. Телухин С.В., Распопов В.Я., Машнин М.Н. Определение аэродинамических коэффициентов планера беспилотного летательного аппарата методом виртуальной продувки // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2010. №2. С.17-22.

167. Распопов В.Я., Алалуев Р.В., Телухин С.В., Малютин Д.М., Парамонов П.П., Сабо Ю.И. Проектирование САУ малоразмерного БПЛА // В сборнике: XVI Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам. Сборник материалов. ГНЦ РФ ЦНИИ "Электроприбор". 2009. С. 138-140.

168. Малютин Д.М. Исследование динамики рулевого привода беспилотного малоразмерного летательного аппарата // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 10. С. 54-55.

169. Распопов В.Я. Информационно - измерительные системы на микромеханических чувствительных элементах для беспилотных летательных аппаратов / В.Я. Распопов, Р.В. Алалуев, В.В. Матвеев, Д.М. Малютин, В.В. Лихошерст, А.П. Шведов, М.Г. Погорелов // В сборнике: Рефераты докладов XXVII конференции памяти выдающегося конструктора гироскопических приборов Н.Н. Острякова. 2010. С. 19-20.

170. Распопов В.Я., Иванов Ю.В., Алалуев Р.В., Малютин Д.М., Погорелов М.Г., Шведов А.П., Лихошерст В.В., Товкач С.Е. Информационно - измерительные микросистемы для подвижных объектов // Нано - и микросистемная техника. 2010. №1(114). С.27-34.

171. Погорелов М.Г., Шведов А.П., Малютин Д.М. Система ориентации подвижного объекта по показаниям магнитных датчиков // Датчики и системы. 2009. № 5. Москва. С.51-55.

172. Микросистемы ориентации беспилотных летательных аппаратов / Под ред. В.Я. Распопова. - М.: Машиностроение, 2011.-184 с.

173. Шведов А.П., Погорелов М.Г., Алалуев Р.В., Лихошерст В.В. Повышение точности бесплатформенной системы ориентации для беспилотных летательных аппаратов // Мир авионики. №4. 2009. С.43-47.

174. Матвеев В.В., Распопов В.Я. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем / Под общ. ред. д.т.н. В.Я. Распопова. - Спб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2009. -280 с.

175. Бранец В.Н. Шмыгловский И.П. Введение в теорию бесплатформенных инерциальных навигационных систем. - М.: Наука, 1992. -280 с.

176. Алешин Б.С. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии / Б.С. Алешин, А.А. Афонин, К.К. Веремеенко, Б.В. Кошелев, В.Е. Плеханов, В.А. Тихонов, А.В. Тювин, Е.П. Федосеев, А.И. Черноморский / Под ред. Б.С. Алешина, К.К. Веремеенко, А.И. Черноморского. - М.: Физматлит, 2006. -424 с.

177. Пешехонов В.Г. Инерциальные модули на микросистемных датчиках. Разработка и результаты испытаний / В.Г. Пешехонов, Л.П. Несенюк, Д.Г. Грязин и др. // Материалы XV Международной конференции по интегрированным навигационным системам. - СПб.: ЦНИИ «Электроприбор», 2008. С.9-15.

178. Распопов В.Я., Иванов Ю.В., Малютин Д.М., Лихошерст В.В. Области применения, конструкции и технические характеристики акселерометров // Справочник. Инженерный журнал. 2009. № 6. С.10.

179. Малютин Д.М., Погорелов М.Г. Исследование влияния температурной погрешности акселерометров на точность работы бескарданной системы ориентации магнитного типа // Датчики и системы. 2006. № 7. С. 47-51.

180. Распопов В.Я. Микросистемная авионика: учебное пособие. - Тула: «Гриф и К», 2010. - 244 с.

181. www.aerospace.goodrich.com

182. <http://www.uav.ru/> Александр Мачихин. OTUS – Новое поколение компактных многоканальных систем дистанционного наблюдения.

183. www.cloudcaptech.com.

184. Малютин Д.М., Малютина М.Д. Гироскопические системы стабилизации в информационно - измерительных и управляющих системах мини беспилотных летательных аппаратов (аналитический обзор)// Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2012. № 12-1. С. 157-164.

185. Малютин Д.М., Малютина М.Д., Филин И.В. Индикаторный гиростабилизатор на микромеханических гироскопах// Справочник. Инженерный журнал. 2011. № 1 (166). С. 44-56.

186. Малютин Д.М., Малютина М.Д., Филин И.В. Индикаторный гиростабилизатор на микромеханических чувствительных элементах с цифровыми каналами управления // Материалы 3-ей международной научно-технической конференции «Приборостроение-2010». БНТУ. Минск. С.86-87.

187. Малютин Д.М. Динамические характеристики управляемого гиростабилизатора на датчиках угловой скорости // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. 2018. № 6 (332). С. 126-141.

188. Малютин Д.М. Управляемый гиростабилизатор повышенной точности

на микромеханических чувствительных элементах // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2018. № 6. С. 326-339.

189. Malyutin D.M., Ivanov Yu.V., Raspopov V.Ya., Gryazin D.G. Orientation system of a waverider buoy on mems accelerometers // В сборнике: 23rd Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems, ICINS 2016 - Proceedings. 23. 2016. С. 52-56.

190. Распопов В.Я., Малютин Д.М., Иванов Ю.В., Грязин Д.Г. Система ориентации на микромеханических акселерометрах // Нано - и микросистемная техника. 2014. № 9 (170). С. 52-56.

191. Патент №120491.Российская Федерация. Двухосный индикаторный гиросtabilизатор / Малютина М.Д., Малютин Д.М. 20.09.2012. Заявка № 2012116322/28 от 23.04.2012.

192. Малютин Д. М. Многофункциональная система стабилизации оптической аппаратуры для беспилотного летательного аппарата // Актуальные вопросы исследования в авионике : теория, обслуживание, разработки : Сб. тезисов докладов II Всероссийской НПК «Авиатор» (11 февраля 2015г.) С.42-43.

193. Malyutin D.M. Miniature gyroscopic orientation system for unmanned aerial vehicle. В сборнике: 25th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems, ICINS 2018. Proceedings. 2018. С. 1-4.

194. Матвеев В.В. Погрешности микромеханических гироскопов // Приложение. Справочник. Инженерный журнал. №11. 2010. С.15-20.

195. Oliver J. Woodman. An introduction to inertial navigation //Technical reports published by the University of Cambridge. № 696. 2007.

196. IEEE Std 1431-2004 Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Coriolis Vibratory Gyros, 2004.

197. Пельпор Д.С. Теория гироскопических стабилизаторов -М.: Машиностроение, 1965. -348с.

198. <http://www.analog.com/iMEMS>

199. Власенко А. Analog Devises, обзор датчиков iMEMS с цифровым выходом // Электронные компоненты. Выпуск 2. М. 2009.

200. www.systron.com

201. Malyutin D.M. Gyroscopic stabilization system on micromechanical sensing elements. В сборнике: 2017 24th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems, ICINS 2017 - Proceedings. 24. 2017. С. 7995642.

202. Малютин Д.М., Малютина М.Д. Информационно-измерительная и управляющая система беспилотных летательных аппаратов на микромеханических чувствительных элементах повышенной точности // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. 2014. № 2. С. 39-43.

203. Патент № 2764744. Российская Федерация. Двухосный индикаторный гиросtabilизатор / Малютин Д.М. 20.01.2022. Заявка № 2021112609 от 28.04.2021.

204. Патент № 2767715. Российская Федерация. Двухосный индикаторный гиросtabilизатор / Малютин Д.М. 18.03.2022. Заявка № 2021114117 от 18.05.2021.

205. Малютин Д.М. Об одном законе построения усилительно преобразующего тракта индикаторного гиросtabilизатора на датчиках угловой скорости // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2019. № 8. С. 135-143.

206. Малютин Д.М. Динамика индикаторного гиросtabilизатора на датчиках угловой скорости // Приборостроение-2019: материалы 12-й Международной научно - технической конференции, 13-15 ноября 2019. Минск. БНТУ. С.49-51.

207. Патент № 2793844. Российская Федерация. Двухосный индикаторный гиросtabilизатор / Малютин Д.М. 07.04.2023. Заявка № 2022127504 от 21.10.2022.

208. Заимко, А.В. Двухканальная схема динамически настраиваемого гироскопа / А.В. Заимко, В.В. Мелешко // Вісник Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Сер.: Приладобудування. 2013. Вип. 45. С. 17- 23.

209. Cruber Josef P. Dynamically turned gyro. Patent US 5105669, 1992.

210. Pat. 3225609 USA, MKI G01C, NKI 74-5.7. Two-axis Gyroscope. – Priority 1962.

- 211.Pat. 3408874 USA, MKI G01C, NKI 74-5. Two-axis, nonfloated ball bearing Gyroscope. – Priority 1965.
- 212.Pat. 3417627 USA, MKI G01C, NKI 74-5.6. Free-rotor gyro. – Priority 19615.
- 213.Pat. 3517562 USA, MKI G01C, NKI 74-5.6. Inertial Gyroscope. – Priority 1967.
- 214.Pat. 1473893 FRG, MKI G01C, NKI 42c, 25/51. Federgetriebener Kreisel. – Priority 1970.
- 215.Pat. 3019662 USA, MKI G01C, NKI 74-5.7. Gyroscopic Control Mechanism. – Priority 1975.
- 216.Pat. 7707452 France, MCI G05D 1/00//B 64G 1/100. La systeme gyroscopiques. – Priority 1978.
- 217.Pat. 4309005 USA, MKI F423 13/30, F4 1G7/22, NKI 244/3.16. Target seeking Gyro. – Priority 1982.
218. Подшипники качения. Подшипники прогрессивных конструкций. Специальный двухрядный сферический шарикоподшипник: информационный листок / ОАО «НПО «ВНИИП». – М., 1986.
219. Патент 1345770. Российская Федерация, МПК G01C 25/00. Устройство для технологической приработки сферического шарикоподшипника гироскопа / Андреев А.А., Грязнов Е.А., Фрейман В.С. 10.08.05. Бюл. №22.
220. А.с. 282956 СССР. Гироскопический прибор / В.Я. Распопов, Ю.Н. Оськин (СССР). – № 3177926; заявл. 31.07.87; опубл. 3.10.88.
221. Патент 2308680 Российская Федерация, МПК G01C 19/02, G01P 9/04. Гироскоп (варианты) / Гуськов А.А, Макаров А.М., Грязнов Е.А., Уракова Л.Е. – №2005137296/28; заявл. 30.11.05; опубл. 20.10.07, Бюл. №29.
222. Патент 2460040 Российская Федерация, МПК G01C 19/02. Гироскоп (варианты) / Макаров А.М., Кожин В.В., Грязнов Е.А., Уракова Л.Е., Горбачев В.М. – №2011109981/28; заявл. 16.03.11; опубл. 27.08.12, Бюл. №24.
223. Патент 2446382 Российская Федерация, МПК G01C 19/02. Гироскоп / Макаров А.М., Кожин В.В., Грязнов Е.А., Уракова Л.Е. – №2010133531/28; заявл. 10.08.10; опубл. 27.03.12, Бюл. №9.

224. Патент 2572501 Российская Федерация, МПК G01C 25/00. Способ коррекции дрейфа гироскопа и устройство для его осуществления / Макаров А.М., Патрушев И.П. –№2014140387/28;заявл. 06.10.14;опубл. 10.01.16, Бюл. № 1.

225. Распопов В.Я., Малютин Д.М., Алалуев Р.В., Телухин С.В., Шепилов С.И. Гироскопический датчик углов со сферическим шарикоподшипниковым подвесом с улучшенными эксплуатационными характеристиками // Гироскопия и навигация. 2018. Т. 26. № 2 (101). С. 88-94.

226. Малютин Д.М., Распопов В.Я., Иванов Ю.В. Способ увеличения точности гироскопа со сферическим шарикоподшипниковым подвесом // Мехатроника, автоматизация, управление. Т.24. №8.2023. С.440-447.

227. Малютин Д.М. Гироскоп увеличенной точности со сферическим шарикоподшипниковым подвесом // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2021. № 10. С. 235-243.

228. Патент 2771918. Российская Федерация. Гироскоп / Алалуев Р.В., Ведешкин Ю.В., Малютин Д.М., Распопов В.Я., Стрельников Д.В., Телухин С.В., Шепилов. 13.05.2022.

229. Распопов В.Я., Малютин Д.М., Алалуев Р.В., Телухин С.В., Шепилов С.И. Гироскопические датчики углов со сферическим шарикоподшипниковым подвесом // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2016. № 10. С. 266-280.

230. Алалуев Р.В., Малютин Д.М., Распопов В.Я., Телухин С.В., Шепилов С.И., Ладонкин А.В. Результаты экспериментальных исследований датчика углов со сферическим шарикоподшипниковым подвесом // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2017. № 9-2. С. 43-51.

231. Alaluev R.V., Ivanov Yu.V., Maljutin D.M., Raspopov V.Ya., Dmitriev V.A., Ermilov S.P., Ermilova G.A. High-precision algorithmic compensation of temperature instability of accelerometer's scaling factor // Automation and Remote Control. 2011. Т. 72. № 4. С. 853-860.

232. Малютин Д.М. Система стабилизации полезной нагрузки на динамически настраиваемом гироскопе // Приборы и методы измерений. 2016. Т. 7. № 1. С. 32-40.

233. Малютин Д.М., Дегтярев М.И. Математическое описание и результаты моделирования управляемого гиросtabilизатора на динамически настраиваемом гироскопе // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2011. № 1. С. 161-167.

234. Патент № 122477. Российская Федерация. Двухосный индикаторный гиросtabilизатор на динамически настраиваемом гироскопе / Малютин Д.М., Дегтярев М.И. 27.11.2012. Заявка № 2012131917/28 от 26.07.2012.

235. Малютин Д.М. Гиросtabilизатор на динамически настраиваемом гироскопе // Актуальные вопросы исследования в авионике : теория, обслуживание, разработки : Сб. научных статей по материалам III Всероссийской НПК «Авиатор» (11-12 февраля 2016г.): В 2-х т. Т.2-Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА». 2016. С.111-116.

236. Грязев М.В., Дмитриев А.В., Иванов Ю.В., Кухарь В.Д., Маликов А.А., Малютин Д.М., Пашин А.А., Распопов В.Я., Рогов С.В., Сидоров П.Г. Многооборотный электропривод трубопроводной арматуры: монография / под ред. В.Я. Распопова.-Тула: Изд-во ТулГУ, 2011.-322 с.

237. Малютин Д.М., Кутуров А.Н., Коржук Н.Л. Датчик угловой скорости с цифровым информационным выходом // Датчики и системы. 2004. № 8. С. 11-14.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

ГС – гиросtabilизатор;

ГВ – гировертикаль;

ИИиУС – информационно - измерительная и управляющая система;

ЛА – летательный аппарат;

ММА – микромеханический акселерометр;

ММГ – микромеханический гироскоп;

ММЧЭ – микромеханические чувствительные элементы;

БСО – бесплатформенная система ориентации;

ПН – полезная нагрузка;

ОА – оптическая аппаратура;

ЛАФЧХ – логарифмическая амплитудно - фазовая частотная характеристика;

ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно - частотная характеристика;

УПТ – усилительно - преобразующий тракт;

ЧЭ – чувствительный элемент;

ДУС – датчик угловой скорости;

ДУ – датчик угла;

ММ ДУС – микромеханический датчик угловой скорости;

ДМ – датчик момента;

ДНГ – динамически-настраиваемый гироскоп;

ВТГ – волновой твердотельный гироскоп;

ПФ – передаточная функция;

ФНЧ – фильтр низких частот;

СП – стабилизируемая платформа.

Приложение А. Акты внедрения



Акционерное общество
«Южное научно - производственное
объединение по морским
геологоразведочным работам»

ул. Крымская, д. 20, г. Геленджик,
Краснодарский край, 353461
Тел. (86141) 5-62-67
Факс (86141) 5-62-66
E-mail: YMGPM@rosgeology.ru

А К Т

УТВЕРЖДАЮ

И.о. Управляющего директора
АО «Южморгеология»



М.Ю.Богданов

2023 г.

[О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ
ДОКТОРСКОЙ ДИССЕРТАЦИИ]

Составлен комиссией в составе:

1. Главного геолога ЭГМР АО «Южморгеология», кандидата технических наук Лыгина В.А.
2. Вед. геофизика геологического отдела АО «Южморгеология» Амашукели Т.А.

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационного исследования в части разработки двухосной индикаторной системы стабилизации гравинерциального комплекса «ГРИН», разработки математического описания системы стабилизации, исследования динамики и разработки способов увеличения точности системы стабилизации получены профессором кафедры «Приборы управления» Тульского государственного университета Д.М. Малиотиным при выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по заказам АО «Южморгеология» г. Геленджик.

Полученные результаты внедрены в научную, проектную и производственную деятельность АО «Южморгеология». Комплекс «ГРИН» применялся при проведении научных исследований и производственных работ в акватории Мирового океана и переходных зонах на научно – исследовательском судне «17 съезд профсоюзов» водоизмещением 5000 т; при проведении научных и производственных работ в районе Штокмановского, Приразломного месторождений в Баренцевом море. В период с 2000 по 2005 г. комплексом ГРИН-2000 выполнено более 10000 км гравиметрической съемки на акваториях Азовского, Черного и Каспийского морей, причем, более 2000 км съемки выполнено в условиях предельного мелководья на глубинах от 1 до 2,5м с использованием плоскодонных судов, имеющих осадку 0.7-1м. Комплекс ГРИН-2000 сертифицирован Государственным комитетом Российской Федерации по стандартизации и метрологии (сертификат соответствия № 0000938 от 15.12.2005 г.).

Подписи членов комиссии:

1.  Лыгин В.А.
2.  Амашукели Т.А.



АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор»
Государственный научный центр Российской Федерации

ул. Малая Посадская, 30, г. Санкт-Петербург,
Российская Федерация, 197046
тел.: +7 (812) 232-59-15, факс: +7 (812) 232-33-76,
e-mail: office@eprib.ru, www.elektropribor.spb.ru
ОГРН 1097847057330, ИНН 7813438763, КПП 781301001
р/с: 40702810855040001779 в Северо-Западном банке ПАО «Сбербанк»
к/с: 30101810500000000653, БИК: 044030653

№ _____
на № _____ от _____

Утверждаю

Научный руководитель

АО "Концерн "ЦНИИ

"Электроприбор"

Академик РАН

В.Г. Пешехонов

2023



Акт

об использовании результатов диссертационной работы Малютина Дмитрия Михайловича в работах АО "Концерн "ЦНИИ "электроприбор"

Настоящий акт составлен в том, что методы расчёта, предложенные в диссертационной работе Малютина Д.М, представленной на соискание учёной степени доктора технических наук, выполненной на тему "Способы повышения точности информационно-измерительных и управляющих систем на основе гиросtabilizаторов" использованы при выполнении ОКР "Шторм".

Использование предложенных нелинейных математических моделей позволило разработать инженерные методики расчёта, использованные при проектировании инерциального модуля волномерного бую. Разработать алгоритмы обработки измерительных сигналов, позволяющие повысить точность измерения вертикали. Предложенные методики и алгоритмы обеспечили возможность создания измерителя статистических и спектральных параметров морского волнения волномерного бую "Шторм"

Внедрение результатов работы Малютина Д.М. имеет в целом научно-техническую эффективность. Использование, в том числе, его разработок позволило создать волномерный буй с характеристиками на уровне зарубежных аналогов, что подтверждено результатами натурных испытаний прибора.

Главный конструктор ОКР "Шторм"

нач. отдела 068 д.т.н. проф.

Грязин Д.Г.

Исполнитель: Грязин Д.Г.
тел. , e-mail: +7(921)306-80-38 dgryazin@eprib.ru

Министерство образования и науки РФ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

ТУЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ



УТВЕРЖДАЮ
Проректор по учебной работе
ФГБОУ ВО ТулГУ,
д.т.н., доцент

В.В. Котов

« 12 » 06 2024 г.

АКТ

о внедрении результатов научно - исследовательской работы
в учебный процесс

Настоящий акт подтверждает то, что научные положения и результаты диссертационного исследования Малютина Дмитрия Михайловича, проведенного по теме «Способы повышения точности информационно-измерительных и управляющих систем на основе гиросtabilizаторов» внедрены в учебный процесс и используются при чтении лекций, проведении лабораторных работ и практических занятий по курсу «Теория гироскопических систем» для студентов, обучающихся на кафедре «Приборы управления» ТулГУ.

Директор института высокоточных систем
им. В.П. Грязева д.т.н., проф.

А.Н. Чуков

Заведующий кафедрой «Приборы управления»
д.т.н., доцент

В.В. Матвеев

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Сертификат соответствия

СИСТЕМА СЕРТИФИКАЦИИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ



СЕРТИФИКАТ СООТВЕТСТВИЯ

№ 0000938

Действителен до
- 15 - декабря 2010.

Настоящий сертификат удостоверяет, что идентифицированное подлежащим образом средство измерений: комплекс наборный гравиметрический
ГРИН - 2000

наименование и тип

выпускаемое ГНЦ ФГУП «Южноргеология»
наименование предприятия-изготовителя, адрес
353461, Краснодарский край, г. Геленджик, ул. Крымская, д. 20

по технической документации СЛИП.416242.001
обозначение нормативного документа поставки

соответствует метрологическим нормам и требованиям, установленным в этих документах, и зарегистрирован в Реестре Системы сертификации средств измерений под № 050080204

Сертификат распространяется на партию в количестве 1 шт.

заводские номера 1

Сертификат выдан ФГУП «ВНИИФТРИ» Ростехрегулирования
наименование органа по сертификации, выдавшего сертификат, адрес
141570, Московская область, Солнечногорский район, п. Менделеево

Результаты испытаний средств измерений приведены в приложении к настоящему сертификату.

Заместитель генерального
должность руководителя
директора ФГУП «ВНИИФТРИ»
и наименование органа по сертификации



М.В. Балаханов

"15" декабря 2009