

**ВИННИЦКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ**

На правах рукописи

Рудык Андрей Викторович

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ И
УСТРОЙСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ И ВРЕМЕННЫХ
ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ
ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ**

Специальность 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель – доктор техн. наук, профессор **В. Я. Сутьян**

Винница – 1997

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ И УСТРОЙСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ И ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ.....	12
1.1. Фазовращающие устройства на индуктивных параметрических цепях.....	13
1.2. Измерители угла фазового сдвига на основе индуктивных параметрических цепей.....	16
1.3. Устройства с преобразованием спектра радиосигналов с помощью индуктивных параметрических цепей.....	19
1.4. Измерительные двухфазные генераторы инфранизких частот на индуктивных параметрических цепях.....	22
1.5. Система фазовой автоподстройки частоты вращения синхронного электродвигателя в устройствах компенсационного типа на основе индуктивных параметрических цепей	23
1.6. Выводы, цель и задачи исследований.....	26
2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ОБОБЩЁННОЙ И ЧАСТНЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ N – ФАЗНЫХ ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ.....	28
2.1. Исследование режимов работы вращающегося трансформатора и сельсина как индуктивных параметрических цепей.....	28
2.1.1. Анализ работы вращающегося трансформатора как индуктивной параметрической цепи.....	28
2.1.2. Анализ статистического режима работы фазовращателя.....	31
2.1.3. Анализ индикаторного режима работы индуктивных параметрических цепей.....	32
2.1.4. Анализ режима преобразования спектра радиосигналов с помощью индуктивных параметрических цепей.....	38
2.1.5. Анализ тахометрического режима работы индуктивных параметрических цепей.....	44
2.1.6. Анализ режима фазовой автоподстройки частоты вращения синхронного электродвигателя.....	45
2.2. Нахождение аппроксимирующего алгоритма работы индуктивных параметрических цепей.....	46
2.3. Разработка и исследование обобщённой статической математической модели N–фазных индуктивных параметрических цепей	54
2.4. Разработка и исследование обобщённой динамической математической модели N – фазных индуктивных параметрических	

	цепей.....	59
2.5.	Разработка и исследование обобщённой математической модели N – фазных индуктивных параметрических цепей.....	64
	Выводы.....	66
3.	РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ И ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ.....	68
3.1.	Разработка и исследование измерителей угла фазового сдвига...	68
3.1.1	Реализация оптимальных измерителей угла фазового сдвига при работе индуктивной параметрической цепи на постоянном токе.....	69
3.1.2	Фазометры с круговой шкалой при работе индуктивной параметрической цепи на переменном токе.....	80
3.2.	Разработка фазосдвигающих устройств на основе индуктивных параметрических цепей.....	86
3.2.1.	Разработка автоматического компенсационного фазометра.....	86
3.2.2.	Разработка и исследование 90° – ной фазоразностной цепи на основе индуктивной параметрической цепи.....	89
3.2.3.	Разработка и исследование устройства задания угла фазового сдвига на основе индуктивной параметрической цепи.....	96
3.3.	Исследование и разработка устройств с преобразованием спектра радиосигналов.....	98
3.3.1.	Исследование и разработка фазометрических устройств с преобразованием спектра радиосигналов на индуктивных параметрических цепях.....	98
3.3.1.1.	Фазометры с масштабно – временным преобразованием гармонических и радиоимпульсных сигналов.....	98
3.3.1.2.	Измерители нелинейности фазовых характеристик электрических цепей.....	107
3.3.2.	Разработка и исследование измерителя угловой скорости вращения вала рабочего механизма.....	114
3.3.3.	Разработка и исследование устройства задания угла фазового сдвига с повышенной точностью на основе индуктивных параметрических цепей.....	116
3.3.4.	Исследование и разработка индикатора несимметричности N–фазной системы напряжений с использованием индуктивной параметрической цепи.....	120
3.4.	Разработка и исследование измерительных N–фазных генераторов на основе индуктивных параметрических цепей.....	126
3.5.	Разработка и исследование системы фазовой автоподстройки частоты вращения валов синхронных электродвигателей.....	129
	Выводы.....	132

4.	АНАЛИЗ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ, ВНОСИМЫХ ИНДУКТИВНЫМИ ПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ ЦЕПЯМИ, В УСТРОЙСТВАХ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ И ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ.....	134
4.1.	Анализ инструментальных погрешностей по обобщённой математической модели N–фазной индуктивной параметрической цепи.....	134
4.1.1.	Влияние неравенства амплитудных значений магнитных потоков.....	134
4.1.2.	Влияние погрешности в фазировании сигналов на высокой частоте.....	136
4.1.3.	Влияние погрешности от асимметрии пространственного положения обмоток.....	137
4.1.4.	Влияние инструментальной погрешности для статического режима фазовращателя и динамических режимов работы.....	138
4.2.	Численное моделирование составляющих инструментальной погрешности по частным математическим моделям N–фазных индуктивных параметрических цепей методом Монте – Карло.....	140
4.2.1.	Численное моделирование составляющих инструментальной погрешности при работе N–фазной индуктивной параметрической цепи в индикаторном режиме.....	141
4.2.2.	Численное моделирование составляющих инструментальной погрешности при работе N–фазной индуктивной параметрической цепи в режимах, когда выходным сигналом является напряжение в роторной обмотке.....	145
4.3.	Экспериментальная проверка адекватности обобщённой математической модели индуктивной параметрической цепи.....	149
	Выводы.....	161
	ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.....	163
	ЛИТЕРАТУРА.....	165
	ПРИЛОЖЕНИЯ.....	176

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АМС – амплитудно-модулированный сигнал
АОМ – акустооптический модулятор
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
ВТ – вращающийся трансформатор
ГВЗ – групповое время запаздывания
ИДГ – измерительный двухфазный генератор
ИПЦ – индуктивная параметрическая цепь
ИФ – индукционный фазовращатель
МВП – масштабно – временное преобразование
МО – математическое ожидание
СКО – среднеквадратическое отклонение
СМП – суммарный магнитный поток
УСВ – угловая скорость вращения
УФС – угол фазового сдвига
ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты
ФД – фазовый детектор
ФРЦ – фазоразностная цепь
ФЧХ – фазочастотная характеристика
ЧП – четырёхполюсник
ЭД – электродвигатель
ЭРИП – электрорадиоизмерительный прибор

ВВЕДЕНИЕ

Научно-технический прогресс неразрывно связан с дальнейшим совершенствованием средств измерения, улучшением их качества и автоматизацией процесса измерения, созданием новых средств автоматических приборов в электрорадиоизмерительной технике, электронике, автоматике и телемеханике.

В современных радиотехнических системах и устройствах автоматики нашли широкое применение аналоговые информационные электрические машины, выполняющие различные функциональные преобразования электрических и механических величин. Наибольшее распространение среди электрических машин этой группы получили вращающиеся трансформаторы (ВТ), сельсины и тахогенераторы.

Вращающиеся трансформаторы представляют собой индукционные электрические машины, у которых выходное напряжение является функцией входного напряжения и угла поворота ротора. При этом зависимость выходного напряжения от входного линейная, а от угла поворота ротора может быть как линейной, так и синусной (косинусной). Вращающиеся трансформаторы используются как измерители угловых перемещений следящих систем и систем дистанционных передач в электрорадиоизмерительной технике и автоматике, как датчики цифровых преобразователей угла в код, а также как счётно-решающие элементы аналоговых и аналогово-цифровых вычислительных устройств.

Сельсины представляют собой индукционные электрические машины, которые при постоянной амплитуде напряжения на входе позволяют получить на выходных обмотках систему напряжений, амплитуда и фаза которых определяется угловым положением ротора (сельсины–датчики), или, наоборот, эту систему напряжений преобразовать в соответствующее ей угловое положение ротора (сельсины–приёмники индикаторные) или в напряжение, фаза и амплитуда которого является функцией системы входных напряжений и угла поворота ротора (сельсины–приёмники трансформаторные). Сельсины используются как датчики и приёмники трансформаторных и индикаторных систем дистанционных угловых передач в радиотехнических системах (чаще всего в антенных системах), а также как измерители рассогласования следящих систем в автоматике.

Тахогенераторы – электрические машины, работающие в генераторном режиме и служащие для преобразования угловой скорости вращения (УСВ) ротора в пропорциональный по амплитуде электрический сигнал. Тахогенераторы получили применение как указатели скорости, датчики ускоряющих и замедляющих сигналов обратной связи в радиотехнических системах обработки информации и в системах автоматического регулирования и стабилизации УСВ, а также как элементы вычислительных устройств для решения задач дифференцирования и интегрирования функций.

Применяемые в качестве измерительных элементов прецизионные двухполюсные вращающиеся трансформаторы позволяют передать угол с погрешностью $\Delta\varphi \leq \pm(2 \div 5)'$ [6]. Теория и расчёт ВТ, а также методы их проектирования

изложены в работах Ю.С. Чечета [75], В.В. Хрущёва [72], Ю.М. Пульера [45, 46], А.А. Батоврина [9], Е.В. Арменского [3, 4], В.О. Чернышева [74] и других.

Дальнейшее повышение точности систем передачи угла с двухполюсными ВТ ограничивается возможностями технологии их изготовления.

В современных прецизионных устройствах автоматики широкое применение нашли аналоговые и цифровые системы передачи угла повышенной точности, погрешность которых $\Delta\varphi \leq \pm 1'$ в диапазоне $0 \div 360^\circ$ [5]. В ряде случаев эта погрешность не должна быть более $\pm (0.2 \div 0.3)'$. Это означает, что речь идет о создании приборов с относительной погрешностью порядка 0.001%. Указанная точность должна быть получена при сравнительно малых габаритах измерительных преобразователей.

Наиболее перспективным направлением повышения точности является применение в системах передачи угла измерительных преобразователей с электрической редукцией, в которых происходит уменьшение влияния технологических факторов изготовления за счёт их осреднения в пределах угла 360° . Для аналоговых систем передачи угла в масштабе 1:1, не имеющих отсчётных устройств, передаточное отношение электрической редукции может быть небольшим, если при этом получается необходимая точность. Отсчётные системы передачи угла должны иметь передаточное отношение электрической редукции не менее 30 для обеспечения необходимой точности отсчёта. В цифровых следящих системах для уменьшения погрешности преобразования параметра в код и для удобства стыковки каналов точного и грубого отсчёта передаточное отношение электрической редукции должно быть равно 2^n , где n – разрядность аналогово–цифрового преобразователя.

Необходимость иметь большое передаточное отношение приводит обычно к увеличению габаритных размеров измерительного преобразователя, особенно при проектировании многополюсных ВТ с обмотками на статоре и роторе. Индукционные редуктосины, являющиеся разновидностью ВТ и отличающиеся от них отсутствием обмоток на роторе, позволяют увеличить передаточное отношение электрической редукции при сравнительно меньших габаритных размерах.

Несомненным достоинством редуктосина является бесконтактность, определяющая его высокую надёжность и удобство компоновки в электрорадиоизмерительных приборах. Например, серийно изготавливаемый редуктосин БСКТ–128.65 имеет длину 16 мм, наружный диаметр 65 мм, массу 195 г и погрешность следования в дистанционной передаче $\pm 0,5'$ [54].

Наряду с редуктосинами все большее распространение получают многополюсные ВТ с печатными обмотками – индуктосины, представляющие собой устройство, основным элементом которого являются два диска из электроизоляционного материала или металла с изоляционным покрытием (ротор и статор). Относительно друг друга диски расположены соосно и параллельно. Основным достоинством индуктосина является его высокая точность, которая для индуктосинов серии ИЛУ лежит в пределах $\pm (2.5 \div 6)''$ [54]. Столь малая угловая

погрешность достигается применением печатных обмоток, что даёт возможность увеличить число пар полюсов индуктосина по сравнению с ВТ без увеличения наружного диаметра. Главный недостаток индуктосина – очень низкий уровень его выходного сигнала (коэффициент трансформации равен $(1 \div 4) \cdot 10^{-4}$). Основные способы применения индуктосина в устройствах электрорадиоизмерительной техники и автоматики рассмотрены в [13, 44, 80].

Теория электромеханических измерительных элементов с электрической редукией была развита в работах А.А. Ахметжанова [5], Д.А. Бычати́на [13, 14], Р.К. Памфилова [41], Б.К. Карпенко [29], А.В. Корицкого [32], Ю.М. Пульера [46], В.В. Хрущёва [72]. В зарубежной печати также имеются публикации по датчикам с электрической редукией типа индуктосин [143, 144] и индукционно-нониусному датчику [147].

Специфика применения ВТ и сельсинов (сложность кинематических связей, точность электрического сопряжения и др.) практически исключает возможность их резервирования или дублирования. Поэтому отказ этих электрических машин приводит, как правило, к прекращению функционирования системы или устройства в целом, при этом на их восстановление затрачивается относительно большое время (единицы–десятки часов) [7]. Кроме того, в составе электрорадиоизмерительной аппаратуры не представляется возможным производить контроль точностных параметров электрических машин, которые в значительной степени определяют её выходные функциональные характеристики. Поэтому нельзя своевременно обнаружить отклонение значений параметров от установленных норм или прогнозировать отказы. Указанные обстоятельства заставляют предъявлять высокие требования к надёжности работы информационных электрических машин, даже если для этого необходимы сложные технические решения и существенные материальные затраты.

Так как в электрических машинах взаимная индуктивность между статорными и роторными обмотками изменяется по какому-либо заданному закону, то эти электрические цепи являются параметрическими. В этом случае предполагается, что изменение (модуляция) параметра осуществляется электромеханическим способом (ВТ или сельсин, вращаемый электродвигателем). Модуляция параметра может осуществляться также электронным способом при помощи управляющего колебания (активный резистивный элемент, параметрические ёмкость (варикап) и индуктивность (вариометр)), который широко освещён в литературе [8, 22]. Существенным отличием этих способов модуляции параметра является то, что при электромеханическом способе модуляции электрическая цепь является строго линейной параметрической цепью, к которой применим принцип суперпозиции, при электронном способе модуляции параметра взаимодействие в нелинейных цепях слабых сигналов с сильным управляющим колебанием приводит к параметрическому преобразованию слабого сигнала, а взаимодействие в тех же цепях сигналов с соизмеримыми уровнями приводит к нелинейному преобразованию (к таким цепям не применим принцип суперпозиции).

Различают два принципиально различных вида изменения параметров:

1) управляемое изменение для осуществления различных функциональных преобразований сигналов (балансная модуляция, преобразование частоты, параметрическое усиление и т.д.);

2) неуправляемое изменение, обусловленное различными физическими явлениями при передаче сигналов в свободном пространстве (изменяющаяся во времени задержка сигнала, колебание затухания волн при их распространении, изменение фазовых соотношений при многолучевом распространении радиоволн, изменение сигналов во времени из-за флуктуации параметров тракта и т.д.).

В настоящее время в технике измерения временных и фазовых параметров электрических процессов достигнуты значительные успехи. Дальнейшее усовершенствование большинства электрорадиотехнических и радиофизических приборов и устройств за счёт улучшения конструктивных и технологических решений имеет свой предел, определяемый чисто физическими причинами: флуктуациями и помехами естественного и искусственного происхождения. Это заставляет изыскивать принципиально новые пути решения проблемы повышения точности измерения параметров радиосигналов, учитывающие статистические свойства различных характеристик радиосигналов и помех.

Электрические микромашины в статическом режиме нашли широкое применение в радиотехнических и радиоизмерительных приборах для отображения и преобразования информации, что отражено в работах Маевского В.М., Скрипника Ю.А., Супьяна В.Я., Колтика Е.Д., Кадука Б.Г., Кравченко С.А., Кашлева В.П., Каминского В.Л. и других. Динамический режим работы электромеханических параметрических цепей исследован недостаточно полно: не разработана общая теория N -фазных параметрических цепей, имеющих на статоре N фазных обмоток, а также их использование в различных радиотехнических устройствах измерения фазовых и временных параметров радиосигналов. Поэтому дальнейшее развитие теории и практики применения таких цепей в радиоизмерениях является актуальной задачей.

Методы исследований. В работе использованы методы математической статистики, спектральный анализ переходных процессов, метод аппроксимации функций, спектральный метод прохождения сигналов через линейные электрические цепи.

Научная новизна:

- разработаны теоретические основы работы N -фазных индуктивных параметрических цепей (ИПЦ) в статических и динамических режимах;
- разработаны частные (по режимам работы) и обобщённая математические модели ИПЦ, а также получены соотношения, позволяющие для выбранного режима работы определить входные сигналы ИПЦ;
- на основе математического моделирования ИПЦ разработан ряд устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов с использованием ИПЦ;
- получены аналитические выражения для определения инструментальной погрешности ИПЦ при её работе в различных режимах и проведена их экспериментальная оценка с применением методов математической статисти-

ки.

Практическая ценность. На основе теоретических и экспериментальных исследований в диссертационной работе получены:

- структурные схемы оптимальных устройств измерения угла фазового сдвига (УФС) между гармоническими сигналами;
- структурные схемы фазометров с масштабнo–временным преобразованием (МВП) гармонических и радиоимпульсных сигналов;
- структурные схемы измерителей группового времени запаздывания (ГВЗ) четырёхполюсников (ЧП) и линий связи;
- структурные схемы измерителей несимметричности двухфазной и N–фазной систем напряжений;
- структурная схема, измерителя УСВ вала рабочего механизма;
- структурные схемы измерительных двухфазных и N–фазных генераторов;
- структурная схема системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) вращения синхронных электродвигателей с управлением по углу рассогласования;
- формулы для инженерного расчёта инструментальной погрешности и входных сигналов ИПЦ для различных режимов работы.

Апробация работы. Основные материалы диссертационной работы докладывались и обсуждались на:

- научных семинарах кафедры радиотехники;
- 3–ей НТК "Измерительная и вычислительная техника в технологических процессах и конверсии производства", г. Хмельницкий, 1995;
- 3–ей международной НТК "Контроль и управление в технических системах", г. Винница, 1995;
- Украинской НТК "Метрология и измерительная техника", г. Харьков, 1995;
- 3–ей международной НТК "Актуальные проблемы электронного приборостроения", г. Новосибирск, 1996;
- НТК с международным участием "Приборостроение – 96", г.г. Винница – Судак, 1996;
- международном симпозиуме "Наука и предпринимательство – 97", г. Львов, 1997.

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 15 печатных работ, в том числе монография "Параметрическое преобразование информации в фазоизмерительной технике", а также получено 4 положительных решения на выдачу патента Украины.

На защиту выносятся:

- теоретические основы работы N–фазных ИПЦ в статических и динамических режимах;
- частные (по режимам работы) и обобщённые математические модели N–фазных ИПЦ;
- методика определения входных сигналов N–фазной ИПЦ для выбранного режима работы;

- структурные схемы устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на основе ИПЦ;
- аналитические выражения для определения инструментальной погрешности ИПЦ при её работе в различных режимах;
- результаты математического моделирования и экспериментальной оценки инструментальной погрешности ИПЦ, полученные на основе численного моделирования с применением методов математической статистики.

Структура и объём диссертации. Диссертационная работа состоит из списка сокращений, введения, четырёх глав, заключения, списка литературы и приложений. Содержание работы изложено на 147 страницах машинописного текста, иллюстрируется 72 рисунками и 2 таблицами. Приложения содержат 25 страниц. Список литературы состоит из 152 наименований.

В первой главе: проведен обзор современных методов и устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов с использованием ИПЦ, составлены классификации режимов работы ИПЦ и устройств на их основе, а также определены цель и задачи исследований.

Во второй главе: проведено теоретическое исследование статических и динамических режимов работы ВТ и сельсинов, найдено выражение, аппроксимирующее алгоритм работы ИПЦ, а также исследованы и разработаны частные (по режимам работы), обобщённая статическая, обобщённая динамическая и обобщённая математические модели N–фазных ИПЦ и получены выражения, позволяющие для выбранного режима работы определить входные сигналы ИПЦ.

В третьей главе: разработаны структурные схемы устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на основе ИПЦ: оптимальных измерителей УФС; автоматического компенсационного фазометра, 90°–ных фазоразностных цепей (ФРЦ) и устройства задания УФС, в которых ИПЦ используется в качестве фазосдвигающего устройства; устройств с преобразованием спектра радиосигналов (фазометры с МВП гармонических и радиоимпульсных сигналов, измерители нелинейности фазовых характеристик электрических цепей, измерителя УСВ вала рабочего механизма и т.д.); измерительных N–фазных генераторов и системы ФАПЧ вращения валов синхронных электродвигателей.

В четвёртой главе: получены выражения для анализа инструментальных погрешностей N–фазных ИПЦ, проведены численное моделирование составляющих инструментальной погрешности по частным математическим моделям N–фазных ИПЦ методом Монте–Карло и экспериментальная проверка адекватности обобщённой математической модели N–фазных ИПЦ.

Автор считает своим долгом выразить глубокую благодарность и признательность научному руководителю – доктору технических наук, профессору Супьяну В.Я. за научные консультации, а также сотрудникам кафедры радиотехники, оказавшим помощь при проведении теоретических и экспериментальных исследований и обсуждении результатов в процессе работы над диссертацией.

1. ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ И УСТРОЙСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ И ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Для вращающегося трансформатора (ВТ) и сельсина, как индуктивных параметрических цепей (ИПЦ), можно выделить два основных режима работы – статический и динамический. Статическим режимом работы ИПЦ будем называть такой режим, при котором взаимная индуктивность между статорными и роторными обмотками изменяется в соответствии с законом изменения информативного параметра на входе электрорадиоизмерительного прибора (ЭРИП). Динамическим режимом работы ИПЦ будем называть такой режим, при котором роторные обмотки находятся в непрерывном вращении относительно статорных обмоток с УСВ Ω .

В ИПЦ, работающих в динамическом режиме, совмещены ВТ или сельсин с электродвигателем (ЭД) постоянного или переменного тока, УСВ которого можно регулировать в широких пределах. Ось ВТ или сельсина механически соединена с осью электродвигателя. Для радиотехнических систем и систем автоматики промышленностью выпускаются совмещённые сельсин–двигатели СС–Д [25].

Среди статических режимов работы ИПЦ можно выделить следующие:

- 1) режим фазовращателя;
- 2) индикаторный режим работы:
 - а) на постоянном токе;
 - б) на переменном токе.

Динамический режим работы ИПЦ используется в следующих случаях:

- 1) смещение частоты гармонических сигналов;
- 2) формирование испытательных сигналов;
- 3) индикация синфазности, квадратуры и противофазности двухфазной системы напряжений;
- 4) масштабное–временное преобразование (МВП):
 - а) гармонических сигналов;
 - б) радиоимпульсных сигналов;
- 5) фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ) вращения синхронного электродвигателя в устройствах компенсационного типа:
 - а) с фазовым управлением;
 - б) с моментным управлением;
 - в) с тормозным управлением;
 - г) с частотным управлением;
 - д) с управлением по углу рассогласования;
 - б) поверка измерителей угла фазового сдвига (УФС).

Среди методов измерения фазовых и временных параметров радиосигна-

лов, используемых в данной диссертационной работе, можно выделить следующие:

- 1) прямой – фазовая информация, заложенная во входных сигналах измерителя, непосредственно измеряется оконечным устройством (фазометром);
- 2) косвенный – фазовая информация преобразуется в частоту или уровень электрического сигнала и измеряется оконечным устройством (частотомером или вольтметром) (измерение ГВЗ, УСВ, несимметричности двухфазной системы напряжений);
- 3) компенсационный – фазовая информация по сигналу рассогласования преобразуется в угол поворота ротора или статора ИПЦ (фазометры периодического сравнения, ФРЦ).

На основании анализа областей применения ИПЦ в устройствах измерения фазовых и временных параметров радиосигналов проведём обзор современных методов и устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов с использованием ИПЦ.

1.1. Фазовращающие устройства на индуктивных параметрических цепях

Работа ИПЦ в статическом режиме фазовращателя, при котором фаза выходного напряжения отличается от фазы входного на величину угла поворота ротора, достаточно подробно рассмотрена в литературе.

Так, в работах [20, 30, 31] рассмотрены амплитудные и фазовые погрешности фазовращателей на ИПЦ, а также погрешности, возникающие при нагружении фазовращателя и вследствие взаимного влияния статорных обмоток. Увеличение разрешающей способности фазовращателей на ИПЦ с пульсирующим магнитным полем предложено в работах [148, 150] и достигается при использовании ортогонального сдвига одного из вторичных напряжений [148], а также включением двойных RC–цепей в обмотки ротора [150]. Такие схемы дают удвоенный фазовый сдвиг выходного сигнала относительно угла поворота ротора.

В [16] предложена усовершенствованная схема индуктивного фазовращателя (ИФ), где мостовые цепи включены в каждую выходную обмотку. Фазовая погрешность таких схем, возникающая вследствие нестабильности частоты, значительно меньше, чем для ИФ с одинарной RC–цепью. Возникающая при изменении частоты амплитудная погрешность также значительно снижается.

В работе [89] для компенсации систематической погрешности ИФ, вызванной подключением нагрузки, предлагается ввести корректирующие трансформаторы, а работа [90] посвящена компенсации температурной погрешности ИФ, для чего в него введены две дополнительные обмотки, расположенные в пазах магнитопровода ротора, причём одна дополнительная обмотка короткозамкнута, а другая – последовательно соединена с обмоткой возбуждения.

Для расширения рабочего частотного диапазона в сторону низких частот в [92] предлагается однофазный ИФ, в котором между выводами синусной и

косинусной обмоток ВТ включен электрический конденсатор. В работе [108] предложена компенсация погрешности, вызванной нестабильностью сдвига по фазе между током и напряжением на выходе ВТ, за счёт введения блока преобразования напряжения в ток, включенного между источником переменного напряжения и ВТ.

Для компенсации реактивного момента, снижающего быстродействие и точность преобразования угла поворота в фазовый сдвиг, а также для увеличения коэффициента передачи ИФ, в [111] предлагается ввести в фазовращатель магнитопровод, состоящий из двух П-образных элементов, имеющих форму кольцевых секторов и сопряжённых между собой по радиальной торцевой стороне, и безобмоточной магнитопроводящей пластины дугообразной формы. В работе [118] для повышения точности работы ИФ предлагается ввести две фазосдвигающие цепи и сумматор, что приводит к подавлению высших гармоник взаимоиנדукции.

Исследования, проведённые в работах [10, 12, 86, 87] и направленные на повышение точности работы ИФ, показывают, что существенное повышение точности может быть получено при создании многополюсных устройств типа индуктосин, являющихся разновидностью индукционного редуктосина. Исследованию режимов работы и основных погрешностей индуктосинов посвящены работы [14, 32], а в [29] показано, что при количестве зубцов ротора $Z = 128$ погрешность задания фазы не превышает $\pm 5''$. Для повышения точности работы ИФ в [114] предлагается на одной с ИФ плоскости установить N аналогичных фазовращателей, имеющих общий центр вращения и расположенных на расстоянии от этого центра, обратно пропорциональном электрической редукции, при этом входные обмотки соединяются параллельно. Это устройство позволяет осуществить прецизионное преобразование угол – фаза при безмоментной и безинерционной подвижной части, что снижает динамические погрешности преобразования.

Кроме того, ИПЦ, работающие в статическом режиме фазовращателя, могут использоваться для создания измерительных двухфазных генераторов (ИДГ) [57], в которых фаза переменного напряжения в одном из каналов изменяется относительно фазы опорного переменного напряжения на величину угла поворота ротора ИПЦ, механически связанного с отсчётным устройством.

Так, в [84] рассмотрен ИДГ, состоящий из кварцевого генератора, дискретного гетеродина, двух умножителей частоты, четырёх делителей частоты, вспомогательного и градуированного ИФ, двух преобразователей частоты, импульсного усилителя, фазоиндикатора, двух фильтров первой гармоники, двух смесителей и нуля-индикатора, в котором при работе задающего кварцевого генератора на фиксированной частоте обеспечивается высокая точность (порядка $12 \div 36''$) задаваемых УФС в диапазоне инфранизких и низких частот ($0.001 \text{ Гц} \div 30 \text{ кГц}$). Недостатком устройства является сложность установки требуемых значений УФС.

Для упрощения устройства и повышения точности его работы в [85] предлагается дискретное устройство для калибровки фазометров, состоящее из

задающего генератора, умножителя частоты, ИФ, импульсно–фазового детектора, формирующей цепи, двухпозиционного переключателя и отсчётного устройства, в котором интервал приращений фазы соответствует $360^\circ/n$, а погрешность отсчёта не превышает сотых долей градуса при $n \geq 40$, где n – коэффициент умножения умножителя частоты. Недостатком такого ИДГ является наличие погрешности установки нулевого положения.

Для устранения этого недостатка в работе [88] предлагается ИДГ, состоящий из опорного генератора, ИФ, двух делителей частоты и кнопки, в котором УФС между выходными напряжениями изменяется в интервале углов $0 \div 360^\circ$ дискретно: $0; \dots; k \cdot 360^\circ/n; \dots; 360^\circ$, где k – количество полных оборотов оси ИФ, n – коэффициент деления частоты в каналах. К недостаткам такого устройства можно отнести дискретность задаваемых значений УФС.

Для повышения точности задания УФС при изменениях частоты входного сигнала в [91] разработан ИДГ, состоящий из ИФ, двух ФД, дифференциального усилителя, кварцевого генератора, фазовращателя на фиксированную частоту и источника опорного напряжения, в котором сдвиг фазы, вносимый ИФ, в диапазоне частот будет определяться характеристикой $\varphi_{\text{вн}} = f(U_y)$ фазовращателя, работающего на фиксированной частоте. В работе [94] для расширения частотного диапазона и исключения влияния формы входного напряжения предлагается ИДГ, состоящий из модулятора, ИФ, детектора и счётчика числа оборотов ИФ, в котором разность фаз между выходными напряжениями равна πn , где n показания счётчика числа оборотов, а погрешность установки УФС равна π/k , где k – отношение частот вспомогательного и опорного напряжений. Недостатками таких ИДГ являются наличие дополнительных преобразований фазочастотных спектров сигналов и увеличение погрешности задания фазовых сдвигов.

Работа [106] посвящена ИДГ, состоящему из двух ИФ, двух ФД, двух сумматоров и усилителя, в котором увеличен диапазон изменения фазы между выходными сигналами и линейностью характеристики управления. В [107] рассмотрен ИДГ, состоящий из генератора частот, ИФ, двух делителей напряжения и двух сумматоров, в котором существенно повышается точность задания малых фазовых сдвигов в расширенном диапазоне частот. Недостатком устройств, рассмотренных в [106, 107], является то, что задаваемый с их помощью УФС будет не более 10° .

В работе [113] автором предлагается калибратор фазовых сдвигов, состоящий из диапазонного генератора, кварцевого генератора, делителей частоты, фильтра, ИФ, двух блоков стробирования, двух аналогово–цифровых и цифро–аналоговых преобразователей, а также двух запоминающих элементов, который позволяет воспроизводить (плавно или дискретно, но независимо от частоты) высокоточные диапазонные фазовые сдвиги. Недостаток такого устройства – наличие полосовых фильтров, что ограничивает рабочий диапазон частот.

1.2. Измерители угла фазового сдвига на основе индуктивных параметрических цепей

Статический индикаторный режим работы ИПЦ является наиболее освещённым в литературных источниках. Различают индикаторный режим работы на постоянном и переменном токе, когда на статорные обмотки ИПЦ подаётся система постоянных (или переменных) напряжений, амплитуды которых зависят от информации на входе ЭРИП, а роторная обмотка запитана либо от источника постоянного тока, либо переменным напряжением той же частоты, что и на входе устройства.

В работах, посвящённых измерению УФС между двумя гармоническими напряжениями, наиболее часто используется индикаторный режим работы ИПЦ или постоянном токе. Так, в литературе [23, 43, 71, 77] рассматривается квадратурная (ортогональная) корреляционная обработка входной информации. В этом случае ЭРИП, состоящий из цепи 90° -ного фазового сдвига, двух ФД и ВТ, осуществляет оптимальную оценку фазы по критерию максимума функции правдоподобия при высокоточных измерениях в случае двухканальных некоррелированных помех [36].

Аналогично оптимальную оценку фазы сигналов в случае присутствия двухканальных некоррелированных помех можно осуществить в устройстве [110], состоящем из фазорасщепителя, трёх ФД и дифференциального сельсина, ротор которого механически связан с отсчётным устройством. В этом устройстве в два раза увеличивается разрешающая способность измерения за счёт противоположного подключения ФД к статорным и роторным обмоткам дифференциального сельсина.

Оптимальную оценку фазы в случае присутствия двухканальных коррелированных помех можно осуществить при помощи устройства, состоящего из двух преобразователей частоты, системы ФАПЧ, шести ФД, двух цепей 120° -ного фазового сдвига и дифференциального сельсина, ротор которого механически связан с отсчётным устройством, в том случае, если опорный генератор системы ФАПЧ не содержит шумовые компоненты, коррелированные с шумовыми компонентами входных сигналов [98]. Недостаток таких фазометров – достаточно большая погрешность измерения из-за наличия инструментальных погрешностей ФД и сельсина.

В работах [105, 115] предложены устройства, в которых исключаются периодические погрешности, которые в зависимости от отношения времени интегрирования к периоду входного сигнала могут достигать величины порядка 8° . В работе [105] предлагается устройство, содержащее два ФД, цепь 90° -ного фазового сдвига и ВТ, в которое для обеспечения времени интегрирования, равного целому числу периодов входного сигнала, введены формирователь фазовых импульсов, счётчик и устройство шунтирования интеграторов. В устройстве, предложенном в работе [115], дополнительно введены два ФД, цепь 90° -ного фазового сдвига, сумматор и вычитатель, что также обеспечивает исключение отмеченных погрешностей. Недостаток таких измерителей заключается в нали-

чии амплитудной и фазовой асимметрий выходных сигналов сумматора и вычитателя (входных сигналов ВТ).

В [116] авторами предлагается устройство, в котором повышается точность измерения УФС за счёт уменьшения влияния погрешности фазорасщепителя, неидентичности характеристик ФД, достаточно большой погрешности самого сельсина. Для этого в устройство по работе [110] введены два умножителя частоты, фазорасщепитель, три ФД и дифференциальный сельсин, причём роторы основного и дополнительного дифференциальных сельсинов связаны посредством зубчатой передачи. В таком устройстве указанные погрешности измерения уменьшаются в N раз, где N – коэффициент умножения умножителя частоты и передаточное отношение зубчатой передачи.

В работе [119] автором предлагается корреляционный измеритель фазы гармонических сигналов, в котором для уменьшения ошибки измерения, связанной с инструментальными погрешностями ФД, в дополнение к устройству, описанному в [23, 71], вводятся два регулируемых усилителя, сумматор и вычитатель, что приводит к созданию регулирующего сигнала, который по существу является сигналом отрицательной обратной связи, уменьшающего отмеченные инструментальные погрешности корреляторов. Недостаток устройства – нестабильность и неэффективность работы системы обратной связи.

С целью повышения точности измерения фазы радиосигнала с быстро изменяющейся амплитудой в [125] предлагается измеритель фазы сигналов, состоящий из двух ФД, генератора копии сигналов, делителя напряжения, блока управления и ВТ, осуществляющий формирование компенсирующего сигнала, устраняющего ошибку измерения фазы сигнала за счёт быстрого изменения амплитуды по гармоническому закону. К его недостаткам отнесется сложность реализации генератора копии сигналов.

Известно также устройство [121], содержащее четыре ФД, два сумматора, аттенюатор, цепь 90° -ного фазового сдвига, генератор пилообразного напряжения и ВТ, в котором авторы решают задачу повышения точности измерения УФС при наличии помех за счёт уменьшения чувствительности устройства к помехам.

Целый ряд работ посвящён применению ВТ в устройствах для определения фазы сигналов о линейно изменяющимся средним значением, в которых решаются следующие задачи: расширение динамического диапазона исследуемых сигналов с нестационарным средним значением [120, 122], повышение точности определения фазы гармонического сигнала с линейно изменяющимся средним значением [124], повышение точности оценки фазы гармонического сигнала при наличии на входе нелинейного изменяющегося напряжения, т.е. при нестационарности среднего значения сигнала (помехи) [127], расширение динамического диапазона исследуемых сигналов путём стабилизации положения среднего значения смеси сигнала с нестационарной помехой на интервале обработки [128]. Общим для устройств этого типа является наличие ФД, сумматоров, вычитателей, цепей 90° -ного фазового сдвига, блока привязки уровня, блоков выборки и хранения, а также ВТ. Общими недостатками таких устройств являются наличие шумовой составляющей погрешности и сложность

привязки уровня сигнала с линейно изменяющимся средним значением.

Для повышения разрешающей способности измерения разности фаз в [57] предлагается применить умножение частоты сигналов, а отсчёт УФС осуществлять по показаниям трёх шкал. Такое устройство состоит из трёх каналов – грубого, среднего и точного отсчёта. Канал грубого отсчёта состоит из трёх ФД, двух цепей 120° -ного фазового сдвига и сельсина, ротор которого запитан постоянным напряжением и механически связан с отсчётным устройством (шкалой грубого отсчёта). В канал среднего отсчёта дополнительно введены два умножителя частоты в 36 раз, в канал точного отсчёта – умножители частоты в 360 раз, а роторы сельсинов каждого канала механически связаны со своим отсчётным устройством (шкалой среднего или точного отсчёта). Таким образом, в этом фазометре можно получить показания УФС в пределах:

шкала грубого отсчёта – $0 \dots 360^\circ$;

шкала среднего отсчёта – $0 \dots 10^\circ$;

шкала точного отсчёта – $0 \dots 1^\circ$.

Недостаток такого измерителя УФС – работа на фиксированной частоте (сложность создания диапазонных 120° -ных цепей).

При измерении УФС между высокочастотными заполнениями коротких радиоимпульсных сигналов используется индикаторный режим работы ИПЦ на переменном токе. В этом случае фазометр, согласно [95], состоит из трёх ФД, двух цепей 120° -ного фазового сдвига, амплитудного детектора, сельсина, отсчётного устройства, механически связанного с ротором сельсина, и четырёх конденсаторов, которыми зашунтированы статорные и роторная обмотки сельсина. В описанном устройстве токи, протекающие в статорных и роторной обмотках сельсина, имеют частоту, равную резонансной частоте контуров, образованных конденсаторами и индуктивностями обмоток сельсина, которая намного меньше частоты заполнения радиоимпульсов, т.е. имеет место статическое МВП. При взаимодействии магнитных потоков, вызванных протекающими в обмотках сельсина токами, ротор поворачивается на угол, равный УФС между высокочастотными заполнениями входных радиоимпульсных сигналов. Недостатками такого фазометра являются сложность идентичной настройки контуров в резонанс и затухающий характер откликов фильтров.

Актуальной проблемой для измерителей УФС является создание диапазонных цепей 90° -ного фазового сдвига. Одним из вариантов решения этой задачи являются нелинейные устройства с повышенной точностью разложения сигнала [96, 126], а также цифровые формирователи перестраиваемых по частоте квадратурных сигналов [123]. Другой и более перспективный вариант – использование линейных фазоразностных цепей (ФРЦ) [31], однако здесь возникает необходимость стабилизации амплитуды квадратурных сигналов в диапазоне частот для исключения фазо–амплитудной погрешности измерителя УФС (отсчётного устройства).

1.3. Устройства с преобразованием спектра радиосигналов с помощью индуктивных параметрических цепей

Под преобразованием спектра радиосигналов будем понимать преобразование или смещение частоты, получение амплитудно-модулированного сигнала (АМС) с подавленной несущей и МВП.

Преобразование или смещение частоты реализуется при работе ИПЦ в динамическом режиме фазовращателя, т.е. тогда, когда на статорные обмотки подаются сдвинутые на угол $\alpha_k = 2\pi(k-1)/N$ переменные напряжения, где k – номер статорной обмотки, N – общее количество статорных обмоток, а ротор приводится во вращение электродвигателем с УСВ Ω . При использовании в преобразователе частоты ВТ сигналы на статорные обмотки подаются в квадратуре, т.е. $U_1(t) = U_m \cos \omega t$ и $U_2(t) = U_m \sin \omega t$.

Режим смещения частоты ИПЦ используется в фазометрах с МВП гармонических сигналов, в измерителях группового времени запаздывания (ГВЗ) четырёхполюсников (ЧП), в индикаторах синфазности, противофазности и квадратуры двухфазной системы напряжений, в измерителях УСВ вала рабочего механизма и в ИДГ.

В измерителе ГВЗ ЧП [101], состоящем из генератора пилообразного напряжения, генератора качающейся частоты, последовательного и параллельного резонансных LC-контуров, ВТ, электродвигателя, тахогенератора, исследуемого ЧП, амплитудного детектора и фазоиндикатора, ИПЦ используется для формирования верхней боковой составляющей с частотой $\omega + \Omega$, где ω – частота напряжения генератора качающейся частоты, Ω – УСВ электродвигателя, которая вместе с основной частотой ω подаётся на исследуемый ЧП. К недостаткам измерителя ГВЗ можно отнести наличие погрешности измерения, возникающей из-за различных фазовых сдвигов, вносимых последовательным и параллельным резонансными LC-контурами.

В работе [100] предлагается устройство для поверки измерителей ГВЗ, состоящее из задающего генератора, двух ИФ, электродвигателя, тахогенератора, отсчётного устройства, варньерного механизма, трех усилителей-ограничителей, двух полосовых фильтров, фазовращателя и фильтра низких частот. Индуктивная параметрическая цепь здесь используется для получения верхней и нижней боковых составляющих с частотами $\omega + \Omega$ и $\omega - \Omega$, которые вместе с основной частотой ω подаются на поверяемый прибор. Недостаток устройства – сложность регулировки уровней комбинационных составляющих.

В устройстве, описанном в [57] и состоящем из четырёх усилителей, двух преобразователей частоты, цепи 90° -ного фазового сдвига, ВТ, электродвигателя и низкочастотного фазометра, ИПЦ используется для смещения частоты одного из входных гармонических напряжений вниз на величину УСВ ротора Ω с последующим преобразованием входных гармонических напряжений в преобразователях частоты в низкочастотные напряжения с частотой Ω с сохранени-

ем входных фазовых соотношений, т.е. происходит МВП гармонических сигналов. Недостаток устройства – рабочий диапазон частот фазометра ограничен рабочим диапазоном частот цепи 90° -ного фазового сдвига.

В индикаторе синфазности, противофазности и квадратуры [109], состоящем из фазосдвигающего устройства, кнопки, ВТ, электродвигателя, селективного устройства и вольтметра, а также в индикаторе симметричности двухфазной системы напряжений [117], состоящем из ВТ, электродвигателя, двух селективных элементов, управляемого делителя напряжения, перемножителя, фильтра низких частот и вольтметра, ИПЦ используется для получения в роторной обмотке переменного напряжения, пропорционального несимметричности синфазности, противофазности и квадратуры двухфазной системы напряжений. К недостаткам таких устройств можно отнести наличие селективных элементов (сложность работы в диапазоне частот) и низкую эффективность работы системы подавления неинформативной составляющей спектра выходного сигнала.

В измерителе УСВ вала рабочего механизма [130], состоящем из задающего генератора, ВТ, ФД, управляемого двухфазного генератора, фильтра низких частот, генератора импульсов и счётчика, ИПЦ используется для получения в статорных обмотках сигналов с частотой, равной сумме частоты (фиксированной) задающего генератора и УСВ вала рабочего механизма.

В ИДГ, описанном в [104] и состоящем из генератора, двух ИФ, электродвигателя, измерителя угла поворота и двух амплитудных ограничителей, значение требуемого УФС отсчитывается по измерителю углов поворота статора одного ИФ относительно другого, причём точность поверки определяется точностью измерителя углов поворота. Это устройство может быть использовано для поверки триггерных фазометров или фазометров с ФД, при этом погрешность ИФ не отражается на результате поверки в любой точке шкалы поверяемого устройства.

Формирование двухчастотного испытательного сигнала (АМС с подавленной несущей) в измерителях ГВЗ реализуется при работе ИПЦ в режиме линейного балансного амплитудного модулятора.

В устройстве для измерения ГВЗ [97], содержащем генератор высокой частоты, ВТ, два электродвигателя, два источника питания, протяжённую линию связи, усилитель переменного тока, амплитудный и фазовый детекторы, усилитель постоянного тока, тахогенератор и фазоиндикатор, а также в измерителе ГВЗ с параметрическим преобразователем для получения двухчастотного сигнала [57], который применяется для измерения ГВЗ ЧП и отличается от предыдущего измерителя ГВЗ наличием удвоителя частоты, ИПЦ используется для получения в роторной обмотке испытательного сигнала – АМС с подавленной несущей, при прохождении которого через протяжённую линию связи или исследуемый ЧП можно получить информацию о ГВЗ объекта в диапазоне частот. Недостаток измерителя – невозможность обеспечения синхронности и синфазности вращения валов электродвигателя на приёмной и передающей стороне, что приводит к появлению погрешностей измерения ГВЗ.

В работе [81] предлагается измеритель ГВЗ с параметрическим формиро-

вателем двухканального испытательного сигнала, содержащий генератор высокой частоты, ВТ, электродвигатель, источник питания, два усилителя переменного тока, исследуемый ЧП, два амплитудных детектора и фазоиндикатор, в котором ИПЦ используется для получения в квадратурных статорных обмотках двухчастотных испытательных сигналов. Однако, в этом устройстве на результат измерения оказывает влияние неидентичность фазовых характеристик каналов, что приводит к появлению методической погрешности измерения.

Отмеченная погрешность измерения устраняется в измерителе ГВЗ с параметрическим преобразователем [57], в который введены тахогенератор, формирователь коммутирующих импульсов и электронный ключ, за счёт периодической коммутации исследуемого ЧП и вычитания в фазоиндикаторе результатов измерения за первый (исследуемый ЧП включен в измерительный канал) и второй (исследуемый ЧП отключен из измерительного канала) полупериоды коммутирующих импульсов.

Масштабно–временное преобразование реализуется при работе ИПЦ в режиме считывания информации, т.е. тогда, когда на статорные обмотки подаются постоянные напряжения, амплитуды которых зависят от фазовой информации на входе ЭРИП и номера статорной обмотки k , а с ротора, вращаемого электродвигателем с УСВ Ω , снимается переменное напряжение с частотой Ω и фазой, равной фазовой информации на входе ЭРИП. Различают два режима считывания информации – при гармонических и при радиоимпульсных входных воздействиях.

В [93] предлагается масштабно–временной преобразователь гармонических сигналов, содержащий $(N - 1)$ – отводную линию задержки, N – фазную ИПЦ, N фазовых детекторов, электродвигатель и источник питания, в котором фазовая информация с несущей частоты переносится на УСВ ротора N – фазной ИПЦ.

В работе [102] авторами предлагается фазометр с МВП гармонических сигналов, содержащий усилитель с последовательным резонансным контуром, два усилителя с параллельными резонансными контурами, два ФД, ВТ, электродвигатель, источник питания, тахогенератор и фазоиндикатор, в котором фазоиндикатор проводит измерение входной фазовой информации на УСВ ротора ВТ. Однако, в таком фазометре на результат измерения оказывает влияние начальная фаза напряжения тахогенератора, смещая оценку входной разности фаз.

Для исключения отмеченной погрешности в [129] разработан компенсационный фазометр с МВП гармонических сигналов, содержащий три ФД, два усилителя постоянного тока, цепь 90° –ного фазового сдвига, ВТ, два электродвигателя, два источника питания, тахогенератор, пропорционально – интегрирующий фильтр, управляемый элемент и отсчётное устройство, механически связанное со статором ВТ, в котором компенсация начального постоянного рассогласования осуществляется при помощи управления сигналом системы фазовой автоподстройки работой одного из электродвигателей, который поворачивает статор до тех пор, пока угол рассогласования не станет равным нулю (при

отсутствии сигналов на входах фазометра).

В работе [103] для повышения точности измерения УФС моноимпульсных сигналов авторами разработан фазометр с МВП радиоимпульсных сигналов, состоящий из двух ФД, цепи 90° -ного фазового сдвига, двух интеграторов, двух мостовых схем, блока управления мостовыми схемами, ВТ, электродвигателя, источника питания, тахогенератора и фазоиндикатора, в котором постоянные напряжения на статорных обмотках ИПЦ, пропорциональные входной фазовой информации, поддерживаются практически постоянными во время паузы между радиоимпульсами. Однако, возможный разряд конденсаторов, входящих в состав интеграторов, приводит не только к уменьшению амплитуд напряжений на статорных обмотках, но и влияет на фазовые соотношения, что приводит к погрешности измерения.

В [112] предлагается фазометр, в котором возможно измерение УФС между импульсными сигналами с повышенной скважностью, т.е. в оптическом диапазоне между двумя кратковременными импульсами света, состоящий из одночастотного лазера, интерферометра, блока фазового сдвига, двух элементов памяти, схемы управления запоминанием, ВТ, тахогенератора, электродвигателя, триггера, схемы совпадения, генератора счётных импульсов и счётчика, при этом измерение УФС между короткими импульсами света сводится к измерению разности фаз между гармоническими процессами низкой частоты за период. В устройствах [103, 112] измерение осуществляется с приходом каждого импульса, т.е. такие фазометры способны работать по одному импульсу. Такой режим измерения получил название моноимпульсного.

1.4. Измерительные двухфазные генераторы инфранизких частот на индуктивных параметрических цепях

В рассматриваемом случае ИПЦ работают в тахометрическом режиме и используются в качестве источника гармонического сигнала, частота которого равна УСВ ротора, а начальная фаза определяется угловым положением статора одной ИПЦ относительно другой. Для этой цели используются ВТ, сельсины и тахогенераторы, являющиеся бесконтактными электрическими микромашинами, работающие в режиме магнитоэлектрического или электромагнитного возбуждения э.д.с. на выходе.

Измерительные двухфазные генераторы с тахометрическим преобразователем, в котором осуществляется магнитоэлектрическое возбуждение [57], состоят из электродвигателя, регулируемого источника питания, двух ИПЦ и поворотного устройства. При вращении роторов ИПЦ электродвигателем в статорных обмотках наводятся э.д.с., разность между начальными фазами которых можно регулировать при помощи поворота статора одной ИПЦ относительно неподвижного статора другой поворотным устройством.

Измерительный двухфазный генератор с тахометрическим преобразователем, в котором осуществляется электромагнитное возбуждение [57], состоит

из электродвигателя, регулируемого источника питания, двух ИПЦ, поворотного устройства и источника постоянного тока. При вращении роторов ИПЦ, подключенных к источнику постоянного тока, в статорных обмотках наводятся э.д.с. с частотой, равной УСВ электродвигателя, и УФС между ними, определяемым угловым положением статора одной ИПЦ относительно неподвижного статора другой.

Частоту выходных напряжений сравнительно легко изменять, например, путём изменения напряжения питания электродвигателя. При использовании сельсинов можно получить на выходе каждой ИПЦ три переменных напряжения, УФС между которыми составляет 0 , 120° и 240° , т.е. имитировать источник трёхфазного напряжения в диапазоне частот до $500\dots 600$ Гц.

1.5. Системы фазовой автоподстройки частоты вращения синхронного электродвигателя в устройствах компенсационного типа на основе индуктивных параметрических цепей

Фазовая автоподстройка частоты вращения синхронного электродвигателя применяется для сведения к нулю остаточной расстройки между начальными углами пространственного положения валов электродвигателей в устройствах компенсационного типа в фиксированный момент времени, т.е. для обеспечения синфазности вращения. Индуктивной параметрической цепью в данном случае является синхронный электродвигатель. Различают такие режимы работы ФАПЧ вращения синхронного электродвигателя [59]:

- 1) с фазовым управлением;
- 2) с моментным управлением;
- 3) с тормозным управлением;
- 4) с частотным управлением;
- 5) с управлением по углу рассогласования.

В системе ФАПЧ вращения синхронного электродвигателя с фазовым управлением [58], состоящей из ведущего генератора, двух ФД, корректирующего ЧП, усилителя постоянного тока, фазовращателя, двух делителей частоты, усилителя мощности, датчика обратной связи и управляемого синхронного электродвигателя, полная фаза вращения электродвигателя регулируется при помощи импульсов, задержанных в фазовращателе, причём время задержки зависит от полной фазы сигнала датчика обратной связи.

В системе ФАПЧ вращения синхронного электродвигателя с моментным управлением [142], состоящей из ведущего генератора, ФД, делителя частоты, корректирующего ЧП, модулятора, усилителя, датчика обратной связи и управляемого синхронного электродвигателя, производится воздействие на вращающий момент управляемого синхронного электродвигателя при изменении ширины импульсов напряжения, подаваемых на электродвигатель.

К недостаткам этого режима работы следует отнести необходимость начального стабильного значения момента нагрузки и работу управляемого

синхронного электродвигателя при значении удельного синхронного момента, меньшем номинального.

В системе ФАПЧ вращения синхронного электродвигателя с тормозным управлением [145], состоящей из ведущего генератора, ФД, делителя частоты, корректирующего ЧП, двух усилителей, тормоза, датчика обратной связи и управляемого синхронного электродвигателя, под воздействием напряжения рассогласования с выхода ФД изменяется момент тормоза до тех пор, пока полные фазы напряжений ведущего генератора и датчика обратной связи не будут равны.

Недостатками этого режима управления являются необходимость начального стабильного значения момента нагрузки и наличие в системе усилителя сравнительно большой мощности для питания тормоза.

В системе ФАПЧ вращения синхронного электродвигателя с частотным управлением [151], состоящей из ведущего генератора, ФД, корректирующего ЧП, управляемого генератора, делителя частоты, фазовращателя, частотного детектора, датчика обратной связи и управляемого синхронного электродвигателя, под воздействием сигнала рассогласования с выхода фазового детектора происходит изменение частоты управляемого генератора, которое синхронизирует полные фазы напряжений ведущего генератора и датчика обратной связи.

Общими недостатками этих режимов работы является то, что для управления полной фазой вращения синхронного электродвигателя в начале необходимо получить нулевое рассогласование между частотой ведущего генератора и частотой вращения вала, т.е. с частотой напряжения датчика обратной связи. После этого система входит в режим синхронизации по фазе, когда угол рассогласования не зависит от времени. Если использовать астатическую систему фазовой синхронизации, то остаточная расстройка будет равна нулю [76]. Статическая система ФАПЧ, обладая остаточной расстройкой по фазе, является астатической по частоте.

Для исключения остаточной ошибки по фазе применяются системы ФАПЧ вращения синхронного электродвигателя с управлением по углу рассогласования (астатические системы) [141], содержащие дополнительно включенный между выходом ведущего генератора и входом ФД управляемый напряжением рассогласования фазовращатель. Однако, при фазовой синхронизации вращения валов мощных исполнительных синхронных электродвигателей требуется применение дополнительных обмоток возбуждения и мощных усилителей питания электродвигателей. Это обстоятельство существенно усложняет систему, приводит к снижению устойчивости и точности работы. Задача усложняется ещё и тем, что обычно синхронные электродвигатели мощностью 70 Вт и выше должны иметь трёхфазное питание от сети переменного тока.

Для исключения отмеченных недостатков в [57] предлагается астатическая система ФАПЧ вращения валов двух трёхфазных синхронных электродвигателей с управлением по углу рассогласования, используемая в системах адаптивной оптики и состоящая из двух трёхфазных синхронных электродвигателей, двух тахогенераторов, ФД, фильтра низких частот, регулируемого усили-

теля, источника питания, редуктора и исполнительного электродвигателя постоянного тока, в которой исполнительный электродвигатель постоянного тока по сигналу рассогласования с выхода ФД отработывает остаточную расстройку между начальными углами пространственного расположения валов трёхфазных синхронных электродвигателей.

На основании проведенного литературного обзора можно составить классификации режимов работы ИПЦ (рис.1.1) и измерительных устройств на основе ИПЦ (рис.1.2).

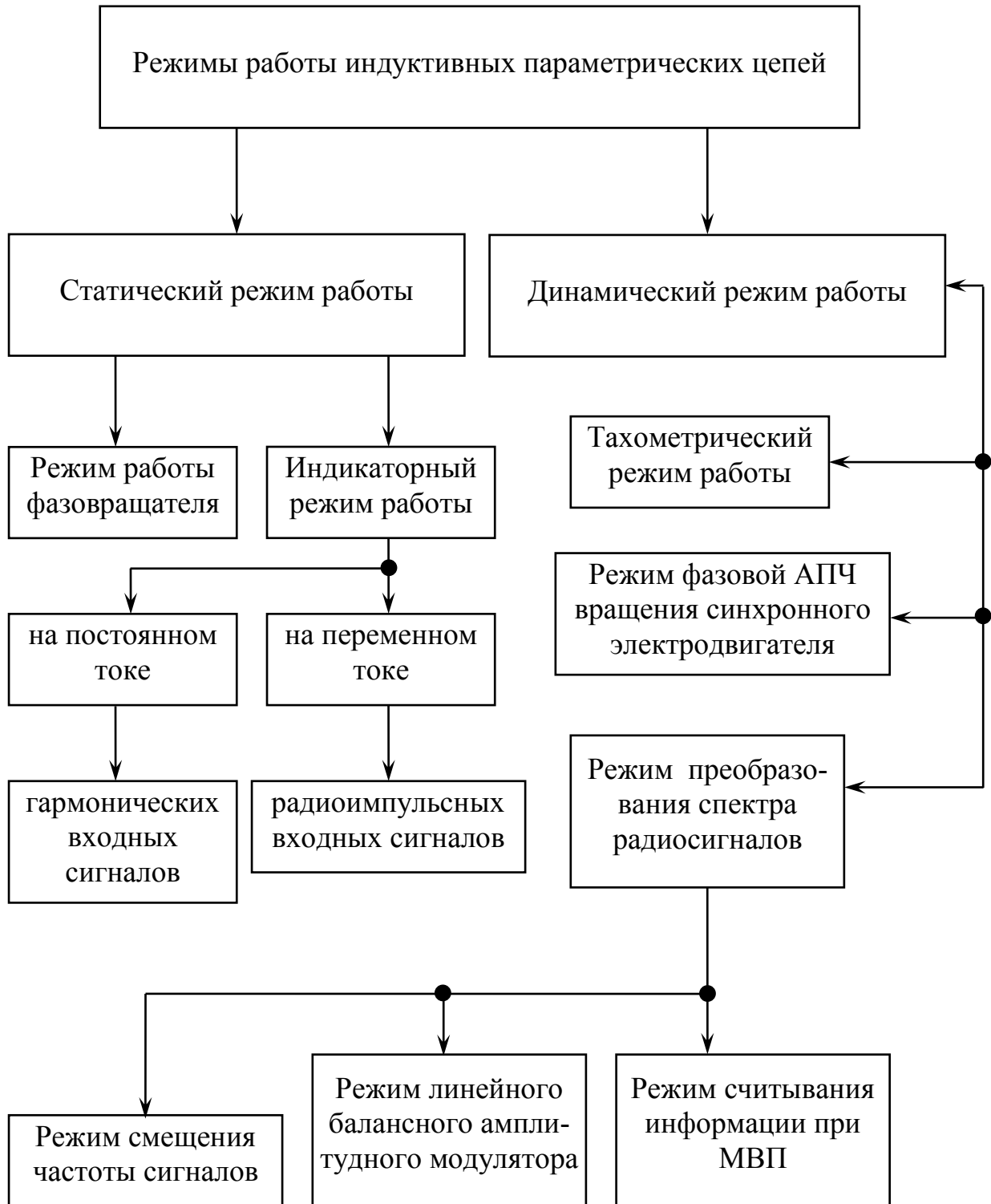


Рис.1.1. Классификация режимов работы индуктивных параметрических цепей



Рис.1.2. Классификация устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов с применением ИПЦ

1.6. Выводы, цель и задачи исследований

На основании проведенного литературного обзора можно сделать следующие выводы.

1. В литературе достаточно полно нашёл отражение статический режим работы ИПЦ, однако динамический режим работы рассмотрен неполно.
2. Отсутствует обобщённый теоретический подход к анализу и синтезу моделей устройств на основе ИПЦ.

3. Не разработана обобщённая математическая модель N–фазной ИПЦ, позволяющая решать задачи анализа и синтеза устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов.

4. Недостаточно полно проведен анализ инструментальных погрешностей измерительных устройств с применением ИПЦ в различных режимах работы.

5. Не обобщены вопросы принципов построения устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов с использованием ИПЦ.

Исходя из выше изложенного, цель и задачи диссертационной работы можно сформулировать в следующем.

Целью работы является разработка и исследование обобщённой и частных математических моделей индуктивных параметрических цепей и принципов построения на их основе устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов.

Для достижения указанной цели ставятся следующие задачи:

- разработка и исследование обобщённой и частных математических моделей N–фазных индуктивных параметрических цепей;
- разработка и исследование устройств отображения фазовой информации между гармоническими и радиоимпульсными сигналами на основе индуктивных параметрических цепей;
- разработка и исследование устройств измерения времени задержки с использованием индуктивных параметрических цепей;
- разработка и исследование аппаратуры поверки измерителей угла фазового сдвига на основе индуктивных параметрических цепей;
- разработка и исследование устройства индикации несимметричности N–фазной системы напряжений с индуктивной параметрической цепью;
- разработка и исследование 90°–ных фазоразностных цепей на индуктивных параметрических цепях;
- разработка и исследование устройства измерения угловой скорости вращения вала рабочего механизма и системы параметрической фазовой автоподстройки частоты вращения синхронного электродвигателя на основе индуктивных параметрических цепей;
- экспериментальные исследования инструментальной погрешности ИПЦ в различных режимах работы и устройства измерения угла фазового сдвига на основе обобщённой математической модели N–фазных индуктивных параметрических цепей.

2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ОБОБЩЁННОЙ И ЧАСТНЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ N – ФАЗНЫХ ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Для разработки устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на основе N–фазных ИПЦ, а также анализа инструментальных погрешностей этих устройств, необходимо провести разработку и исследование обобщённой и частных (по режимам работы) математических моделей N–фазных ИПЦ.

Решение этой проблемы распадается на три этапа. Во–первых, необходимо проанализировать работу серийно выпускаемых ИПЦ (вращающихся трансформаторов и сельсинов) в режимах, классифицированных на рис.1.1. Здесь следует отметить, что в литературе [7, 31, 74] достаточно подробно проанализирован лишь статический режим работы фазовращателя.

Во–вторых, необходимо провести нахождение подходящего аппроксимирующего выражения для суммарного магнитного потока (СМП) $\Phi_{\Sigma}(t)$ N–фазной ИПЦ, основываясь на требованиях, предъявляемым к аппроксимирующим функциям $f_k(t)$ при аппаратурной реализации устройств.

И в–третьих, необходимо распространить результаты анализа режимов работы ВТ и сельсинов на N–фазные ИПЦ и на основании этого провести разработку обобщённой и частных математических моделей N–фазных ИПЦ. Кроме этого, необходимо разработать методику нахождения коэффициентов разложения функции $\Phi_{\Sigma}(t)$ в ряд, которые должны по форме совпадать с токами, протекающими в обмотках N–фазной ИПЦ.

Таким образом, ставятся задачи разработки теоретических основ анализа работы N–фазных ИПЦ в различных режимах и разработки обобщённой и частных математических моделей N–фазных ИПЦ, что позволит более эффективно подойти к анализу и синтезу устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на основе этих цепей.

2.1. Исследование режимов работы вращающегося трансформатора и сельсина как индуктивных параметрических цепей

2.1.1. Анализ работы вращающегося трансформатора как индуктивной параметрической цепи

Рассмотрим ИПЦ с электромеханическим способом изменения параметра – ВТ, совмещённый с электродвигателем, вращающимся с УСВ Ω , на статорную обмотку которого подаётся напряжение возбуждения $U_B(t) = U_m \sin \omega t$ (рис.2.1). Тогда ток в статорной обмотке будет иметь вид $I_B(t) = -\frac{U_m}{\omega L_{CT}} \cos \omega t$,

где $L_{СТ}$ – индуктивность статорной обмотки ВТ. При вращении роторной обмотки ВТ относительно статорной с УСВ Ω взаимная индуктивность между обмотками изменяется во времени по гармоническому закону и равна $\dot{M}(t) = M \cdot e^{j\Omega t}$. В этом случае магнитный поток $\dot{\Phi}(t)$ и выходное напряжение $U_{ВЫХ}(t)$ будут определяться следующими соотношениями:

$$\dot{\Phi}(t) = \dot{M}(t) \cdot I_B(t) = \frac{U_m M}{2\omega L_{СТ}} \left\{ -e^{-j(\omega-\Omega)t} - e^{j(\omega+\Omega)t} \right\}; \quad (2.1)$$

$$U_{ВЫХ}(t) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{d\dot{\Phi}(t)}{dt} \right\} = 0.5k_{ТР} U_m \left\{ \left(1 - \frac{\Omega}{\omega}\right) \sin(\omega - \Omega)t + \left(1 + \frac{\Omega}{\omega}\right) \sin(\omega + \Omega)t \right\}, \quad (2.2)$$

где $k_{ТР} = \frac{M}{L_{СТ}}$ – коэффициент трансформации.

В таблицу 2.1 сведены полученные из выражений (2.1) и (2.2) соотношения для расчёта магнитного потока и выходного напряжения в роторной обмотке ВТ, а также их амплитудно–частотные спектры при различных фазовых соотношениях тока возбуждения и взаимной индуктивности между обмотками. Полученные сигналы обладают полезным для электрорадиоизмерительной техники свойством – амплитудно–частотные спектры выходных напряжений совпадают со спектром АМС с подавленной спектральной составляющей несущей частоты, т.е. такая ИПЦ является линейным балансным амплитудным модулятором. Изменение УСВ роторной обмотки приводит к изменению интервала 2Ω между спектральными составляющими.

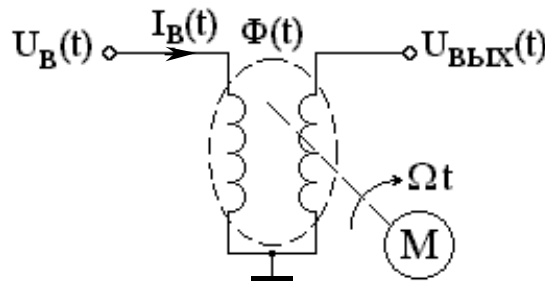


Рис.2.1. Индуктивная параметрическая цепь с электромеханическим способом изменения параметра

Амплитуды спектральных составляющих незначительно различаются между собой, т. к. $A_1 = 0,5k_{ТР} U_m \left(1 - \frac{\Omega}{\omega}\right) \approx A_2 = 0,5k_{ТР} U_m \left(1 + \frac{\Omega}{\omega}\right)$. Так как $\omega \gg \Omega$, относительное различие амплитуд спектральных составляющих можно определить по формуле

Рассмотрим различные режимы работы ИПЦ в соответствии с классификацией, приведенной на рис.1.1.

Выходное напряжение ВТ и его амплитудно-частотный спектр

Таблица 2.1.

N П/П	Ток возбуждения $I_B(t)$	Взаимная индуктивность $M(t)$	Магнитный поток $\Phi(t)$	Выходное напряжение $U_{\text{вых}}(t)$	Амплитудно-частотный спектр $U_{\text{вых}}(t)$
1	$\frac{U_m}{\omega L_{CT}} \sin \omega t$	$M \exp(j\Omega t)$	$\frac{MU_m}{2\omega L_{CT}} \{j \exp[-j(\omega - \Omega)t] - j \exp[j(\omega + \Omega)t]\}$	$A_1 \cos(\omega - \Omega)t + A_2 \cos(\omega + \Omega)t$	$\begin{array}{c} \overline{A_1} \\ \omega - \Omega \end{array} \quad \begin{array}{c} \overline{A_2} \\ \omega + \Omega \end{array}$
2	$\frac{U_m}{\omega L_{CT}} \sin \omega t$	$jM \exp(j\Omega t)$	$\frac{MU_m}{2\omega L_{CT}} \{-\exp[-j(\omega - \Omega)t] + j \exp[j(\omega + \Omega)t]\}$	$A_1 \sin(\omega - \Omega)t - A_2 \sin(\omega + \Omega)t$	$\begin{array}{c} \overline{A_1} \\ \omega - \Omega \end{array} \quad \begin{array}{c} \overline{A_2} \\ \omega + \Omega \end{array}$
3	$\frac{U_m}{\omega L_{CT}} \cos \omega t$	$M \exp(j\Omega t)$	$\frac{MU_m}{2\omega L_{CT}} \{\exp[-j(\omega - \Omega)t] + j \exp[j(\omega + \Omega)t]\}$	$-A_1 \sin(\omega - \Omega)t - A_2 \sin(\omega + \Omega)t$	$\begin{array}{c} \overline{\omega - \Omega} \\ \overline{A_1} \end{array} \quad \begin{array}{c} \overline{\omega + \Omega} \\ \overline{A_2} \end{array}$
4	$\frac{U_m}{\omega L_{CT}} \cos \omega t$	$jM \exp(j\Omega t)$	$\frac{MU_m}{2\omega L_{CT}} \{j \exp[-j(\omega - \Omega)t] + j \exp[j(\omega + \Omega)t]\}$	$A_1 \cos(\omega - \Omega)t - A_2 \cos(\omega + \Omega)t$	$\begin{array}{c} \overline{A_1} \\ \omega - \Omega \end{array} \quad \begin{array}{c} \overline{\omega + \Omega} \\ \overline{A_2} \end{array}$

2.1.2. Анализ статического режима работы фазовращателя

При работе ВТ в статическом режиме фазовращателя (рис.2.2) на статорные обмотки подаются два напряжения, сдвинутые относительно друг друга на 90° , т.е. $U_1(t) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi)$ и $U_2(t) = U_{m2} \cos(\omega t + \varphi)$.

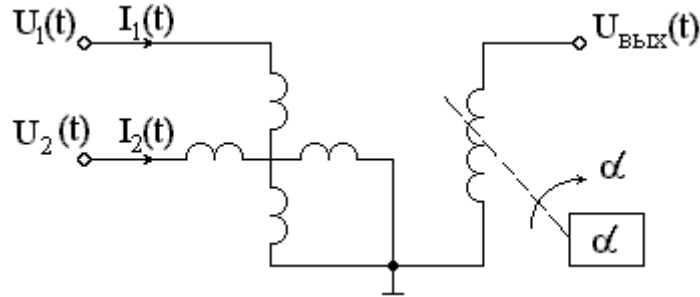


Рис.2.2. Электрическая схема ВТ при работе в статическом режиме фазовращателя

Эти напряжения вызывают в обмотках ВТ токи $I_1(t) = -(U_{m1}/\omega L_1) \cos(\omega t + \varphi)$ и $I_2(t) = -(U_{m2}/\omega L_2) \sin(\omega t + \varphi)$ соответственно.

При повороте роторной обмотки ВТ на угол α с помощью поворотного устройства взаимная индуктивность между роторной и статорными обмотками изменяется, а СМП статора можно представить в виде:

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = I_1(t)\dot{M}_1 + I_2(t)\dot{M}_2 = -\Phi_{m1} \cos(\omega t + \varphi) \exp(j\alpha) + j\Phi_{m2} \sin(\omega t + \varphi) \exp(j\alpha), \quad (2.4)$$

где $\dot{M}_1 = M \exp(j\alpha)$, $\dot{M}_2 = M \exp[j(\alpha + \pi/2)] = jM \exp(j\alpha)$, $\Phi_{m1} = U_{m1}M/\omega L_1$, $\Phi_{m2} = U_{m2}M/\omega L_2$; M -амплитудное значение взаимной индуктивности между роторной и статорными обмотками.

Если $\Phi_{m1} = \Phi_{m2} = \Phi_m$ выражение (2.4) можно переписать в виде:

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = \Phi_m [-\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)] \exp(j\alpha) = -\Phi_m \exp[-j(\omega t + \varphi - \alpha)].$$

Суммарная ЭДС (выходное напряжение), наведённая магнитным полем статора в роторной обмотке, равна:

$$\dot{U}_{\text{вых}}(t) = \frac{d\dot{\Phi}_\Sigma(t)}{dt} = j\omega\Phi_m \exp[-j(\omega t + \varphi - \alpha)] = jk_{TP}U_m \exp[-j(\omega t + \varphi - \alpha)], \quad (2.5)$$

а мгновенное значение напряжения на выходе фазовращателя из (2.5)

$$U_{\text{вых}}(t) = \text{Re}[\dot{U}_{\text{вых}}(t)] = k_{TP}U_m \sin(\omega t + \varphi - \alpha).$$

Аналогичный результат можно подучить при использовании ИПЦ с тремя статорными обмотками (сельсина), если на её статорные обмотки подать напряжения $U_1(t) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi)$, $U_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi + 120^\circ)$ и $U_3(t) = U_{m3} \sin(\omega t + \varphi + 240^\circ)$.

Таким образом, фаза напряжения на выходе ИПЦ, работающей в статическом режиме фазовращателя, отличается от фазы напряжений, подаваемых на

вход, на величину угла поворота α роторной обмотки относительно статорных обмоток и постоянный угол α_k , определяемый пространственным расположением статорных обмоток.

2.1.3. Анализ индикаторного режима работы индуктивных параметрических цепей

Такой режим работы ИПЦ можно реализовать на постоянном и переменном токе (при гармонических или импульсных входных воздействиях). Индикаторный режим работы можно осуществить при наличии на статоре двух или более обмоток, сдвинутых в пространстве на угол $2\pi/N$, где N - количество статорных обмоток (если на статоре расположены две обмотки, то они должны находиться под углом 90°).

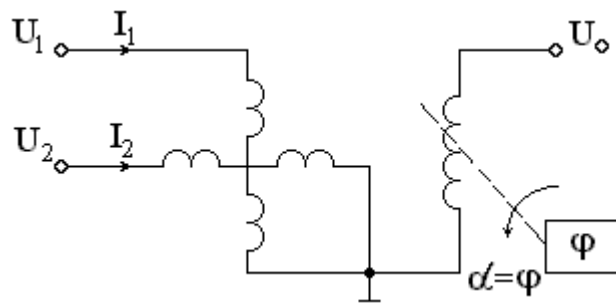


Рис.2.3. Электрическая схема ВТ при работе в индикаторном режиме

При питании статорных обмоток ВТ (рис.2.3) постоянными напряжениями $U_1 = U_{m1} \cos \varphi$ и $U_2 = U_{m2} \sin \varphi$ в воздушном зазоре возникают два ортогональных постоянных во времени магнитных потока $\dot{\Phi}_1 = U_{m1} M r^{-1} \cos \varphi e^{j0}$ и $\dot{\Phi}_2 = U_{m2} M r^{-1} \sin \varphi \exp(j\pi/2)$, где r_1 и r_2 - активные сопротивления статорных обмоток. СМП статора можно представить как результат векторного суммирования, тогда при $U_{m1} r_2 = U_{m2} r_1 = U_m r$:

$$\dot{\Phi}_\Sigma = \sqrt{\Phi_1^2 + \Phi_2^2} \exp\left\{i \arctg\left(\frac{\Phi_2}{\Phi_1}\right)\right\} = \Phi_m \exp(j\varphi),$$

где $\Phi_m = M U_m / r$ - амплитуда СМП статора.

Фаза СМП статора пропорциональна значению УФС φ . Если на роторную обмотку подать постоянное напряжение U_0 , то ротор займёт в пространстве положение, совпадающее с направлением СМП статора $\dot{\Phi}_\Sigma$, т.е. угол поворота ротора α будет равен значению УФС φ .

Если ВТ работает на переменном токе, то на статорные обмотки следует подать переменные напряжения, амплитуды которых пропорциональны $\cos \varphi$ и $\sin \varphi$: $U_1(t) = U_{m1} \cos \varphi \cdot \cos \omega t$ и $U_2(t) = U_{m2} \sin \varphi \cdot \cos \omega t$. В этом случае в воздушном зазоре ВТ возникнут пульсирующие магнитные потоки:

$$\dot{\Phi}_1(t) = I_1(t) \dot{M}_1 = \left(\frac{U_{m1}}{\omega L_1} \right) \cos \varphi \cdot \sin \omega t M e^{j0} = \Phi_{m1} \cos \varphi \cdot \sin \omega t;$$

$$\dot{\Phi}_2(t) = I_2(t) \dot{M}_2 = \left(\frac{U_{m2}}{\omega L_2} \right) \sin \varphi \cdot \sin \omega t M \exp\left(\frac{j\pi}{2}\right) = j\Phi_{m2} \sin \varphi \cdot \sin \omega t,$$

где Φ_{m1} и Φ_{m2} - амплитуды магнитных потоков в статорных обмотках. СМП статора в этом случае равен:

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = \dot{\Phi}_1(t) + \dot{\Phi}_2(t) = [\Phi_{m1} \cos \varphi + j\Phi_{m2} \sin \varphi] \sin \omega t$$

Модуль и фаза СМП статора при $\Phi_{m1} = \Phi_{m2} = \Phi_m$ соответственно равны:

$$\Phi_\Sigma = \arg[\dot{\Phi}_\Sigma(t)] = \arctg \frac{\Phi_m \sin \varphi \sin \omega t}{\Phi_m \cos \varphi \sin \omega t} = \varphi;$$

$$|\Phi_\Sigma(t)| = \sqrt{\Phi_m^2 \cos^2 \varphi + \Phi_m^2 \sin^2 \varphi} \sin \omega t = \Phi_m \sin \omega t.$$

Если роторную обмотку ВТ запитать переменным напряжением той же частоты $U_p(t) = U_{pm} \cos \omega t$, то она займёт в пространстве положение, соответствующее направлению максимального значения СМП $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$, т.е. $\alpha = \varphi$.

Аналогично для трёхфазной ИПЦ (сельсина) постоянными напряжениями запитываются статорные и роторные обмотки (рис.2.4), соответственно $U_1 = U_{m1} \cos \omega t$, $U_2 = U_{m2} \cos(\varphi + 120^\circ)$, $U_3 = U_{m3} \cos(\varphi + 240^\circ)$, $U_p = U_0$.

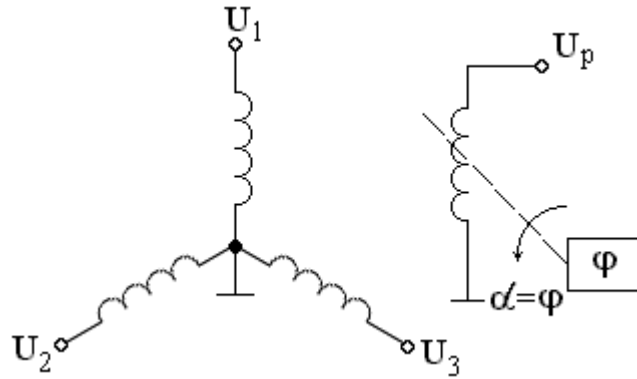


Рис.2.4. Электрическая схема сельсина при работе в индикаторном режиме на постоянном токе

В воздушном зазоре сельсина возникнут магнитные потоки ротора $\dot{\Phi}_p$ и статора $\dot{\Phi}_1$, $\dot{\Phi}_2$ и $\dot{\Phi}_3$. СМП статора при $U_{m1}r_2 = U_{m2}r_3 = U_{m3}r_1 = U_m r$ равен:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_\Sigma &= \dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2 + \dot{\Phi}_3 = \Phi_{m1} \cos \varphi e^{j0} + \Phi_{m2} \cos(\varphi + 120^\circ) \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right) + \\ &+ \Phi_{m3} \cos(\varphi + 240^\circ) \exp\left(j \frac{4\pi}{3}\right) = \Phi_m \sum_{k=1}^N \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)}{N}\right) = \\ &= 1.5\Phi_m (\cos \varphi - j \sin \varphi) = 1.5\Phi_m \exp(-j\varphi), \end{aligned}$$

так как $\sum_{k=1}^N \cos[\varphi + 4\pi(k-1)/N] = \sum_{k=1}^N \sin[\varphi + 4\pi(k-1)/N] = 0$. Модуль СМП статора равен $|\dot{\Phi}_{\Sigma}| = 1,5\Phi_m$, а фаза $-\arg[\dot{\Phi}_{\Sigma}] = -\varphi$. За счёт взаимодействия постоянного магнитного потока ротора $\dot{\Phi}_p$ и СМП статора $\dot{\Phi}_{\Sigma}$ ротор в пространстве займёт положение, соответствующее направлению максимального значения СМП статора $\dot{\Phi}_{\Sigma}$, т.е. $\alpha = -\varphi$.

На переменном токе напряжения, подаваемые на обмотки статора, $U_1(t) = U_{m1} \cos\varphi \cdot \cos\omega t$, $U_2(t) = U_{m2} \cos(\varphi + 120^\circ) \cdot \cos\omega t$ и $U_3(t) = U_{m3} \cdot \cos(\varphi + 240^\circ) \cos\omega t$ создают пульсирующие магнитные потоки в воздушном зазоре сельсина, соответственно $\dot{\Phi}_1(t)$, $\dot{\Phi}_2(t)$ и $\dot{\Phi}_3(t)$. СМП статора при $\Phi_{m1} = \Phi_{m2} = \Phi_{m3} = \Phi_m$ равен:

$$\dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = \Phi_m \sum_{k=1}^N \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \exp(j0) \sin\omega t = 1,5\Phi_m \exp(-j\varphi) \sin\omega t.$$

Модуль пульсирующего СМП статора равен $|\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)| = 1,5\Phi_m \sin\omega t$, фаза $\arg\{\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)\} = -\varphi$.

При взаимодействии СМП статора $\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)$ и магнитного потока ротора $\dot{\Phi}_p(t) = \Phi_{mp} \exp(j0) \sin\omega t - (U_{mp} M / \omega L_p) \exp(j0) \sin\omega t$ создаваемого напряжением возбуждения той же частоты ω , возникает вращающий момент, который поворачивает ротор на угол α . Угол поворота ротора α равен УФС φ , информация о котором была заложена в амплитуды переменных напряжений $U_1(t), U_2(t), U_3(t)$.

Если при работе в индикаторном режиме используется трёхфазная ИПЦ с фазным ротором (дифференциальный сельсин), его обмотки запитываются постоянными напряжениями $U_{CT1} = U_{m.CT1} \cos\varphi$, $U_{CT2} = U_{m.CT2} \cos(\varphi + 120^\circ)$, $U_{CT3} = U_{m.CT3} \cos(\varphi + 240^\circ)$, $U_{p1} = U_{m.p1} \cos\varphi$, $U_{p2} = U_{m.p2} \cos(\varphi + 120^\circ)$ и $U_{p3} = U_{m.p3} \cos(\varphi + 240^\circ)$ (рис. 2.5).

Магнитные потоки статора и ротора дифференциального сельсина будут соответственно равны:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{\Sigma CT} &= \left(\frac{U_{m.CT1} M}{r_{CT1}} \right) \cos\varphi_1 \cdot \exp(j0) + \left(\frac{U_{m.CT2} M}{r_{CT2}} \right) \cos(\varphi_1 + 120) \cdot \exp(j120) + \\ &+ \left(\frac{U_{m.CT3} M}{r_{CT3}} \right) \cos(\varphi_1 + 240) \cdot \exp(j240); \\ \dot{\Phi}_{\Sigma p} &= \left(\frac{U_{m.p1} M}{r_{p1}} \right) \cos\varphi_2 \cdot \exp(j0) + \left(\frac{U_{m.p2} M}{r_{p2}} \right) \cos(\varphi_2 + 120) \cdot \exp(j120) + \end{aligned}$$

$$+ \left(\frac{U_{m.p3} M}{r_{p3}} \right) \cos(\varphi_2 + 240) \cdot \exp(j240)$$

Если выполняются условия $U_{m.ct1} r_{ct2} = U_{m.ct2} r_{ct3} = U_{m.ct3} r_{ct1} = U_{m.ct} r_{ct}$ и $U_{m.p1} r_{p2} = U_{m.p2} r_{p3} = U_{m.p3} r_{p1} = U_{m.p} r_p$, последние два выражения можно переписать следующим образом:

$$\dot{\Phi}_{\Sigma CT} = \sum_{k=1}^3 \Phi_{m.ct} \cos \left[\varphi_1 + \frac{2\pi(k-1)}{3} \right] \cdot \exp \left[\frac{j2\pi(k-1)}{3} \right] = \Phi_{m.ct} \exp(-j\varphi_1);$$

$$\dot{\Phi}_{\Sigma p} = \sum_{k=1}^3 \Phi_{m.p} \cos \left[\varphi_2 + \frac{2\pi(k-1)}{3} \right] \cdot \exp \left[\frac{j2\pi(k-1)}{3} \right] = \Phi_{m.p} \exp(-j\varphi_2).$$

Аргументы СМП статора и ротора будут равны:

$$\varphi_{CT} = \arg\{\dot{\Phi}_{CT}\} = -\varphi_1 \text{ и } \varphi_p = \arg\{\dot{\Phi}_{\Sigma p}\} = -\varphi_2.$$

В результате взаимодействия магнитных полей статорных и роторных обмоток ротор в пространстве поворачивается на угол

$$\alpha = \hat{\varphi} = \varphi_{CT} - \varphi_p = -\varphi_1 - (-\varphi_2) = \varphi_2 - \varphi_1,$$

т.е. угол поворота ротора совпадает с измеряемой разностью фаз.

Если ВТ работает в индикаторном режиме на переменном токе при импульсных входных воздействиях (статическое МВП) (рис. 2.6),

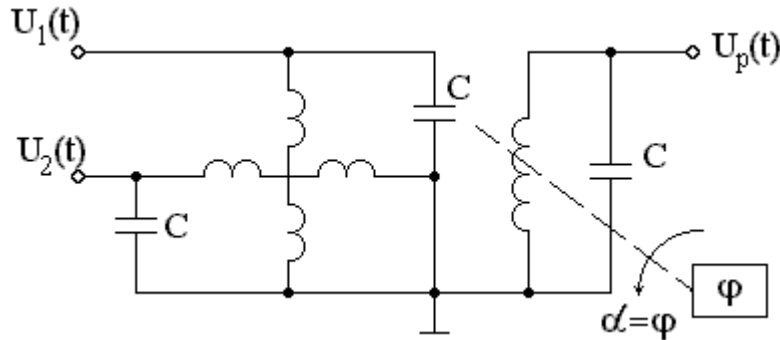


Рис.2.6. Электрическая схема ВТ при работе в индикаторном режиме на переменном токе (статическое МВП)

на его статорные обмотки подаются два видеоимпульсных сигнала:

$$U_1(t) = U_{m1} \cos \varphi \cdot \{1(t) - 1(t - \tau)\}; \quad (2.6)$$

$$U_2(t) = U_{m2} \sin \varphi \cdot \{1(t) - 1(t - \tau)\}, \quad (2.7)$$

где φ - сдвиг фазы между видеоимпульсами; $1(t)$ - функция включения; $1(t - \tau)$ - функция включения, сдвинутая на длительность импульса τ ;

Ω - резонансная частота параллельных контуров, образованных конденсаторами C и индуктивностями статорных и роторной обмоток ВТ.

Коэффициент передачи параллельного резонансного контура в операторной форме равен:

$$Z(p) = \frac{p}{C(p^2 + 2\gamma p + \Omega^2)}, \quad (2.8)$$

где $\gamma - \Omega/2Q$ коэффициент затухания контура; Q - добротность контура.

Для нахождения стационарных откликов параллельных резонансных контуров на видеоимпульс воспользуемся операционным исчислением (преобразованием Лапласа). Изображения по Лапласу напряжений (2.6) и (2.7) будут иметь вид:

$$U_1(p) = U_{m1} \cos \varphi \cdot [1 - \exp(-p\tau)]p^{-1}; \quad (2.9)$$

$$U_2(p) = U_{m2} \sin \varphi \cdot [1 - \exp(-p\tau)]p^{-1}. \quad (2.10)$$

Применяя обратное преобразование Лапласа к стационарному режиму, с учётом уравнений (2.8)-(2.10) из выражения

$$U(t) = (2\pi j)^{-1} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} I(p)Z(p)e^{pt} dp \quad (2.11)$$

получаем напряжения на параллельных резонансных контурах:

$$U_1(t) = KU_{m1} \cos \varphi \cdot (2\pi j)^{-1} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} \frac{\exp(pt) - \exp[p(t-\tau)]}{C(p^2 + 2\gamma p + \Omega^2)} dp; \quad (2.12)$$

$$U_2(t) = KU_{m2} \sin \varphi \cdot (2\pi j)^{-1} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} \frac{\exp(pt) - \exp[p(t-\tau)]}{C(p^2 + 2\gamma p + \Omega^2)} dp, \quad (2.13)$$

где K - коэффициент пропорциональности.

Используя теорему о вычетах, после вычисления интегралов в (2.12) и (2.13) получаем:

$$U_1(t) = \left(\frac{KU_{m1}}{\Omega C} \right) \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \cos \varphi \cdot [\sin \Omega t - \exp(\gamma \tau) \cdot \sin(\Omega t - \Omega \tau)]; \quad (2.14)$$

$$U_2(t) = \left(\frac{KU_{m2}}{\Omega C} \right) \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \sin \varphi \cdot [\sin \Omega t - \exp(\gamma \tau) \cdot \sin(\Omega t - \Omega \tau)]. \quad (2.15)$$

Выражения (2.14) и (2.15) можно переписать следующим образом:

$$U_1(t) = \left(\frac{KU_{m1}}{\Omega C} \right) \sqrt{1 + \exp(2\gamma \tau) - 2 \exp(\gamma \tau) \cos \Omega \tau} \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \cos \varphi \cdot \sin(\Omega t + \Delta \varphi_\tau); \quad (2.16)$$

$$U_2(t) = \left(\frac{KU_{m2}}{\Omega C} \right) \sqrt{1 + \exp(2\gamma \tau) - 2 \exp(\gamma \tau) \cos \Omega \tau} \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \sin \varphi \cdot \sin(\Omega t + \Delta \varphi_\tau), \quad (2.17)$$

где $\Delta \varphi_\tau = \arctg - (\exp(\gamma \tau) \sin \Omega \tau / 1 - \exp(\gamma \tau) \cos \Omega \tau)$ - погрешность, возникающая

за счёт конечной длительности видеоимпульсов; т.е. напряжения на контурах представляют собой слабозатухающие по амплитуде гармонические процессы, амплитуды которых пропорциональны $\sin \varphi$ и $\cos \varphi$.

Напряжения, определяемые выражениями (2.16) и (2.17), вызывают в статорных обмотках ВТ токи

$$I_1(t) = KU_{m1} \sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau} \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \cos\varphi \cdot \sin(\Omega t + \Delta\varphi_\tau); \quad (2.18)$$

$$I_2(t) = KU_{m2} \sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau} \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \sin\varphi \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau), \quad (2.19)$$

В воздушном зазоре ВТ возникают пульсирующие магнитные потоки $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$, пропорциональные токам, определяемым по формулам (2.18) и (2.19), которые с учётом пространственного расположения статорных обмоток имеют вид:

$$\dot{\Phi}_1(t) = I_1(t)M \exp(j0) = -\Phi_{m1} \exp(-\gamma t) \cdot \exp(j0) \cdot \cos\varphi \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau);$$

$$\dot{\Phi}_2(t) = I_2(t)M \exp\left(\frac{j\pi}{2}\right) = -\Phi_{m2} \exp(-\gamma t) \cdot \exp\left(\frac{j\pi}{2}\right) \cdot \sin\varphi \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau),$$

где $\Phi_{m1(2)} = KM U_{m1(2)} \sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau}$ - амплитудные значения магнитных потоков в воздушном зазоре ВТ; M - амплитудное значение взаимной индуктивности между статорными и роторной обмотками.

Если выполняется условие $\Phi_{m1} = \Phi_{m2}$, то СМП статора принимает вид:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_\Sigma(t) &= \dot{\Phi}_1(t) + \dot{\Phi}_2(t) = -\Phi_m \exp(-\gamma t) \{ \cos\varphi + j \sin\varphi \} \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau) = \\ &= -\Phi_m \exp(-\gamma t) \cdot \exp(j\varphi) \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau). \end{aligned} \quad (2.20)$$

При подаче на роторную обмотку ВТ, которая зашунтирована ёмкостью C , напряжения $U_p(t) = U_{mp} \{1(t) - 1(t - \tau)\}$ в ней потечёт ток

$$I_p(t) = -KU_{mp} \sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau} \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau). \quad (2.21)$$

Магнитный поток, создаваемый роторной обмоткой ВТ, равен

$$\dot{\Phi}_p(t) = -KM U_{mp} \sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau} \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau). \quad (2.22)$$

Переменное магнитное поле ротора взаимодействует с переменным магнитным полем статора. В результате этого взаимодействия ротор занимает в пространстве положение, определяемое фазой СМП статора:

$$\Phi_\Sigma = \arg\{\dot{\Phi}_\Sigma(t)\} = -\arctg \frac{\Phi_m \exp(-\gamma t) \cdot \sin\varphi \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau)}{\Phi_m \exp(-\gamma t) \cdot \cos\varphi \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau)} = -\varphi. \quad (2.23)$$

Так как СМП статора поворачивается в пространстве на угол, пропорциональный измеряемому УФС φ , его можно определить по показаниям отчетного устройства, механически связанного с ротором ВТ.

Благодаря тому, что осуществляется перенос измеряемого УФС на изменения амплитуд низкочастотных откликов параллельных резонансных контуров, существующих во времени гораздо дольше, чем длительность импульсов, такой режим может быть использован для измерения УФС между несущи-

ми колебаниями коротких радиоимпульсов. Преобразованию подвергается как огибающее, так и несущее колебание, т.е. имеет место комбинированное МВП.

Таким образом, в индикаторном режиме работы ИПЦ осуществляется преобразование информации об УФС, заложенном в амплитуды постоянных, переменных или импульсных напряжений, в угол поворота ротора, механически связанного с отчетным устройством.

2.1.4. Анализ режима преобразования спектра радиосигналов с помощью индуктивных параметрических цепей

Режим преобразования спектра радиосигналов можно подразделить на три режима: смещения частоты, линейного балансного амплитудного модулятора и считывания информации при МВП (рис. 1.1).

При работе ВТ в режиме смещения частоты статорные обмотки запитываются двумя напряжениями $U_1(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi)$ и $U_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$ (рис.2.7).

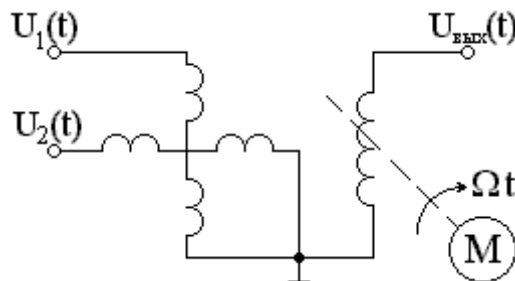


Рис. 2.7. Электрическая схема ВТ при работе в режиме смещения частоты с двухфазным питанием

При вращении роторной обмотки ЭД-ем с УСВ Ω в воздушном зазоре ВТ возникает СМП, который определяется выражением:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = I_1(t) \dot{M}_1(t) + I_2(t) \dot{M}_2(t) = & \left(\frac{U_{m1}}{\Omega L_1} \right) \sin(\omega t + \varphi) \cdot M \exp \left[j \left(\frac{\Omega t + \pi}{2} \right) \right] - \\ & - \left(\frac{U_{m2}}{\Omega L_2} \right) \cos(\omega t + \varphi) \cdot M \exp[j\Omega t], \end{aligned}$$

где L_1 и L_2 - индуктивности статорных обмоток.

Если выполняется условие $U_{m1} L_2 = U_{m2} L_1 = U_m L$, последнее выражение можно переписать следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = \left(\frac{U_m M}{\omega L} \right) \{ -\cos[(\omega - \Omega)t + \varphi] + j \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] \} = \\ = - \left(\frac{U_m M}{\omega L} \right) \exp\{-j[(\omega - \Omega)t + \varphi]\}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Суммарная ЭДС, наведенная СМП в роторной обмотке, равна:

$$\dot{U}_{ВЫХ}(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)\}}{dt} = jk_{TP} U_m \left(\frac{1 - \Omega}{\omega} \right) \cdot \exp\{-j[(\omega - \Omega)t + \varphi]\}, \quad (2.25)$$

а мгновенное значение выходного напряжения из (2.25) будет иметь вид:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{\text{еВЛХ}}(t)\} = k_{\text{ТР}} U_m \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \cdot \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi]. \quad (2.26)$$

Аналогично смещение частоты можно осуществить на сельсине, если вращать роторную обмотку с УСВ Ω , а на статорные обмотки подать напряжения $U_1(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi)$, $U_2(t) = U_{m2} \cos(\omega t + \varphi + 120^\circ)$ и $U_3(t) = U_{m3} \cos(\omega t + \varphi + 240^\circ)$. В этом случае выражения для пульсирующего СМП, суммарной э.д.с. и мгновенного значения выходного напряжения имеют вид:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_\Sigma(t) &= -0,5 \sum_{k=1}^3 \left(\frac{U_{mk} M}{\omega L_k} \right) \cdot \exp\{-j[(\omega - \Omega)t + \varphi]\}; \\ \dot{U}_{\text{еВЛХ}}(t) &= j0,5M \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \sum_{k=1}^3 \left(\frac{U_{mk}}{L_k} \right) \cdot \exp\{-j[(\omega - \Omega)t + \varphi]\}; \\ U_{\text{еВЛХ}}(t) &= 0,5M \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \sum_{k=1}^3 \left(\frac{U_{mk}}{L_k} \right) \cdot \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi]. \end{aligned}$$

Рассмотрим возможность питания ВТ в режиме смещения частоты одним возбуждающим напряжением $U_p(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, которое подаётся на роторную обмотку. В этом случае ЭДС самоиндукции в статорных обмотках согласно [табл.2.1, п.п. 3, 4] будут равны:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= 0,5k_{\text{ТР}} U_m \left\{ \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \left(\frac{1+\Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi] \right\}; \\ U_2(t) &= -0,5k_{\text{ТР}} U_m \left\{ \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi] - \left(\frac{1+\Omega}{\omega} \right) \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi] \right\}, \end{aligned}$$

где L_p - индуктивность роторной обмотки ВТ.

Из двух последних выражений видно, что для компенсации одной из боковых спектральных составляющих в статорных обмотках необходимо включить 90° -сную фазосдвигающую цепь (рис. 2.8).

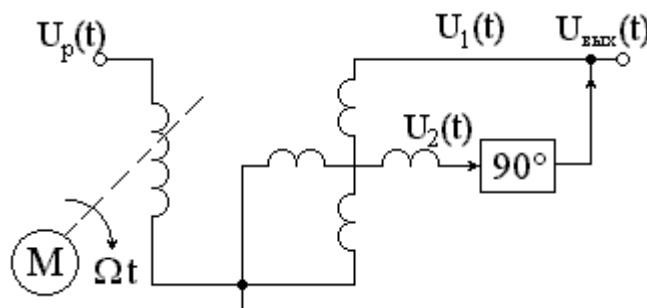


Рис.2.8. Электрическая схема ВТ при работе в режиме смещения частоты с однофазным питанием

В качестве фазовращателя можно использовать RC-цепь. Выходное напряжение ВТ с учётом 90° -ного фазового сдвига на частоте $(\omega + \Omega)$ и $(90^\circ - \Delta)$ на

частоте $(\omega - \Omega)$, можно найти из выражения:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ВЫХ}}(t) &= 0,5k_{TP}U_m \left\{ \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \left(\frac{1+\Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi] - \right. \\
 &\quad \left. - \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \cos[(\omega - \Omega)t + 90^\circ - \Delta + \varphi] + \left(\frac{1+\Omega}{\omega} \right) \cos[(\omega + \Omega)t + 90^\circ + \varphi] \right\} = \\
 &= 0,5k_{TP}U_m \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \{ \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \sin[(\omega - \Omega)t - \Delta + \varphi] \} = \\
 &= k_{TP}U_m \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \cdot \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \sin\left[(\omega - \Omega)t + \varphi - \frac{\Delta}{2}\right]. \quad (2.27)
 \end{aligned}$$

Учитывая малое значение Δ , приближённо из (2.27) получим:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) \approx k_{TP}U_m \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] = 2A_1 \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi]. \quad (2.28)$$

Из анализа следует, что однофазное питание приводит к появлению систематической погрешности в воспроизведении УФС напряжения возбуждения из-за фазовой асимметрии напряжений в статорных обмотках ВТ.

Из уравнений (2.26) и (2.28) следует, что выходное напряжение ВТ имеет частоту, отличную от частоты входного сигнала на величину, равную УСВ ротора Ω . Если частота питающего напряжения ω лежит в диапазоне 1...100 кГц, то осуществить смещение частоты на несколько единиц или десятков Гц без применения ИПЦ весьма проблематично.

Если аналогичное смещение частоты осуществить в опорном канале двухканального устройства, то начальную фазу между выходными напряжениями можно изменять путём поворота статора одной из ИПЦ относительно неподвижного статора другой.

При работе ВТ в режиме линейного балансного амплитудного модулятора (рис.2.1) на статорную обмотку подается напряжение возбуждения $U_B(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, а роторная обмотка приводится во вращение электродвигателем с УСВ Ω . В этом случае в воздушном зазоре ВТ возникает пульсирующий магнитный поток, определяемый из следующего соотношения:

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi}(t) &= I_B(t) \dot{M}(t) = - \left(\frac{U_m}{\omega L_{CT}} \right) \cos(\omega t + \varphi) \cdot M \exp(j\Omega t) = \\
 &= - \left(\frac{U_m M}{2\omega L_{CT}} \right) \cdot [\exp\{j[(\omega + \Omega)t + \varphi]\} + \exp\{-j[(\omega - \Omega)t + \varphi]\}]. \quad (2.29)
 \end{aligned}$$

Суммарная ЭДС, наведенная магнитным полем в роторной обмотке:

$$\begin{aligned}
 \dot{U}(t) &= \frac{d\{\dot{\Phi}(t)\}}{dt} = j0,5k_{TP}U_m \left[\left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \cdot \exp\{-j[(\omega - \Omega)t + \varphi]\} - \right. \\
 &\quad \left. - \left(\frac{1+\Omega}{\omega} \right) \cdot \exp\{j[(\omega + \Omega)t + \varphi]\} \right]. \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

а мгновенное значение выходного напряжения из (2.30) будет иметь вид:

$$U_{ДЫЫЛ}(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{eЫЛX}(t)\} = 0,5k_{TP}U_m \left\{ \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \cdot \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \left(\frac{1+\Omega}{\omega} \right) \cdot \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi] \right\} = A_1 \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + A_2 \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi]. \quad (2.31)$$

В измерительной технике часто используются двухканальные ЭРИП, состоящие из информационного и опорного каналов, т.е. возникает необходимость в формировании двухканального двухчастотного испытательного сигнала. Такой сигнал можно сформировать в том случае, если на роторную обмотку ВТ, которая вращается ЭД-ем с УСВ Ω , подать напряжение возбуждения $U_B(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, а выходные напряжения снимать с неподвижной двухфазной статорной обмотки (рис. 2.9).

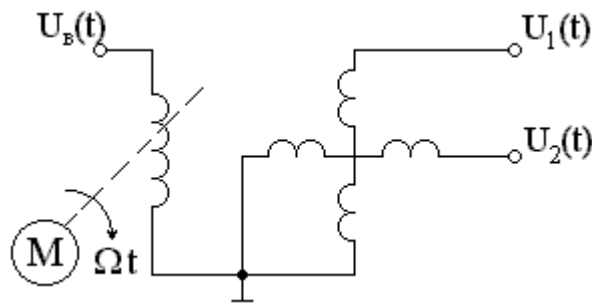


Рис. 2.9. Электрическая схема ВТ при работе в режиме двухканального линейного балансного амплитудного модулятора

В этом случае выходные двухчастотные напряжения $U_1(t)$ и $U_2(t)$, будут определяться из таблицы 2.1, п.п. 3, 4:

$$U_1(t) = A_1 \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + A_2 \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi]; \quad (2.32)$$

$$U_2(t) = -A_1 \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi] + A_2 \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi]. \quad (2.33)$$

Аналогично режим линейного балансного амплитудного модулятора можно реализовать на сельсине, если на роторную обмотку подать напряжение возбуждения $U_B(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, и вращать её электродвигателем с УСВ Ω . В этом случае мгновенные значения выходных двухчастотных напряжений в каждой из фаз статорной обмотки будут иметь вид:

$$U_1(t) = \text{Re} \left\{ \frac{d \left[- \left(\frac{U_m}{\omega L_p} \right) \cos(\omega t + \varphi) \cdot M \exp(j\Omega t) \right]}{dt} \right\} = 0,5k_{TP}U_m \left\{ \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \cdot \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \left(\frac{1+\Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi] \right\};$$

$$U_2(t) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{d \left[- \left(\frac{U_m}{\omega L_p} \right) \cos(\omega t + \varphi) \cdot M \exp(j\Omega t + 120^\circ) \right]}{dt} \right\} = 0,5k_{TP} U_m \left\{ \left(\frac{1 - \Omega}{\omega} \right) \cdot \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi - 120^\circ] + \left(\frac{1 + \Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi + 120^\circ] \right\};$$

$$U_3(t) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{d \left[- \left(\frac{U_m}{\omega L_p} \right) \cos(\omega t + \varphi) \cdot M \exp(j\Omega t + 240^\circ) \right]}{dt} \right\} = 0,5k_{TP} U_m \left\{ \left(\frac{1 - \Omega}{\omega} \right) \cdot \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi - 240^\circ] + \left(\frac{1 + \Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi + 240^\circ] \right\}.$$

Таким образом, из уравнений (2.31)÷(2.33) следует, что выходное напряжение ВТ представляет собой двухчастотное напряжение, аналогичное АМС с подавленной несущей, т.е. такую электрическую цепь (рис. 2.1, 2.9) можно считать линейным балансным амплитудным модулятором.

ИПЦ, работающие в режиме линейного балансного амплитудного модулятора, целесообразно применять в диапазоне инфранизких и низких частот, где формирование двухчастотных испытательных сигналов с помощью нелинейных преобразований в балансных модуляторах весьма сложно и не обеспечивает необходимой точности преобразования [76].

При работе ВТ в режиме считывания информации при МВП (рис.2.10) на статорные обмотки подаются постоянные напряжения $U_1 = U_{m1} \cos \varphi$ и $U_2 = -U_{m2} \sin \varphi$, а роторная обмотка приводится во вращение электродвигателем с УСВ Ω .

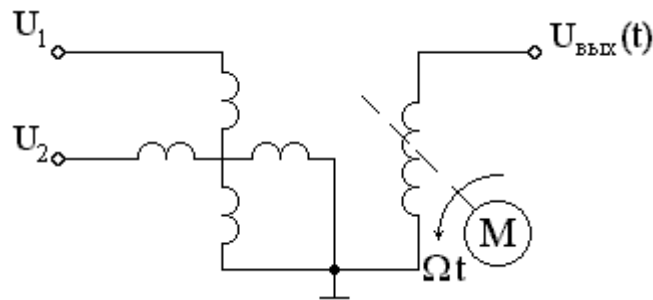


Рис. 2.10. Электрическая схема ВТ при работе в режиме считывания информации при МВП

В этом случае в воздушном зазоре ВТ возникает пульсирующий магнитный поток, определяемый следующим выражением:

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = \left(\frac{U_{m1}}{r_r} \right) \cos \varphi \cdot M \exp(j\Omega t) - \left(\frac{U_{m2}}{r_2} \right) \sin \varphi \cdot M \exp \left[j \left(\Omega t + \frac{\pi}{2} \right) \right],$$

где r_1 и r_2 - активные сопротивления статорных обмоток.

Если выполняется условие $U_{m1}r_1 = U_{m2}r_2 = U_m r$, последнее выражение можно переписать следующим образом:

$$\dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = \left(\frac{U_m M}{r} \right) \{ \cos(\Omega t - \varphi) + j \sin(\Omega t - \varphi) \} = \left(\frac{U_m M}{r} \right) \cdot \exp[j(\Omega t - \varphi)], \quad (2.34)$$

Суммарная ЭДС, наведенная СМП (2.34), равна:

$$\dot{U}_{ВЫХ}(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)\}}{dt} = j \left(\frac{U_m \Omega M}{r} \right) \cdot \exp[j(\Omega t - \varphi)], \quad (2.35)$$

а мгновенное значение выходного напряжения из (2.35) имеет вид:

$$U_{ВЫХ}(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{ВЫХ}(t)\} = - \left(\frac{U_m \Omega M}{r} \right) \cdot \sin[j(\Omega t - \varphi)], \quad (2.36)$$

т.е. информация об УФС, заложенная в постоянных напряжениях, которые подаются на статорные обмотки ВТ, преобразуется в аргумент низкочастотного гармонического колебания, частота которого равна УСВ ротора.

Аналогично ИПЦ можно использовать и для считывания информации, ограниченной во времени интервалом τ : $\Pi(t) = 1(t) - 1(t - \tau)$, т.е. в случае прерывистого постоянного напряжения. Такое преобразование можно использовать для оценки фазы несущего колебания сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией [11, 95]. Если в этом случае на статорные обмотки сельсина подать систему постоянных напряжений

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U_{m1} \cos \varphi \cdot \{1(t) - 1(t - \tau)\}; \\ U_2(t) &= U_{m2} \cos \left(\varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \{1(t) - 1(t - \tau)\}; \\ U_3(t) &= U_{m3} \cos \left(\varphi + \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \{1(t) - 1(t - \tau)\}, \end{aligned} \quad (2.37)$$

а ротор привести во вращение электродвигателем с УСВ Ω , то в воздушном зазоре сельсина возникает пульсирующий магнитный поток, определяемый из следующего соотношения:

$$\Phi_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^{N=3} \left(\frac{U_{mk}}{r_k} \right) \cdot \cos \left[\frac{\varphi + 2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot \exp \left\{ j \left[\frac{\Omega t + 2\pi(k-1)}{N} \right] \right\} \cdot \{1(t) - 1(t - \tau)\}. \quad (2.38)$$

При выполнении условий $U_{m1}r_2 = U_{m2}r_3 = U_{m3}r_1 = U_m r$ и $\tau \geq T - 2\pi/\Omega$ из (2.38) мгновенное значение напряжения в роторной обмотке сельсина:

$$U_{ВЫХ}(t) = -1,5 \left(\frac{U_m \Omega M}{r} \right) \cdot \sin(\Omega t - \varphi) \cdot \{1(t) - 1(t - \tau)\}. \quad (2.39)$$

Таким образом, информация об УФС, заложенная в амплитуды прерывистых постоянных напряжений, которые подаются на статорные обмотки сельсина, трансформируется в аргумент низкочастотного гармонического колебания, существующего на интервале $\Pi(t) = 1(t) - 1(t - \tau)$ при $\tau \geq T - 2\pi/\Omega$.

2.1.5. Анализ тахометрического режима работы индуктивных параметрических цепей

При работе ВТ в тахометрическом режиме (рис.2.11) на роторную обмотку подают постоянное напряжение и вращают её ЭД-ем с УСВ Ω .

В этом случае в воздушном зазоре ВТ возникают магнитные потоки, которые для каждой из статорных обмоток определяются соотношениями:

$$\begin{aligned}\dot{\Phi}_1(t) &= I_0 \dot{M}_1(t) = \left(\frac{U_0}{r_p} \right) \cdot M \exp[j(\Omega t + \alpha)]; \\ \dot{\Phi}_2(t) &= I_0 \dot{M}_2(t) = \left(\frac{U_0}{r_p} \right) \cdot M \exp\left[j\left(\Omega t + \alpha + \frac{\pi}{2} \right) \right] = j \dot{\Phi}_1(t).\end{aligned}\quad (2.40)$$

где r_p - активное сопротивление роторной обмотки.

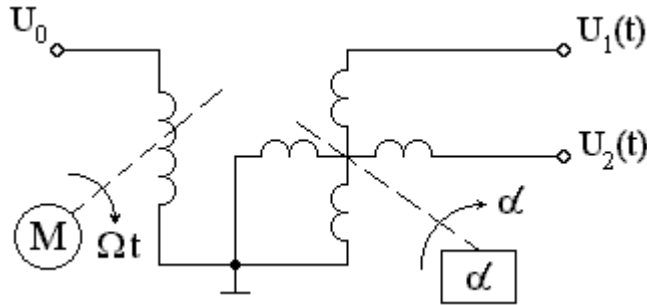


Рис. 2.11. Электрическая схема ВТ при работе в тахометрическом режиме ЭДС, наведенные этими магнитными потоками в статорных обмотках:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1(t) &= j \left(\frac{U_0 \Omega M}{r_p} \right) \cdot \exp[j(\Omega t + \alpha)]; \\ \dot{U}_2(t) &= j \left(\frac{U_0 \Omega M}{r_p} \right) \cdot \exp[j(\Omega t + \alpha)] = \dot{U}_1(t) \cdot \exp\left(\frac{j\pi}{2} \right) = j \dot{U}_1(t),\end{aligned}\quad (2.41)$$

а мгновенные значения выходных напряжений из (2.41) будут иметь вид:

$$\begin{aligned}U_1(t) &= - \left(\frac{U_0 \Omega M}{r_p} \right) \cdot \sin(\Omega t + \alpha); \\ U_2(t) &= - \left(\frac{U_0 \Omega M}{r_p} \right) \cdot \cos(\Omega t + \alpha).\end{aligned}\quad (2.42)$$

Такой режим работы можно назвать квадратурным генераторным, так как частоты выходных напряжений совпадают с УСВ ротора, а их начальные фазы сдвинуты относительно друг друга на 90° за счёт пространственного расположения обмоток.

Аналогично тахометрический режим работы ИПЦ можно реализовать на сельсине, когда напряжения в статорных обмотках образуют систему напряжений, сдвинутых относительно друг друга на 120° :

$$\begin{aligned}
 U_1(t) &= -\left(\frac{U_0 \Omega M}{r_p}\right) \cdot \sin(\Omega t + \alpha); \\
 U_2(t) &= -\left(\frac{U_0 \Omega M}{r_p}\right) \cdot \sin(\Omega t + \alpha + 120^\circ); \\
 U_3(t) &= -\left(\frac{U_0 \Omega M}{r_p}\right) \cdot \sin(\Omega t + \alpha + 240^\circ),
 \end{aligned}
 \tag{2.43}$$

т.е. появляется возможность имитировать источник трёхфазного напряжения в широком диапазоне низких частот до 500...600 Гц.

Систему из двух ИПЦ, работающих в тахометрическом режиме, можно использовать как ИДГ инфранизких и низких частот, когда начальная фаза выходных напряжений одной ИПЦ изменяется относительно неизменной начальной фазы выходных напряжений другой ИПЦ поворотом статорных обмоток первой ИПЦ на угол α относительно неподвижных статорных обмоток второй.

2.1.6. Анализ режима фазовой автоподстройки частоты вращающегося синхронного электродвигателя

В электрорадиоизмерительной технике, радиотехнических системах и системах автоматики возникает необходимость в синфазности вращения валов двух или более синхронных ЭД. Такие задачи возникают в радиолокации [17, 50], в оптических следящих системах [19, 40, 61], в системах записи и воспроизведения звука и изображения [69] и в других практически важных случаях.

В этих случаях может быть использован режим ФАПЧ вращения синхронных ЭД (рис. 2.12).

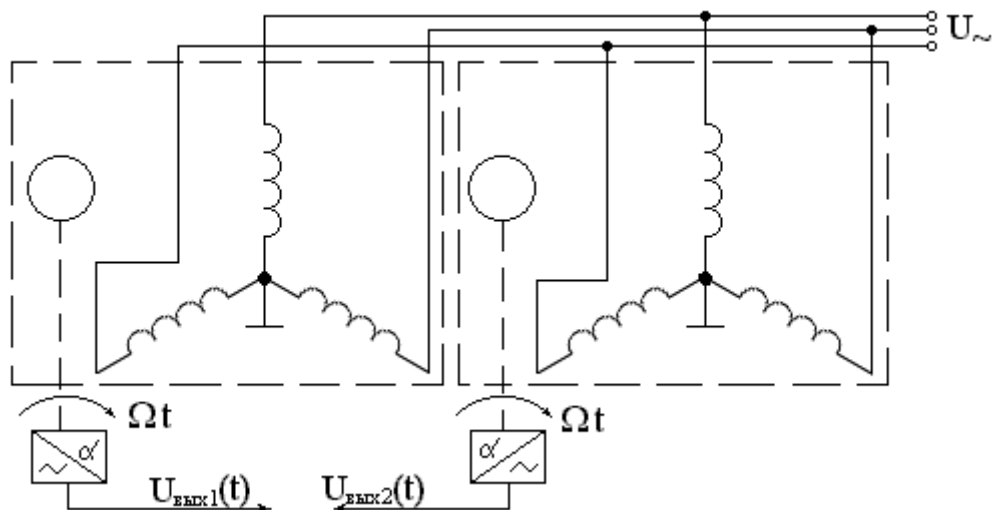


Рис. 2.12. Электрическая схема работы синхронных электродвигателей в режиме ФАПЧ вращения

ИПЦ в данном случае является синхронный ЭД.

Обмотки возбуждения синхронных ЭД подключены к источнику трёхфаз-

ного переменного напряжения, а роторы механически соединены с тахогенераторами. При включении обмоток возбуждения синхронных ЭД в сеть трёхфазного переменного напряжения УСВ роторов одинакова и равна угловой частоте сети Ω , при этом на выходе тахогенераторов вырабатываются напряжения $U_{ВЫХ1}(t) = U_{m1} \sin(\Omega t + \alpha_1)$ и $U_{ВЫХ2}(t) = U_{m2} \sin(\Omega t + \alpha_2)$. Далее информация о фазовом рассогласовании вращения валов синхронных ЭД в виде напряжения постоянного тока, величина которого пропорциональна разности начальных фаз напряжений $U_{ВЫХ1}(t)$ и $U_{ВЫХ2}(t)$ $\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$, преобразуется в механическое воздействие, изменяющее пространственное угловое положение обмоток возбуждения одного из синхронных ЭД на угол фазового рассогласования $\Delta\alpha$, при этом выходные напряжения тахогенераторов имеют одинаковые полные фазы.

Таким образом, в данной системе обеспечивается синфазность вращения валов двух синхронных ЭД. Предложенный в [59] путь решения подобной задачи реализуется более сложным устройством.

Основываясь на результатах анализа режимов работы ВТ и сельсинов, можно сделать вывод о целесообразности применения ИПЦ в электрорадиоизмерительной аппаратуре и системах автоматики (особенно эффективно их использование в диапазоне инфранизких и низких частот).

2.2. Нахождение аппроксимирующего алгоритма работы индуктивных параметрических цепей

Для дальнейшего рассмотрения принципа работы устройств на N-фазных ИПЦ в режимах, рассмотренных в параграфе 2.1, а также для анализа инструментальных погрешностей этих устройств электрорадиоизмерительной техники, целесообразно использовать обобщённую математическую модель N-фазной ИПЦ. В основу получения такой модели положим известное в электромеханике свойство "обратимости" индукционных микромашин [42].

Анализ использования ВТ и сельсинов в различных режимах работы, приведенный в параграфе 2.1, позволяет сделать вывод, что СМП, за счёт которого наводится ЭДС в выходной цепи (выходное напряжение), есть суперпозиция магнитных потоков, создаваемых каждой из обмоток возбуждения, под которыми будем понимать обмотки, на которые подаётся входное напряжение возбуждения. Нахождение подходящего аппроксимирующего выражения для СМП $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$ может быть осуществлено:

- при помощи линейной комбинации конечного числа функций (в частности, возможна аппроксимация одной подходящей функцией, например, функцией типа $f(t) = C \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \cos \beta t$;

- при помощи ряда некоторой определённой системы функций (в частности, возможна аппроксимация степенными рядами, ортогональными функциями, асимптотическими рядами и т.д.).

При этом формула аппроксимации СМП имеет вид

$$\dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N a_k \dot{f}_k(t), \quad (2.44)$$

где $\{\dot{f}_k(t)\}$ - выбранная система линейно независимых функций;

a_k - в общем случае некоторая временная функция, определяемая из того или иного критерия приближения.

Как известно [21], существуют следующие критерии приближения:

а) в случае интерполирования задаются условием, чтобы сумма в указанных точках принимала те же значения, что и данная функция $\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)$, т.е. разность

$$\sum_{k=1}^N a_k \dot{f}_k(t) - \dot{\Phi}_{\Sigma}(t)$$

в данных точках должна обращаться в нуль;

б) в случае степенного приближения задаются условием, чтобы на заданном интервале $[a; b]$ интеграл вида

$$\int_a^b \left[\dot{\Phi}_{\Sigma}(t) - \sum_{k=1}^N a_k \dot{f}_k(t) \right]^h dt, h > 0$$

принимал значение, мало отличающееся от нуля. В большинстве случаев используется так называемое среднеквадратическое приближение ($h = 2$);

в) в случае равномерного приближения исходят из условия

$$\left| \sum_{k=1}^N a_k \dot{f}_k(t) - \dot{\Phi}_{\Sigma}(t) \right| < \varepsilon,$$

где ε - некоторая сколь угодно малая положительная величина.

Прежде чем использовать тот или иной метод аппроксимации функции $\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)$ остановимся на требованиях, предъявляемым к аппроксимирующим функциям $\dot{f}_k(t)$ при аппаратной реализации устройств с использованием N-фазных ИПЦ.

1. СМП $\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)$ по возможности должен выражаться посредством таких функций $\dot{f}_k(t)$, операторные изображения которых являются дробно-рациональными функциями соответствующей переменной $p - j\omega$, т.е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}_k(t) e^{-pt} dt = \frac{M(p)}{N(p)}, \quad (2.45)$$

где $M(p)$ и $N(p)$ - полиномы степени шип соответственно, причём $m < n$. При этом соответствующее приближение определяется дробно-рациональным выражением $K_k(p)$, что позволяет решать вопросы, связанные с анализом и синтезом линейных измерительных каналов.

2. Аппроксимирующие функции по возможности должны представлять собой семейство ортогональных функций, отвечающих требованию полноты. Ортогональность функций обеспечивает контроль ошибки приближения в среднеквадратическом смысле. В других случаях ошибка аппроксимации трудно поддаётся теоретической оценке.

3. Вычисление коэффициентов разложения функции $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$ в соответствующий ряд должно быть по возможности простой операцией вычисления интеграла вида

$$a_k = \left\| \dot{f}_k \right\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\Phi}_\Sigma(t) \dot{f}_k^*(t) dt,$$

где $\left\| \dot{f}_k \right\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}_k(t) \dot{f}_k^*(t) dt$ - квадрат нормы функции $\dot{f}_k(t)$.

4. Аппроксимирующие функции $\dot{f}_k(t)$ должны отражать колебательный характер изменения СМП $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$ в воздушном зазоре ИПЦ. Для этого в качестве функции $\dot{f}_k(t)$ лучшей является тригонометрическая функция вида $f_k(t) = \cos \beta_k t$, а в общем случае – семейство аппроксимирующих функций $f_k(t) = \exp(-\gamma_k t) \cdot \cos \beta_k t$.

5. Аппроксимирующие функции должны удовлетворять предельному соотношению $t^{-1} \lim \dot{f}_k(t) = 0$ (требование устойчивости цепи).

6. Желательным требованием к аппроксимирующим функциям является существование для выбранного семейства функций $\{f_k(t)\}$ электрических ортогональных фильтров, под которыми понимают цепи, импульсные характеристики которых совпадают с данным семейством $\{f_k(t)\}$ [34].

Обобщая результаты анализа работы ВТ и сельсинов в различных режимах на N-фазные ИПЦ, можно получить аппроксимирующие выражения для СМП статора и ротора N-фазной ИПЦ. Подученные результаты сведём в таблицу 2.2.

Учитывая требования, предъявляемые к аппроксимирующим функциям $\dot{f}_k(t)$ и коэффициентам разложения ряда a_k , а также то, что СМП статора и ротора есть суперпозиции магнитных потоков, создаваемых каждой из обмоток возбуждения и синхронизации (система линейна), аппроксимируем функцию $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$ рядом вида:

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = \sum_{k=1}^N \Phi_{mk} \cos \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot \exp \left\{ j \left[\Omega t + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \right\}, \quad (2.46)$$

где Φ_{mk} - амплитуда k-той составляющей СМП;

ω и $\varphi + 2\pi(k-1)/N$ - частота и начальная фаза напряжений, подаваемых на обмотки возбуждения ИПЦ;

Режимы работы N-фазных индуктивных параметрических цепей

Таблица 2.2

N N/n	Режим работы ИПЦ	Входные сигналы N-фазной ИПЦ	Магнитные потоки N-фазной ИПЦ	Выходной сигнал N-фазной ИПЦ
1	Статический режим работы фазовращателя: $\omega \neq 0; \Omega = 0$	$U_{cmk}(t) = U_{m,cmk} \cdot$ $\cdot \sin \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1) \right]$ α	$\dot{\phi}_{\Sigma cm}(t) = - \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \cos[\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{N} \cdot$ $\cdot (k-1)] \cdot \exp \{ j[\alpha + \frac{2\pi}{N}(k-1)] \} \cong$ $\cong -0,5 \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \exp \{ -j(\omega t + \varphi - \alpha) \}$	$U_{ВВХ}(t) = 0,5\omega \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \cdot$ $\cdot \sin(\omega t + \varphi - \alpha) = 0,5 \sum_{k=1}^N U_{m,k} \cdot$ $\cdot \sin(\omega t + \varphi - \alpha)$
2	а) Индикаторный режим работы на постоянном токе: $\omega = 0; \Omega = 0$	$U_{cmk} = U_{m,cmk} \cdot$ $\cdot \cos[\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)]$ $U_p = U_0$	$\dot{\phi}_{\Sigma cm} = \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \cos[\varphi + \frac{2\pi}{N} \cdot$ $\cdot (k-1)] \cdot \exp[j \frac{2\pi}{N}(k-1)] \cong$ $\cong 0,5 \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \exp(-j\varphi)$ $\dot{\phi}_p = \dot{\phi}_{m0} \exp(j0)$	$\alpha = \varphi_{cm} - \varphi_p =$ $= -\arctg \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \sin \varphi}{\sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \cos \varphi}$
б) Индикаторный режим работы ИПЦ с фазным рогором на постоянном токе: $\omega = 0; \Omega = 0$		$U_{cmk} = U_{m,cmk} \cos[\varphi_1 + \frac{2\pi}{N}(k-1)]$ $U_{p,k} = U_{m,p,k} \cos[\varphi_2 + \frac{2\pi}{H}(k-1)]$	$\dot{\phi}_{\Sigma cm} = \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \cos[\varphi_1 + \frac{2\pi}{N} \cdot$ $\cdot (k-1)] \exp[j \frac{2\pi}{N}(k-1)] \cong$ $\cong 0,5 \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \exp(-j\varphi_1)$ $\dot{\phi}_{\Sigma cm} = \sum_{k=1}^H \dot{\phi}_{m,cmk} \cos[\varphi_2 + \frac{2\pi}{N} \cdot$ $\cdot (k-1)] \exp[j \frac{2\pi}{N}(k-1)] \cong$ $\cong 0,5 \sum_{k=1}^H \dot{\phi}_{m,cmk} \exp(-j\varphi_2)$	$\alpha = \varphi_{cm} - \varphi_p =$ $= -\arctg \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \sin \varphi_1}{\sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cmk} \cos \varphi_1} +$ $+ \arctg \frac{\sum_{k=1}^H \dot{\phi}_{m,cmk} \sin \varphi_2}{\sum_{k=1}^H \dot{\phi}_{m,cmk} \cos \varphi_2} =$ $= \varphi_2 - \varphi_1$

Продолжение таблицы 2.2

2	<p>в) Индикаторный режим работы на переменном токе при гармонических входных воздействиях: $\omega \neq 0; \Omega = 0$</p>	$U_{cm,k}(t) = U_{m,cm,k} \cdot \cos\left[\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)\right] \cos \omega t$ $U_p(t) = U_{m,p} \cos \omega t$	$\dot{\phi}_{\Sigma cm}(t) = \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cm,k} \cos\left[\varphi + \frac{2\pi}{N} \cdot (k-1)\right] \exp\left[j \frac{2\pi}{N}(k-1)\right] \sin \omega t \cong \cong 0,5 \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cm,k} \exp(-j\varphi_1) \sin \omega t$ $\dot{\phi}_p(t) = \dot{\phi}_{m,p} \exp(j0) \sin \omega t$	$\alpha = \varphi_{cm} - \varphi_p = -\arctg \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cm,k} \sin \varphi}{\sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cm,k} \cos \varphi} = -\varphi$
3	<p>а) Режим смещения частоты: $\omega \neq 0; \Omega \neq 0$</p>	$U_{cm,k}(t) = U_{m,cm,k} \cdot \cos\left[\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)\right] \cdot \{1(t) - 1(t-\tau)\}$ $U_p(t) = U_{m,p} \{1(t) - 1(t-\tau)\}$	$\dot{\phi}_{\Sigma cm}(t) = \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cm,k} \exp(-j\mathcal{M}) \cdot \cos\left[\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)\right] \exp\left[j \frac{2\pi}{N}(k-1)\right] \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau) \cong 0,5 \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cm,k} \cdot \exp(-j\mathcal{M}) \exp(-j\varphi) \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau)$ $\dot{\phi}_p(t) = \dot{\phi}_{m,p} \exp(-j\mathcal{M}) \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau)$	$\alpha = \varphi_{cm} - \varphi_p = -\varphi$
3	<p>а) Режим смещения частоты: $\omega \neq 0; \Omega \neq 0$</p>	$U_{cm,k}(t) = U_{m,cm,k} \cdot \cos[\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)]$	$\dot{\phi}_{\Sigma cm}(t) = -\sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cm,k} \cos[\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{N} \cdot (k-1)] \exp\left\{-j\left[(\omega - \Omega)t + \varphi\right]\right\} \cong -0,5 \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cm,k} \exp\left\{-j\left[(\omega - \Omega)t + \varphi\right]\right\}$	$U_{\%ohh}(t) = 0,5 \sum_{k=1}^N \dot{\phi}_{m,cm,k} \cdot (\omega - \Omega) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] = 0,5 \sum_{k=1}^N U_{m,k} \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi]$
	<p>б) Режим линейного балансного амплитудного модулятора: $\omega \neq 0; \Omega \neq 0$</p>	$U_p(t) = U_{\dot{\omega}}(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$	$\dot{\phi}_{cm,k}(t) = -\dot{\phi}_m \cos(\omega t + \varphi) \cdot \exp\left\{j\left[\Omega t + \frac{2\pi}{N}(k-1)\right]\right\} \cong -0,5 \dot{\phi}_m \cdot \{\exp\{-j[(\omega - \Omega)t + \varphi - \frac{2\pi}{N}(k-1)]\} + \exp\{j[(\omega + \Omega)t + \varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)]\}\}$	$U_{\%ohh}(t) = 0,5 \dot{\phi}_m (\omega - \Omega) \cdot \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi - \frac{2\pi}{N}(k-1) - 1] + 0,5 \dot{\phi}_m (\omega + \Omega) \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)]$

3	<p>в) Режим считывания информации при МВП гармонических сигналов: $\omega=0; \Omega \neq 0$</p>	$U_{cm,k} = U_{m,cm,k} \cos[\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)]$	$\dot{\phi}_{\Sigma cm}(t) = \sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k} \cos[\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)] \exp\{j[\Omega t + \frac{2\pi}{N}(k-1)]\} \cong \cong 0,5 \sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k} \exp\{j[\Omega t - \varphi]\}$	$U_{БВХ}(t) = -0,5 \sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k} \cdot \Omega \sin(\Omega t - \varphi) = -0,5 \sum_{k=1}^N U_{m,k} \sin(\Omega t - \varphi)$
4	<p>г) Режим считывания информации при МВП импульсных сигналов: $\omega=0; \Omega \neq 0$</p>	$U_{cm,k}(t) = U_{m,cm,k} \cos[\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)] * \{1(t) - 1(t-\tau)\}$	$\dot{\phi}_{\Sigma cm}(t) = \sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k} \cos[\varphi + \frac{2\pi}{N}(k-1)] \cdot \{1(t) - 1(t-\tau)\} \cong 0,5 \sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k} \cdot \exp\{j[\Omega t - \varphi]\} \{1(t) - 1(t-\tau)\}$	$U_{БВХ}(t) = -0,5 \sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k} \Omega \cdot \sin(\Omega t - \varphi) \{1(t) - 1(t-\tau)\} = -0,5 \sum_{k=1}^N U_{m,k} \sin(\Omega t - \varphi) \cdot \{1(t) - 1(t-\tau)\}$
4	<p>Тахометрический режим работы: $\omega=0; \Omega \neq 0$</p>	$U_p = U_B = U_0$ α	$\dot{\phi}_{\Sigma cm,k}(t) = \phi_m \exp\{j[\Omega t + \alpha + \frac{2\pi}{N}(k-1)]\}$	$U_{БВХ}(t) = -\Omega \phi_m \sin(\alpha + \Omega t + \frac{2\pi}{N}(k-1)) = -U_m \cdot \sin[\Omega t + \alpha + \frac{2\pi}{N}(k-1)]$
5	<p>Режим ФАПЧ вращения синхронного электродвигателя: $\omega=0; \Omega \neq 0$</p>	$U_{cm,k1}(t) = U_{m,cm,k1} \sin[\Omega t + \frac{2\pi}{N}(k-1)]$ $U_{cm,k2}(t) = U_{m,cm,k2} \sin[\Omega t + \frac{2\pi}{N}(k-1)]$	$\dot{\phi}_{\Sigma cm,1}(t) = -\sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k1} \cos[\Omega t + \frac{2\pi}{N}(k-1)] \exp\{j[\alpha_1 + \frac{2\pi}{N}(k-1)]\} \cong \cong -0,5 \sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k1} \exp\{-j(\Omega t - \alpha_1)\}$ $\dot{\phi}_{\Sigma cm,2}(t) = -\sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k2} \cos[\Omega t + \frac{2\pi}{N}(k-1)] \exp\{j[\alpha_2 + \frac{2\pi}{N}(k-1)]\} \cong \cong -0,5 \sum_{k=1}^N \phi_{m,cm,k2} \exp\{-j(\Omega t - \alpha_2)\}$	$\theta = \psi_{\Sigma cm,1}(t) - \psi_{\Sigma cm,2}(t) = \alpha_1 - \alpha_2 = const$

$\varphi + 2\pi(k-1)/N$ - угол поворота ротора ИПЦ с учётом пространственного положения обмоток возбуждения;

Ω - УСВ ротора или резонансная частота фильтров, образованных конденсаторами и обмотками возбуждения ИПЦ (режим статического МВП);

N – количество обмоток возбуждения ИПЦ.

В выражении (2.46) СМП $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$ по форме совпадает с комплексным значением ЭДС на выходе N -фазной ИПЦ, а коэффициенты разложения a_k ряда совпадают с токами, протекающими в обмотках возбуждения.

Определим, будут ли аппроксимирующие функции $\dot{f}_k(t) = \exp\{j[\Omega t + \alpha + 2\pi(k-1)/N]\}$ представлять собой семейство ортогональных функций. Для системы функций $\{\dot{f}_k(t)\}$, принимающих комплексные значения, свойство ортогональности на отрезке $[-(T/2); T/2]$ выражается в следующем [22]:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \dot{f}_k(t) \cdot \dot{f}_m(t) dt = \begin{cases} 0, & k \neq m; \\ \|\dot{f}_k\|^2, & k = m, \end{cases} \quad (2.47)$$

где $(T - 2\pi)/\omega$ – период пульсирующего магнитного потока в воздушном зазоре N -фазной ИПЦ.

Подставив выражения для $\dot{f}_k(t)$ и $\dot{f}_m^*(t)$ в (2.47), получим:

$$\begin{aligned} & \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \exp\left\{j\left[\Omega t + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\} \cdot \exp\left\{-j\left[\Omega t + \alpha + \frac{2\pi(m-1)}{N}\right]\right\} dt - \\ & - \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \exp\left[\frac{j2\pi(k-m)}{N}\right] dt = T \cdot \exp\left[\frac{j2\pi(k-m)}{N}\right]. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Таким образом, условие ортогональности для выбранной системы аппроксимирующих функций будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \frac{2\pi(k-m)}{N} &= \frac{\pi}{2} + \pi n, \text{ при } N \geq 3; \\ \frac{(k-m)\pi}{N} &= \frac{\pi}{2} + \pi n, \text{ при } N = 2, \text{ где } n = 0, 1, 2, 3, \dots \end{aligned}$$

Последние выражения можно переписать следующим образом:

$$\begin{aligned} k - m &= 0,25N(2n + 1), \text{ при } N \geq 3; \\ k - m &= 2n + 1, \text{ при } N = 2. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Анализ выражения (2.49) показывает, что условие ортогональности вы-

полняется для двухобмоточной ИПЦ (ВТ) и для обмоток, пространственный угол между которыми составляет $0,5\pi(1+2n)$ при $N=4p$, $p=1,2,\dots$

Коэффициенты ряда a_k находятся из следующего соотношения:

$$a_k = \left\| \dot{f}_k \right\|^{-2} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \dot{\Phi}_\Sigma(t) \dot{f}_k^*(t) dt. \quad (2.50)$$

Совокупность коэффициентов a_k называется спектром СМП $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$ в выбранной системе аппроксимирующих функций $\{\dot{f}_k(t)\}$ и полностью определяет этот магнитный поток.

В дальнейшем будем считать наиболее целесообразным использование ИПЦ с $N=2$, так как в этом случае обеспечивается наилучшая аппроксимация данной функции $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$, т.е. среднеквадратическая ошибка $\Delta\varepsilon$

$$\Delta\varepsilon = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \dot{\Phi}_\Sigma^2(t) dt - \sum_{k=1}^{N=2} a_k \left\| \dot{f}_k \right\|^2. \quad (2.51)$$

Из выражения (2.51) следует, что среднеквадратическая ошибка достигает минимума при следующем условии:

$$\Delta\varepsilon = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \dot{\Phi}_\Sigma^2(t) dt - \sum_{k=1}^{N=2} a_k \left\| \dot{f}_k \right\|^2. \quad (2.52)$$

Так как величина $\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \dot{\Phi}_\Sigma^2(t) dt = \left\| \dot{\Phi}_\Sigma \right\|^2$ является квадратом нормы функции

$\dot{\Phi}_\Sigma(t)$, а величина $\Delta\varepsilon_{\min} \geq 0$, то на основании (2.52) можно написать следующее неравенство, которое называется неравенством Бесселя и справедливо для любой ортогональной системы:

$$\sum_{k=1}^{N=2} a_k \left\| \dot{f}_k \right\|^2 \leq \left\| \dot{\Phi}_\Sigma \right\|^2. \quad (2.53)$$

В других случаях ($N \geq 3$) ошибка аппроксимации трудно поддается теоретической оценке.

Таким образом, предлагается СМП $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$ аппроксимировать рядом, определяемым по формуле (2.46), семейство функций которого $\{\dot{f}_k(t)\}$ ортогонально только при $N=2$, а при $N \geq 3$ условие ортогональности выполняется лишь при $N=4p$ для некоторых пар обмоток. Спектр СМП $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$ (совокупность ко-

эффицентов a_k) можно определить из выражения (2.50) в оговоренных выше случаях. Методику определения коэффициентов a_k в остальных случаях рассмотрим в следующих параграфах.

Для разработки обобщённой математической модели N-фазных ИПЦ можно воспользоваться рядом (2.46), аппроксимирующим СМП $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$. Однако обобщить все режимы работы N-фазных ИПЦ достаточно сложно, поэтому целесообразно сначала разработать частные математические модели по режимам работы.

2.3. Исследование и разработка обобщенной статической математической модели N-фазных индуктивных параметрических цепей

Для разработки обобщённой статической математической модели N-фазных ИПЦ рассмотрим выражения для СМП $\dot{\Phi}_\Sigma(t)$ N-фазной ИПЦ в различных статических режимах работы и на основании этого подучим частные статические математические модели.

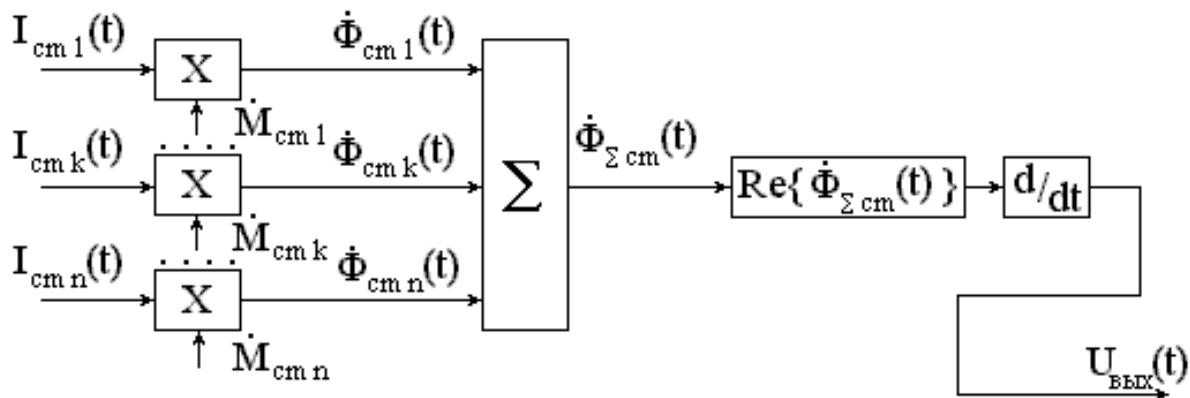


Рис. 2.13. Математическая модель N-фазной ИПЦ при работе в статическом режиме фазовращателя

При работе N-фазной ИПЦ в статическом режиме фазовращателя СМП статора и выходное напряжение фазовращателя определяется из таблицы 2.2, п.1. При выполнении условия выходное напряжение фазовращателя запишется следующим образом:

$$U_{BYLX} = 0,5NU_{m.BYLX} \sin(\omega t + \varphi - \alpha). \quad (2.54)$$

Входные напряжения, подаваемые на статорные обмотки, можно определить из выражения:

$$U_{CT.k}(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_{CT.k}(t) f_k\}}{dt} = \frac{d\left\{-\Phi_{m.CT.k} \cos\left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot \exp\left\{j\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\} \cdot \exp\left\{-j\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\}\right\}}{dt} =$$

$$= \omega \Phi_{m.CT.k} \sin \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] = U_{m.CT.k} \sin \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right]. \quad (2.55)$$

На основании выражения (2.54) и данных таблицы 2.2, п.1 отроим математическую модель N-фазной ИПЦ при работе в статическом режиме фазовращателя, которая изображена на рис.2.13.

При работе N-фазной ИПЦ в индикаторном режиме на постоянном токе магнитные потоки статора и ротора, а также выходной сигнал ИПЦ, будут определяться в соответствии с данными таблицы 2.2, п.2, а. Угол поворота ротора в этом случае определяется как разность фаз СМП статора и ротора:

$$\alpha = \varphi_{cm} - \varphi_p = \varphi_{cm} = -\varphi. \quad (2.56)$$

Входные напряжения, подаваемые на статорные обмотки, определяются из соотношения:

$$\begin{aligned} U_{CT.k} &= K \dot{\Phi}_{CT.k} f_k^* = K \dot{\Phi}_{m.CT.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot \exp \left[\frac{j2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot \exp \left[-\frac{j2\pi(k-1)}{N} \right] = \\ &= K \dot{\Phi}_{m.CT.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] = U_{m.CT.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right], \end{aligned} \quad (2.57)$$

где K – коэффициент пропорциональности;

а роторная обмотка запитывается от источника постоянного тока U_0 .

На основании выражения (2.56) и данных таблицы 2.2, п.2, а строим математическую модель N-фазной ИПЦ при работе в индикаторном режиме на постоянном токе, которая изображена на рис. 2.14.

При работе N-фазной ИПЦ с фазным ротором в индикаторном режиме на постоянном токе СМП статора и ротора будут определяться в соответствии с данными таблицы 2.2, п.2,6. Фазы СМП статора и ротора будут соответственно равны:

$$\varphi_{CT} = \arctg \frac{-\sum_{k=1}^N \Phi_{m.CT.k} \cos \left[\varphi_1 + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot \sin \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} \right]}{\sum_{k=1}^N \Phi_{m.CT.k} \cos \left[\varphi_1 + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} \right]} = -\varphi_1; \quad (2.58)$$

$$\varphi_p = \arctg \frac{-\sum_{k=1}^H \Phi_{m.p.k} \cos \left[\varphi_2 + \frac{2\pi(k-1)}{H} \right] \cdot \sin \left[\frac{2\pi(k-1)}{H} \right]}{\sum_{k=1}^H \Phi_{m.p.k} \cos \left[\varphi_2 + \frac{2\pi(k-1)}{H} \right] \cdot \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{H} \right]} = -\varphi_2, \quad (2.59)$$

где H – количество фазных обмоток ротора.

Угол поворота ротора в этом случае определяется из соотношения:

$$\alpha = \varphi_{CT} - \varphi_p = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (2.60)$$

Входные напряжения, подаваемые на статорные и роторные обмотки, соответственно равны:

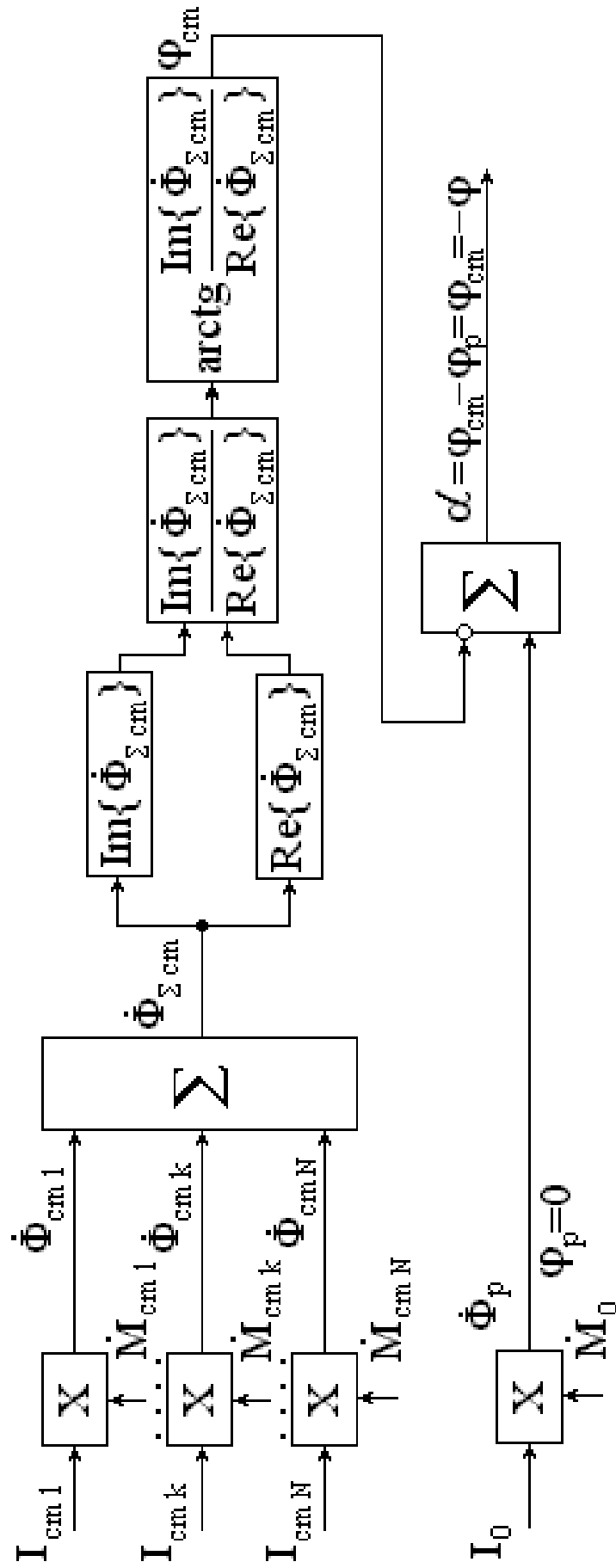


Рис. 2.14. Математическая модель N-фазной ИПЦ при работе в индикаторном режиме на постоянном токе

$$\begin{aligned}
U_{CT.k} &= k_1 \dot{\Phi}_{CT.k} f_{CT.k}^* = k_1 \Phi_{m.CT.k} \cos \left[\varphi_1 + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] = \\
&= U_{m.CT.k} \cos \left[\varphi_1 + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right]; \quad (2.61)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
U_{p.k} &= k_2 \dot{\Phi}_{p.k} f_{p.k}^* = k_2 \Phi_{m.p.k} \cos \left[\varphi_2 + \frac{2\pi(k-1)}{H} \right] = \\
&= U_{m.p.k} \cos \left[\varphi_2 + \frac{2\pi(k-1)}{H} \right]; \quad (2.62)
\end{aligned}$$

На основании выражений (2.58)÷(2.60) и данных таблицы 2.2, п.2, а строим математическую модель N-фазной ИПЦ с фазным ротором при работе в индикаторном режиме на постоянном токе, приведенную на рис. 2.15.

При работе N-фазной ИПЦ в индикаторном режиме на переменном токе при гармонических входных воздействиях магнитные потоки статора и ротора, а также выходной сигнал ИПЦ, будут определяться в соответствии с данными таблицы 2.2, п.2, в, а выходной сигнал ИПЦ определяется соотношением (2.56). Входные напряжения, подаваемые на статорные и роторную обмотки, определяются из следующих соотношений:

$$\begin{aligned}
U_{CT.k} &= \frac{d\{\dot{\Phi}_{CT.k}(t) f_k^*\}}{dt} = \frac{d\left\{ \Phi_{m.CT.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \sin \omega t \right\}}{dt} = \\
&= \omega \Phi_{m.CT.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cos \omega t = U_{m.CT.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cos \omega t; \quad (2.63)
\end{aligned}$$

$$U_p(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_p(t) f_0^*\}}{dt} = \frac{d\left\{ \Phi_{m.p} \sin \omega t \right\}}{dt} = \omega \Phi_{m.p} \cos \omega t = U_{m.p} \cos \omega t. \quad (2.64)$$

Анализируя выражение (2.56) и данные таблицы 2.2, п.2, в, приходим к выводу, что математическая модель N-фазной ИПЦ при работе в индикаторном режиме на переменном токе при гармонических входных воздействиях совпадает с математической моделью N-фазной ИПЦ при работе в индикаторном режиме на постоянном токе (рис. 2.14) и отличается лишь формой входных напряжений статорных и роторной обмоток, которые в данном случае являются функциями времени.

Математическая модель N-фазной ИПЦ при работе в индикаторном режиме на переменном токе при импульсных входных воздействиях (статическое МВП) также совпадает с математической моделью, приведенной на рис. 2.14. однако в этом случае определить входные напряжения статорных и роторной обмоток по формулам (2.57) и (2.63) не удаётся из-за наличия дополнительной операции – воздействия периодических последовательностей видеоимпульсов на параллельные резонансные контура, образованные конденсаторами и статорными обмотками ИПЦ.

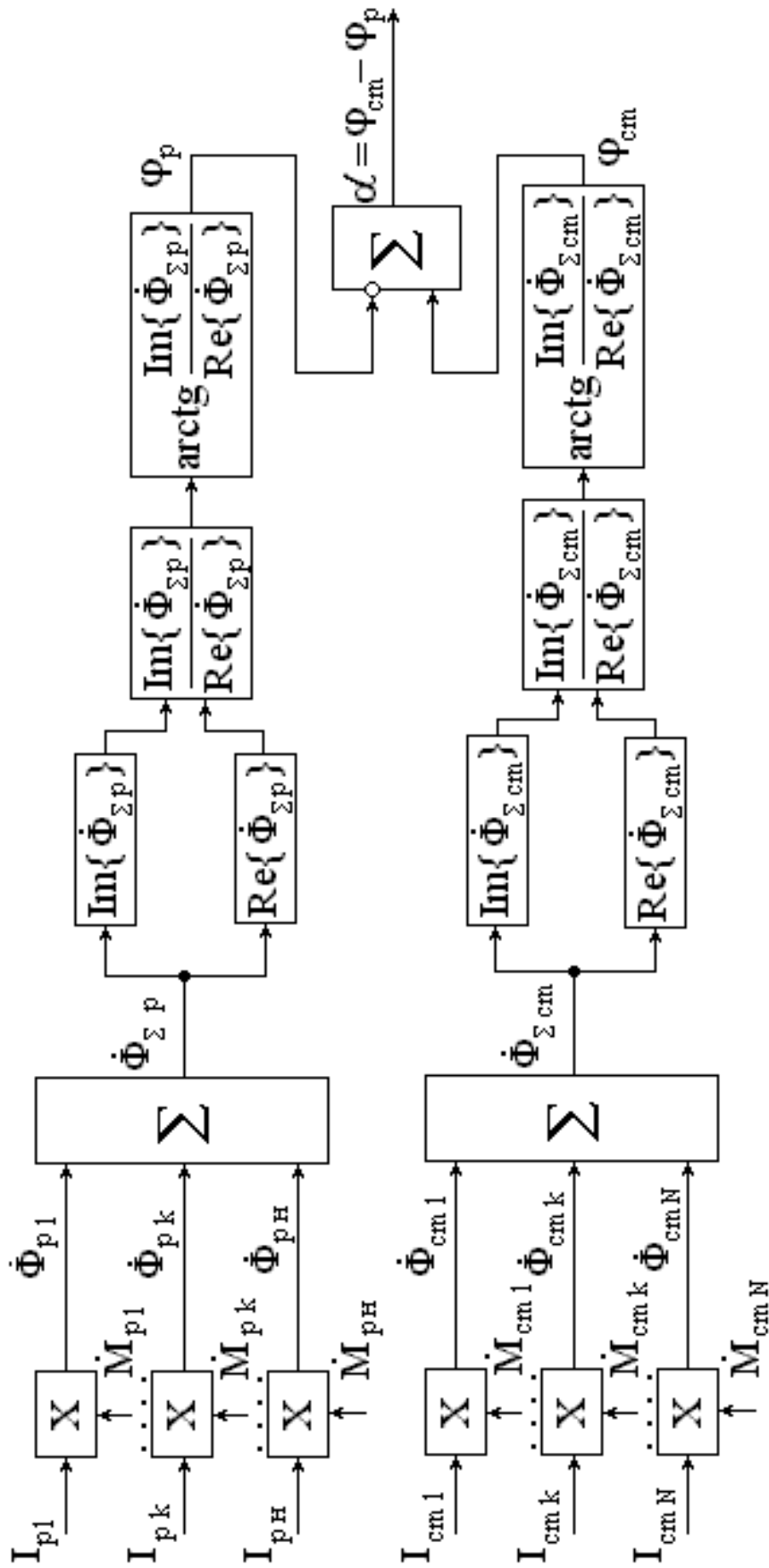


Рис. 2.15. Математическая модель N-фазной ИЩ с фазным ротором при работе в индикаторном режиме на постоянном токе

Обобщая математические модели N-фазной ИЩ для различных статических режимов работы, приведенные на рис.2.13÷2.15, строим обобщенную ста-

тическую математическую модель N-фазной ИПЦ, которая приведена на рис. 2.16. В статическом режиме работы выходными сигналами N-фазной ИПЦ являются угол поворота ротора и выходное напряжение, снимаемое с роторной обмотки, которые определяются из соотношений:

$$\alpha = \varphi_{CT} - \varphi_p = \arctg \frac{\operatorname{Im}\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\}}{\operatorname{Re}\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\}} - \arctg \frac{\operatorname{Im}\{\dot{\Phi}_{\Sigma p}(t)\}}{\operatorname{Re}\{\dot{\Phi}_{\Sigma p}(t)\}}; \quad (2.65)$$

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{d \left[\operatorname{Re}\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\} \right]}{dt}. \quad (2.66)$$

Входные напряжения, подаваемые на статорные и роторные обмотки, можно определить из выражений:

– в случае, если магнитный поток k-ой обмотки не зависит от времени

$$U_{\%o k} = K \dot{\Phi}_k^* f_k;$$

– в случае, если магнитный поток k-ой обмотки есть функция времени

$$U_{\%o k}(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_k(t) f_k^*\}}{dt}.$$

СМП статора или ротора для статического режима работы, в общем случае являющийся функцией времени, можно записать в таком виде:

$$\dot{\Phi}_{\Sigma} = \sum_{k=1}^N \Phi_{m.k} \cos \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot \exp \left\{ j \left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \right\}. \quad (2.67)$$

Таким образом, получены обобщённая статическая математическая модель N-фазной ИПЦ и выражения, позволяющие определить магнитные потоки, входные напряжения и выходной сигнал N-фазной ИПЦ в различных статических режимах работы.

2.4. Исследование и разработка обобщенной динамической математической модели N-фазных индуктивных параметрических цепей

Для разработки обобщённой динамической математической модели N-фазных ИПЦ рассмотрим выражения для магнитных потоков $\dot{\Phi}_k(t)$ N-фазной ИПЦ в различных динамических режимах работы и на основании этого получим частные динамические математические модели.

При работе N-фазной ИПЦ в режиме смещения частоты СМП статора и выходное напряжение преобразователя частоты будут определяться в соответствии с данными таблицы 2.2, п.3, а. При выполнении условия $U_{m.ВЫХ} = U_{m.ВЫХ}$ выходное напряжение преобразователя частоты запишется следующим образом:

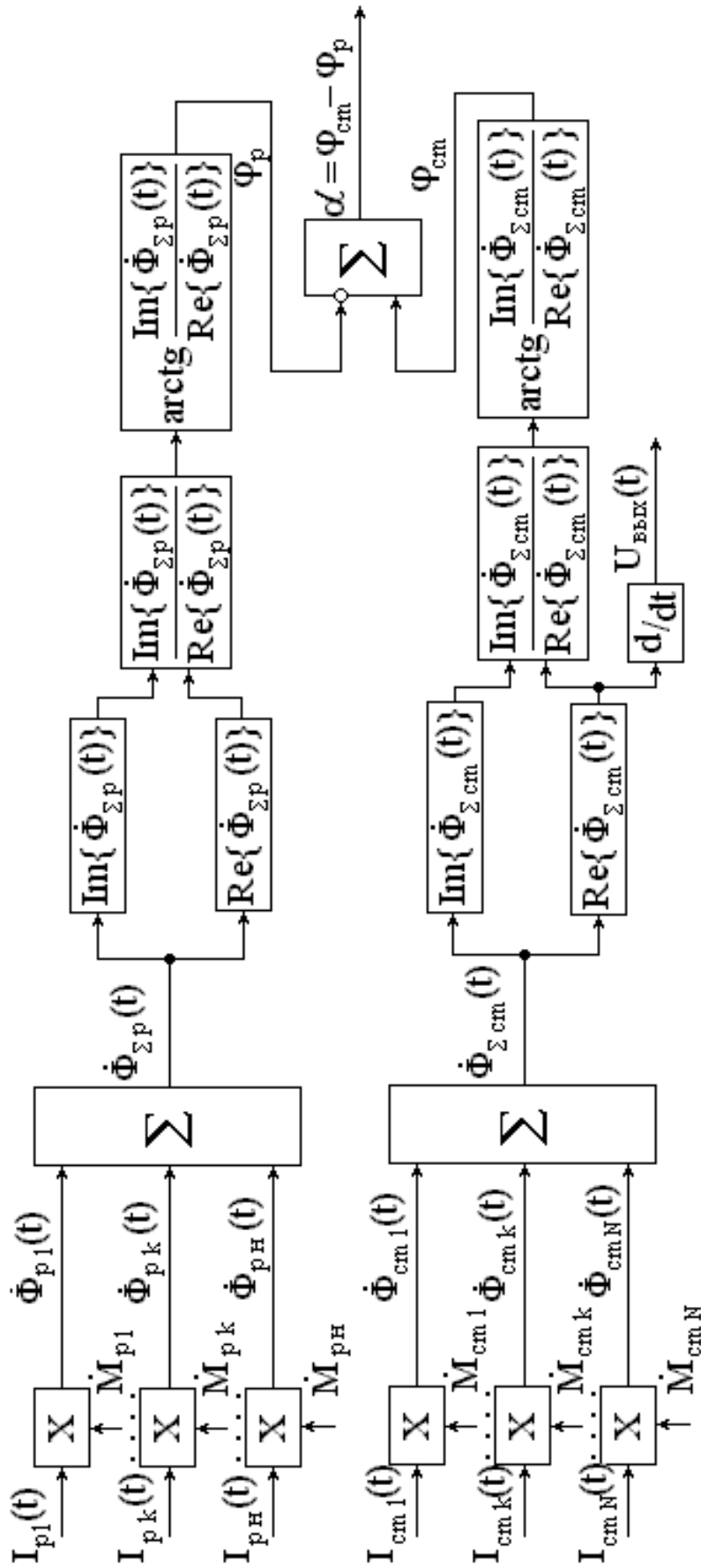


Рис. 2.16. Обобщённая статическая математическая модель N-фазной ИПЦ

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = 0,5NU_{m,\text{ВЫХ}} \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi]. \quad (2.68)$$

Входные напряжения, подаваемые на статорные обмотки, можно определить из выражения:

$$U_{CT.k}(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_{CT.k}(t) f_k^*(t)\}}{dt} = \frac{d\left\{-\Phi_{m.CT.k} \cos\left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\}}{dt} =$$

$$= \omega \Phi_{m.CT.k} \sin\left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] = U_{m.CT.k} \sin\left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]. \quad (2.69)$$

Анализируя выражение (2.68) и данные таблицы 2.2, п.3, а, приходим к выводу, что математическая модель N-фазной ИПЦ при работе в режиме смещения частоты совпадает с математической моделью, приведенной на рис. 2.13, и отличается лишь тем, что взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками $M_k(t)$ являются гармоническими функциями времени.

При работе N-фазной ИПЦ в режиме линейного балансного амплитудного модулятора магнитный поток и выходное двухчастотное напряжение k-ой статорной обмотки будут определяться в соответствии с данными таблицы 2.2, п.3,6. Входное напряжение, подаваемое на роторную обмотку, можно определить из выражения:

$$U_p(t) = \omega \Phi_m \sin(\omega t + \varphi) = U_{m.p} \sin(\omega t + \varphi). \quad (2.70)$$

На основании выражения (2.70) и данных таблицы 2.2, п. 3, 6 отроим математическую модель N-фазной ИПЦ при работе в режиме линейного балансного амплитудного модулятора, которая приведена на рис.2. 17.

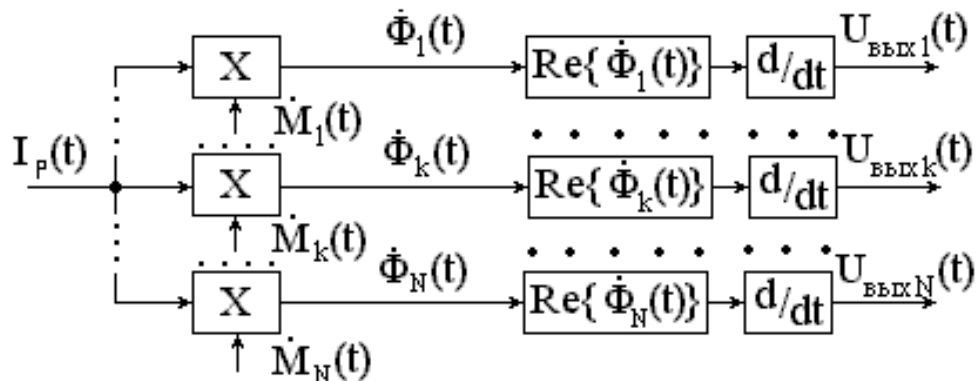


Рис. 2.17. Математическая модель N-фазной ИПЦ при работе в режиме линейного балансного амплитудного модулятора

При работе N-фазной ИПЦ в режиме считывания информации при МВП СМП статора и выходное напряжение масштабно-временного преобразователя будут определяться в соответствии с данными таблицы 2.2, п. 3, в, г. При выполнении условия $U_{m.ВЫХk} = U_{m.ВЫХ}$ выходное напряжение преобразователя запишется следующим образом:

$$U_{ВЫХ}(t) = -0,5U_{m.ВЫХ} \sin(\Omega t - \varphi). \quad (2.71)$$

Входные напряжения, подаваемые на статорные обмотки, можно определить из выражения:

$$U_{CT.k} = K \dot{\Phi}_{CT.k}(t) f_k^*(t) = K \Phi_{m.CT.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] = U_{m.CT.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right]. \quad (2.72)$$

Анализируя выражение (2.71) и данные таблицы 2.2, п.3, в, г, приходим к выводу, что математическая модель N-фазной ИПЦ при работе в режиме считывания информации при МВП совпадает с математической моделью, изображённой на рис. 2.13, и отличается тем, что взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками $M_k(t)$ являются гармоническими функциями времени, а входные напряжения, подаваемые на статорные обмотки, не зависят от времени.

При работе N-фазной ИПЦ в тахометрическом режиме магнитный поток и выходное напряжение k-ой статорной обмотки будет определяться из таблицы 2.2, п.4. Входное напряжение, подаваемое на роторную обмотку, можно определить из выражения:

$$U_p = K \dot{\Phi}_{CT.k}(t) f_k^*(t) = K \Phi_m = U_0. \quad (2.73)$$

Анализируя выражение (2.73) и данные таблицы 2.2, п.4, приходим к выводу, что математическая модель N-фазной ИПЦ при работе в тахометрическом режиме совпадает с математической моделью, приведенной на рис. 2.17, и отличается тем, что напряжение, подаваемое на роторную обмотку, не зависит от времени, т.е. является постоянным.

При работе N-фазной ИПЦ в режиме ФАПЧ вращения синхронного ЭД СМП статорных обмоток и выходные напряжения N-фазных ИПЦ, которые далее участвуют в процессе фазовой синхронизации, определяются из таблицы 2.2, п.5. Процесс регулирования заканчивается в том случае, когда угол фазового рассогласования

$$\Delta\alpha = \arg\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT1}(t)\} - \arg\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT2}(t)\} = -\alpha_1 + \alpha_2 = const = 0.$$

Входные напряжения, подаваемые на статорные обмотки, можно определить из выражения:

$$U_{CT.k}(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_{CT.k}(t) f_k^*(t)\}}{dt} = \frac{d\left\{-\Phi_{m.CT.k} \cos\left[\Omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\}}{dt} = \Omega \Phi_{m.CT.k} \sin\left[\Omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] = U_{m.CT.k} \sin\left[\Omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]. \quad (2.74)$$

На основании анализа выражения (2.74) и данных таблицы 2.2, п.5 приходим к выводу, что математическая модель каждой из двух N-фазных ИПЦ, работающих в режиме ФАПЧ вращения синхронного ЭД, совпадает с математической моделью N-фазной ИПЦ при работе в статическом режиме фазовращателя (рис. 2.13).

Обобщая математические модели N-фазной ИПЦ для различных динами-

ческих режимов работы, приведенные на рис. 2.13 и 2.17, строим обобщённую динамическую математическую модель N-фазной ИПЦ, которая приведена на рис. 2.18.

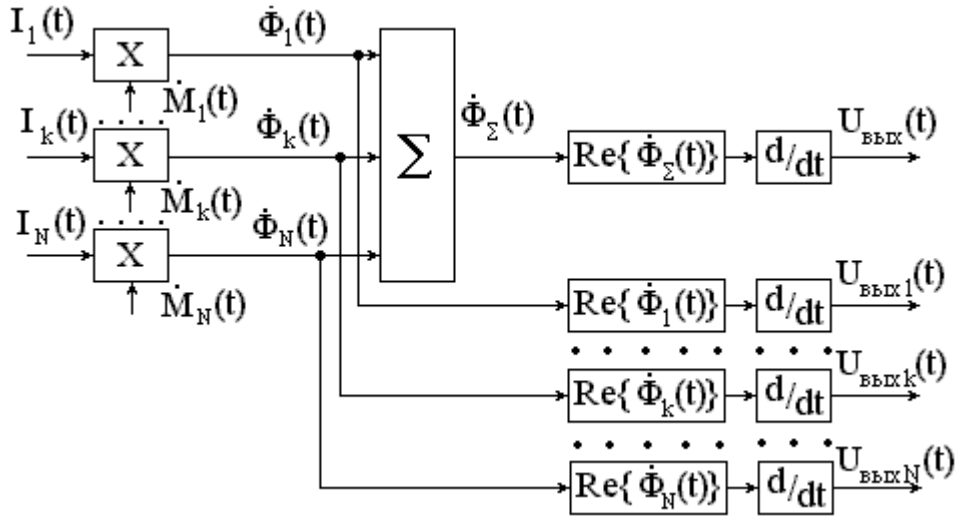


Рис. 2.18. Обобщённая динамическая математическая модель N-фазной ИПЦ

В динамическом режиме работы выходными сигналами N-фазной ИПЦ являются напряжения, снимаемые с роторной или k-ых статорных обмоток, которые определяются из следующих соотношений:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{d[\text{Re}\{\dot{\Phi}_{\Sigma \text{СТ}}(t)\}]}{dt}, \quad U_{\text{ВЫХ},k}(t) = \frac{d[\text{Re}\{\dot{\Phi}_{\text{СТ},k}(t)\}]}{dt}. \quad (2.75)$$

Входные напряжения, подаваемые на статорные или роторную обмотки, можно определить из выражений:

– при работе N-фазной ИПЦ в тахометрическом режиме и режиме считывания информации при МВП:

$$U_{\text{ВХ},k} = K \dot{\Phi}_{\text{СТ},k}(t) f_k^*(t); \quad (2.76)$$

– при работе N-фазной ИПЦ в остальных динамических режимах:

$$U_{\text{ВХ},k}(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_{\text{СТ},k}(t) f_k^*(t)\}}{dt}. \quad (2.77)$$

СМП статора, являющийся периодической функцией времени, запишется следующим образом:

$$\dot{\Phi}_{\Sigma \text{СТ}}(t) = \sum_{k=1}^N \Phi_{m,\text{СТ},k} \cos\left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot \exp\left\{j\left[\Omega t + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\}, \quad (2.78)$$

а магнитный поток k-ой статорной обмотки находится из выражения:

$$\dot{\Phi}_{\text{СТ},k}(t) = \Phi_{m,\text{СТ},k} \cos\left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot \exp\left\{j\left[\Omega t + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\}. \quad (2.79)$$

Таким образом, получены обобщённая динамическая математическая мо-

дель N-фазной ИПЦ и выражения, позволяющие определить магнитные потоки, а также входные и выходные сигналы (напряжения) N-фазной ИПЦ в различных динамических режимах работы.

2.5. Исследование и разработка обобщенной математической модели N-фазных индуктивных параметрических цепей

В предыдущих параграфах 2.3 и 2.4 были получены обобщённые статическая и динамическая математические модели N-фазной ИПЦ. Обобщённую математическую модель N-фазной ИПЦ, приведенную на рис. 2.19, построим как результат объединения обобщённых статической и динамической математических моделей.

Для всех режимов работы N-фазных ИПЦ СМП статора и ротора определяется из выражения (2.46) путём исключения составляющих под косинусом и экспонентой, которые равны нулю (для данного режима работы), выходные сигналы определяются по формулам (2.65) и (2.75), а входные напряжения, подаваемые на статорные и роторные обмотки – из соотношений (2.76) и (2.77).

Однако, как будет показано далее, при анализе работы N-фазной ИПЦ в статическом режиме фазовращателя целесообразно поле возбуждения представить в комплексной форме, а изменение взаимной индуктивности – в гармонической форме. Такая замена правомерна и не искажает результаты исследований, так как магнитное поле N-фазной ИПЦ и поле возбуждения ортогональны в пространстве.

Выражение (2.46) удобно использовать для анализа принципа работы электрорадиоизмерительных устройств на ИПЦ и оценки инструментальной погрешности N-фазных ИПЦ. Во всех случаях модуль СМП определяется как

$$\left| \dot{\Phi}_{\Sigma}(t) \right| = \text{mod}\{\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)\} = \sqrt{\left[\text{Re}\{\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)\} \right]^2 + \left[\text{Im}\{\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)\} \right]^2}, \quad (2.80)$$

фазовая информация – из выражения

$$\varphi = \arg\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\} - \arg\{\dot{\Phi}_{\Sigma p}(t)\} = \arctg \frac{\text{Im}\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\}}{\text{Re}\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\}} - \arctg \frac{\text{Im}\{\dot{\Phi}_{\Sigma p}(t)\}}{\text{Re}\{\dot{\Phi}_{\Sigma p}(t)\}}, \quad (2.81)$$

а выходное напряжение – из соотношений

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)\}}{dt} = \frac{\text{Re}\{d\dot{\Phi}_{\Sigma}(t)\}}{dt},$$

$$U_{\text{ВЫХ}.k}(t) = \frac{d\{\dot{\Phi}_k(t)\}}{dt} = \frac{\text{Re}\{d\dot{\Phi}_k(t)\}}{dt}. \quad (2.82)$$

Соотношение (2.46) справедливо для любого количества фаз ИПЦ N и является идеальной математической моделью N-фазной ИПЦ, которая должна удовлетворять следующим требованиям:

а) N-фазная система входных сигналов должна быть симметричной, т.е. сигналы $U_k(t)$ отдельных фаз должны быть равными по амплитуде и сдвину-

тыми на угол $2\pi/N$;

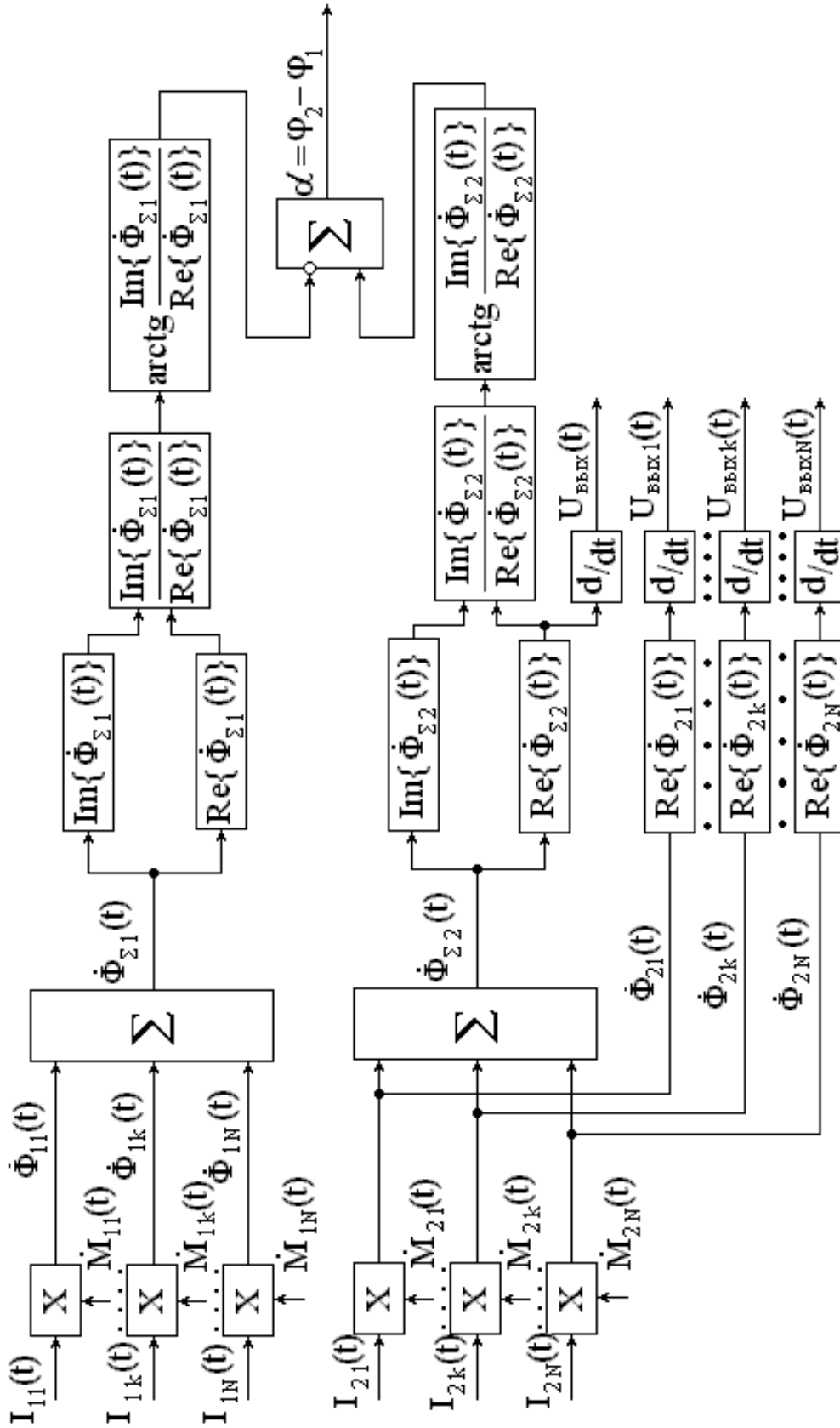


Рис. 2.19. Обобщённая математическая модель N-фазной ИПЦ

б) изменение входных сигналов и взаимной индуктивности в функции времени должно быть гармонической функцией времени;

в) обмотки N -фазной ИПЦ должны быть расположены симметрично, т.е. пространственный угол между двумя соседними обмотками должен быть равен $2\pi/N$;

г) амплитудные значения взаимных индуктивностей между обмотками статора и ротора N -фазной ИПЦ должны быть одинаковыми.

Отклонения от указанных выше требований приводят к погрешности в работе ИПЦ.

Выводы

1. Показано, что ВТ и сельсин являются линейной ИПЦ как при работе в статическом (изменение взаимной индуктивности между статорными и роторными обмотками по закону входной фазовой информации), так и при работе в динамическом (периодическое изменение взаимной индуктивности между статорными и роторной обмотками) режимах.

2. Разработан и проанализирован ряд статических и динамических режимов работы ВТ и сельсинов, который позволяет в устройствах измерения фазовых и временных параметров радиосигналов заменить нелинейные преобразования линейными параметрическими, что особо актуально в диапазоне инфранизких и низких частот.

3. На основании разработки и исследования режимов работы ВТ и сельсинов получены выражения, приведенные в параграфе 2.1, позволяющие определить выходной сигнал (угол поворота ротора или выходное напряжение) и магнитные потоки ИПЦ в разработанных режимах работы.

4. В виде соотношения (2.46) по данным таблицы 2.2 получен ряд, аппроксимирующий суммарный магнитный поток, возникающий в воздушном зазоре N -фазной ИПЦ, а также найдены условия (2.49), при которых этот ряд становится ортогональным, т.е. среднеквадратическая ошибка аппроксимации достигает минимума.

5. На основании анализа статических режимов работы ВТ и сельсинов (подпараграфы 2.1.2 и 2.1.3) и данных таблицы 2.2, п.1, 2 разработаны и исследованы частные и обобщённая статические математические модели N -фазных ИПЦ, приведенные на рис.2.13÷2.16. На основе таких математических моделей могут быть разработаны различные устройства отображения фазовой информации, а также устройства задания угла фазового сдвига и компенсационные устройства измерения фазовых и временных параметров радиосигналов.

6. На основании анализа динамических режимов работы ВТ и сельсинов (подпараграфы 2.1.4÷2.1.6) и данных таблицы 2.2, п.3÷5 разработаны и исследованы частные и обобщённая динамические математические модели N -фазных ИПЦ, приведенные на рис.2.13, 2.17 и 2.18. На основе таких математических моделей могут быть разработаны различные устройства с преобразованием спектра радиосигналов (фазометры с МВП, измерители ГВЗ, устройства задания УФС и т.д.), измерительные N -фазные генераторы и системы ФАПЧ вращения валов синхронных ЭД.

7. В результате объединения обобщённых статической и динамической математических моделей получена обобщённая математическая модель N-фазных ИПЦ (рис.2.19), сочетающая все рассмотренные в параграфе 2.1 режимы работы ИПЦ. По обобщённой математической модели N-фазных ИПЦ можно определить выходной сигнал ИПЦ по известным входным сигналам и закону изменения взаимной индуктивности между обмотками для различных режимов работы.

8. Разработанные частные, обобщённые статическая и динамическая, а также обобщённые математические модели N-фазных ИПЦ (рис.2.13÷2.19) целесообразно использовать для анализа принципа работы устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на основе ИПЦ и оценки инструментальной погрешности N-фазных ИПЦ.

9. На основании анализа режимов работы N-фазных ИПЦ получены соотношения (2.76) и (2.77), позволяющие для выбранного режима работы N-фазной ИПЦ определить систему входных напряжений, подаваемых на обмотки возбуждения и синхронизации ИПЦ (спектр суммарного магнитного потока в выбранной системе аппроксимирующих функций).

3. ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ И ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНДУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Устройства измерения временных и фазовых параметров радиосигналов являются одними из самых распространённых устройств электрорадиоизмерительной техники. К ним можно отнести измерители УФС между гармоническими и радиоимпульсными сигналами, устройства измерения времени задержки, аппаратуру поверки измерителей УФС и т.д.

В настоящей главе ставятся задачи исследования и разработки следующих устройств измерения временных и фазовых параметров радиосигналов на основе ИПЦ:

- измерителей УФС между гармоническими и радиоимпульсными сигналами с индикацией на постоянном и переменном токе;
- аппаратуры поверки измерителей УФС (особенно диапазона инфранизких и низких частот);
- измерителя УСВ вала рабочего механизма с определением направления вращения;
- устройства индикации несимметричности N-фазной (в частности, двухфазной) системы напряжений, которые может быть использовано для аттестации ИПЦ;
- 90°-ной ФРЦ со стабильными амплитудными соотношениями выходных квадратурных напряжений;
- устройств измерения времени задержки, вносимого различными объектами в процессе технического и технологического контроля;
- устройства параметрической ФАПЧ вращения вала синхронного электродвигателя.

Решение поставленных в данной главе задач позволит создать целый класс устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на ИПЦ, которые наиболее целесообразно использовать в диапазоне низких частот (до 200 кГц).

3.1. Исследование и разработка измерителей угла фазового сдвига при работе индуктивной параметрической цепи на постоянном токе

Измерители УФС являются одними из самых распространённых устройств электрорадиоизмерительной техники и используются в случае, если возникает необходимость в измерении УФС между гармоническими колебаниями или несущими колебаниями коротких радиоимпульсных сигналов. Такая потребность возникает, например, при измерении времени задержки, вносимого различными материалами при контроле технологических процессов, при измерении расстояния и определении места положения объекта контроля и т.д.

3.1.1. Реализация оптимальных измерителей угла фазового сдвига при работе индуктивной параметрической цепи на постоянном токе

Перед рассмотрением структур измерителей УФС остановимся на задаче оптимизации построения каналов измерителей.

Полезная информация, заложенная в сигнале, искажается различными помехами (внешние и внутренние шумы, присутствующие во входных сигналах), которые не позволяют точно оценить измеряемый параметр сигнала. Измеряемый параметр в такой ситуации следует рассматривать как случайную величину с известным или неизвестным априорным законом распределения. В связи с этим возникает проблема статистического согласования распределения погрешности измеряемого параметра с измерительным устройством по определённому критерию качества измерения.

Качественным показателем (критерием) измерений естественно использовать такой, который минимизирует систематические (смещение среднего) и случайные (дисперсию) погрешности для всех возможных значений оцениваемого параметра и всех возможных реализации смеси сигнала и шума. Если измерению предшествует МВП сигнала, то в этом случае качественным критерием рационально выбрать не воспроизведение его формы, а условие минимизации погрешности воспроизведения оцениваемого параметра в выходном сигнале преобразователя. Решение этой проблемы разделяется на три этапа:

1) по априорному распределению оцениваемого параметра находится процедура преобразования и измерения по определённому критерию;

2) по найденной процедуре преобразования и измерения необходимо найти структуру устройства, осуществляющего оценку параметра с определённым качеством;

3) необходимо оценить инструментальную погрешность, возникающую за счёт неидеальности практической реализации системы в целом.

Пусть на вход измерителя УФС поступает аддитивная смесь $Y(t)$ сигнала $S(t, \varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_N)$ и шума $n(t)$:

$$Y(t) = S(t, \varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_N) + n(t) = S(t, \varphi_i) + n(t) \quad (3.1)$$

где $\{\varphi_i\}$ - вектор неизвестных случайных параметров сигнала с компонентами $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_N$, часть из которых полезные.

Все параметры за время наблюдения T_H неизменны, т.е. мы имеем дело с точечной оценкой. За время T_H измерительное устройство по $Y(t)$ формирует вектор оценки параметра $\varphi_x = f[Y(t)]$. Из-за наличия помех и случайного характера самих параметров их оценка не совпадает с истинными значениями.

Таким образом, задача сводится к нахождению оптимального правила работы измерителя $f[Y(t)]$, дающего по какому-либо критерию минимальную ошибку, и определению соответствующей точности оценки, которая называется потенциальной. Так как от измерения к измерению точность оценки параметра

различна, качество оценки характеризуется среднестатистическими величинами.

Оценки максимального правдоподобия применимы, когда оцениваемый параметр хотя и известен, но неслучаен при априорной неопределённости оцениваемого параметра. Метод максимального правдоподобия имеет ряд преимуществ перед другими методами оценки, которые сводятся к следующему [33, 35, 62]:

1. При больших отношениях сигнал/помеха априорное распределение в окрестности оценки часто можно считать достаточно постоянным и апостериорная плотность вероятности в этой области практически совпадает с отношением правдоподобия. Это свойство является важным, когда априорное распределение оцениваемого параметра неизвестно и его нахождение связано с большими математическими трудностями.

2. В математической статистике доказывается [33], что если существует эффективная оценка (с минимальной дисперсией), то оценка максимального правдоподобия является эффективной.

3. При нормальном распределении помех алгоритм оценки максимального правдоподобия не зависит от мощности помех. При неограниченном увеличении соотношения сигнал/помеха оценка максимального правдоподобия асимптотически эффективная и несмещённая, она является предельной формой байесовских оценок для широких классов априорных распределений и функций потерь.

4. Аналитическое определение качества измерений параметров сигнала по методу максимального правдоподобия в ряде случаев связано с меньшими математическими трудностями, чем при использовании других методов оценки, что упрощает нахождение моделей устройств. Вместе с тем следует отметить, что метод максимального правдоподобия обладает тем существенным недостатком, что его эффективность существенно снижается при больших помехах за счёт появления ложных максимумов.

В литературе [23, 27, 36] показано, что для получения оптимальной оценки параметра необходим измеритель, содержащий несколько каналов, который формирует максимум корреляционного интеграла вида:

$$R(\tau) = 2T^{-1}N_0^{-1} \int_0^T Y(t)S(t-\tau)dt, \quad (3.2)$$

где N_0 - энергетическая спектральная плотность шума;

τ - временной сдвиг между $Y(t)$ и $S(t)$.

Решающее устройство, включенное на выходе измерителя, выбирает канал, в котором значение $R(\varphi_{xi})$ максимально. Номер этого канала i однозначно связан с параметром φ_{xi} и поэтому определяет оптимальную оценку параметра $\hat{\varphi}_x$.

Для определения максимума функции корреляции можно использовать N-канальную систему с N-фазной ИПЦ, работающей в индикаторном режиме на постоянном токе (см. математическую модель рис. 2.14). Структурная схема такого измерителя УФС представлена на рис. 3.1 и состоит из фазосдвигающих

устройств 1.2, 1.3, ..., 1.N, ФД 2.1, 2.2, ..., 2.N-1, 2.N, N-фазной ИПЦ 3 со статором 4, ротором 5 и отсчётного устройства 6.

Работает устройство следующим образом. В случае если оба сигнала, подаваемые на вход измерителя, содержат аддитивные широкополосные шумы $Y_1(t) = S_1(t) + \xi(t) = U_{m1} \cos \omega t + \xi(t)$ и $Y_2(t) = S_2(t) + n(t) = U_{m2} \cos(\omega t + \varphi) + n(t)$, то корреляционный интеграл (напряжение на выходе k-го ФД) принимает следующий вид:

$$R_k(\tau) = 2T^{-1}N_0^{-1} \int_0^T Y_1 \left[t - \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] Y_2(t) dt = 2T^{-1}N_0^{-1} \left\{ \int_0^T U_{m1} \cos \left[\omega t - \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot U_{m2} \cos(\omega t + \varphi) dt + \int_0^T U_{m1} \cos \left[\omega t - \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] n(t) dt + \int_0^T U_{m2} \cos(\omega t + \varphi) \cdot \xi \left[t - \frac{2\pi(k-1)}{N\omega} \right] dt + \int_0^T \xi \left[t - \frac{2\pi(k-1)}{N\omega} \right] n(t) dt \right\}. \quad (3.3)$$

Когда шумы в каналах измерителя некоррелированы, выражение (3.3) можно переписать следующим образом:

$$R_k(\tau) = 2T^{-1}N_0^{-1} \int_0^T U_{m1} \cos \left[\omega t - \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot U_{m2} \cos(\omega t + \varphi) dt = \\ = N_0^{-1} U_{m1} U_{m2} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right]. \quad (3.4)$$

В воздушном зазоре ИПЦ возникают постоянные во времени магнитные потоки $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_k, \dots, \Phi_N$, которые с учётом пространственного положения обмоток статора 4 создают СМП, определяемый из выражения (2.58) и равный:

$$\Phi = \sum_{k=1}^N I_k M_k = \sum_{k=1}^N K R_k(\tau) M_k = \sum_{k=1}^N K N^{-1} U_{m1} U_{m2} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot M \exp \left[\frac{j2\pi(k-1)}{N} \right] = 0,5 K N N^{-1} U_{m1} U_{m2} M \exp(-j\varphi) \quad (3.5)$$

где K - коэффициент пропорциональности.

Если в этом случае на ротор 5 N-фазной ИПЦ, механически связанный с отсчётным устройством 6, подать постоянное напряжение U_0 , то ротор займёт в пространстве положение, совпадающее с направлением СМП Φ , т.е. угол поворота ротора α будет равен оценке значения УФС φ . Таким образом, структура измерителя будет оптимальной по критерию максимального правдоподобия.

Если шумы в каналах измерителя коррелированы, то выражение (3.3) запишется следующим образом:

$$R_k(\tau) = 2T^{-1}N^{-1} \left\{ \int U_{m1} \cos \left[\omega t - \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot U_{m2} \cos(\omega t + \varphi) dt + \right.$$

$$+ \int \xi \left[t - \frac{2\pi(k-1)}{N\omega} \right] \cdot n(t) dt \} = R_{Sk}(\tau) + R_{шк}(\tau). \quad (3.6)$$

В случае если шумовой корреляционный интеграл $R_{шк}(\tau) \neq 0$, возникает погрешность измерения УФС. Определим эту погрешность для измерителя, структурная схема которого изображена на рис. 3.1. Оценка фазы (угол поворота ротора 5) определяется в виде:

$$\begin{aligned} \varphi &= \arctg \frac{\sum_{k=1}^N [R_{Sk}(\tau) + R_{шк}(\tau)] \cdot M \sin \frac{2\pi}{N}(k-1)}{\sum_{k=1}^N [R_{Sk}(\tau) + R_{шк}(\tau)] \cdot M \cos \frac{2\pi}{N}(k-1)} = \\ &= \arctg \frac{-0,5KNU_{m1}U_{m2} \sin \varphi + \sum_{k=1}^N R_{шк}(\tau) \sin \frac{2\pi}{N}(k-1)}{0,5KNU_{m1}U_{m2} \cos \varphi + \sum_{k=1}^N R_{шк}(\tau) \cos \frac{2\pi}{N}(k-1)}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Погрешность измерения УФС за счёт шумов можно найти по формуле:

$$\Delta\varphi_{\text{ш}} = \varphi + \hat{\varphi} = \arctg \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} + \arctg \frac{-0,5KNU_{m1}U_{m2} \sin \varphi + \sum_{k=1}^N R_{шк}(\tau) \sin \frac{2\pi}{N}(k-1)}{0,5KNU_{m1}U_{m2} \cos \varphi + \sum_{k=1}^N R_{шк}(\tau) \cos \frac{2\pi}{N}(k-1)}. \quad (3.8)$$

После преобразований с учётом $R_{шк}(\tau) = \sigma_1 \sigma_2 \cos[\psi(t) - 2\pi(k-1)/N]$ из (3.8) получим:

$$\Delta\varphi_{\text{ш}} = \arctg \frac{\sigma_1 \sigma_2 \sin[\varphi + \psi(t)]}{0,5KU_{m1}U_{m2} + \sigma_1 \sigma_2 \cos[\varphi + \psi(t)]}, \quad (3.9)$$

где σ_1 и σ_2 - среднеквадратические значения шума в каналах измерителя.

Максимальной величины систематическая погрешность достигает при $\varphi + \psi(t) = \pi/2$ и определяется из выражения:

$$\Delta\varphi_{\text{ш max}} = \frac{2\sigma_1 \sigma_2}{U_{m1} U_{m2}}. \quad (3.10)$$

При значительных отношениях сигнал/помеха из (3.10) погрешность можно определить по приближённой формуле $\Delta\varphi_{\text{ш max}} \approx (q_1 q_2)^{-0,5}$, где $q_1 = U_{m1}^2 / 2\sigma_1^2$, $q_2 = U_{m2}^2 / 2\sigma_2^2$ - отношение сигнала к помехе по мощности в каналах измерителя.

Случайную погрешность можно определить, зная дисперсию фазы, возникающую за счёт шумов:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_1 \sigma_2 \sin[\varphi + \psi(t)] = \frac{q_1 + q_2 + (q_1 q_2)^{0,5} \sin[\varphi + \psi(t)]}{q_1 q_2}. \quad (3.11)$$

При отсутствии корреляции между шумами в каналах измерителя дисперсия определяется по формуле $\sigma_{\Sigma}^2 = 1/q_1 + 1/q_2 = (q_1 + q_2)/q_1q_2$. Таким образом, среднеквадратическую погрешность измерения σ_{Σ} можно найти, определив отношение сигнал/помеха.

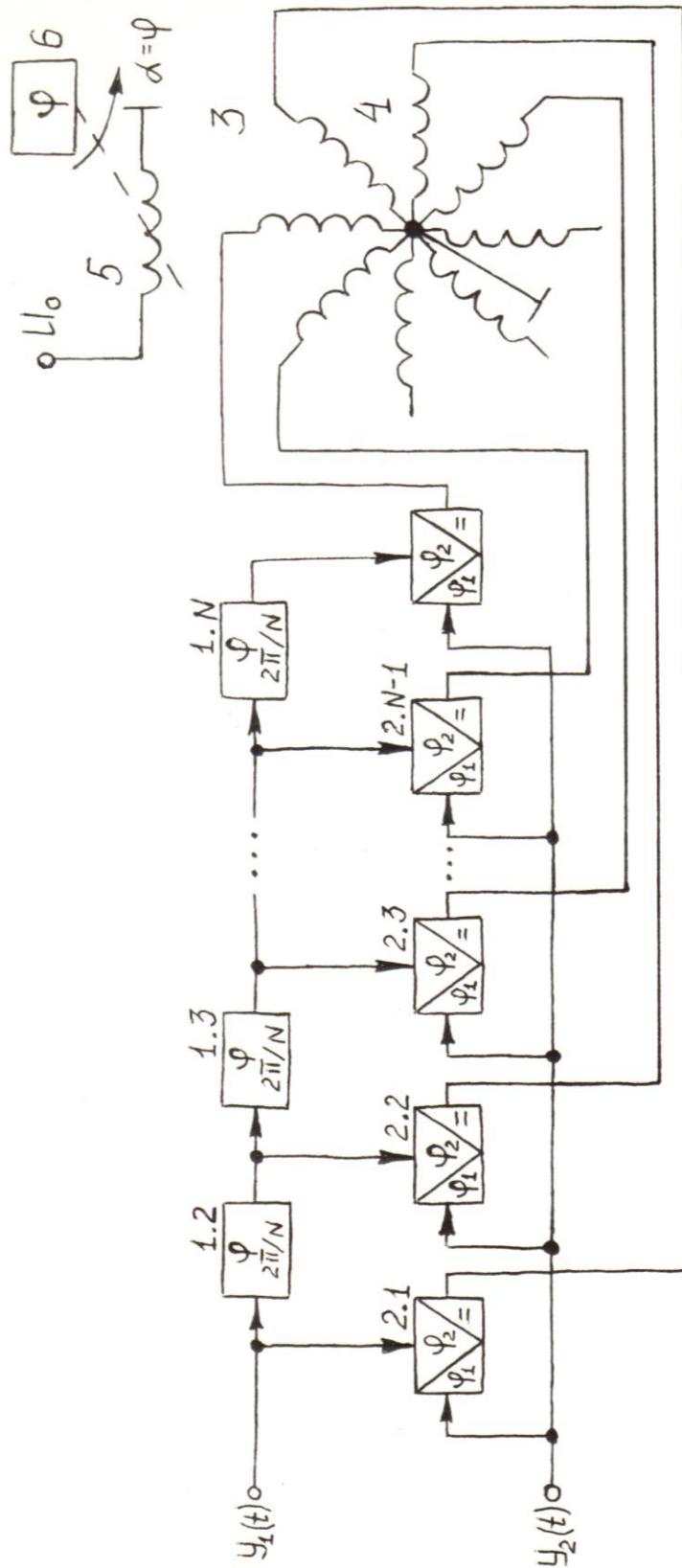


Рис.3.1. Структурная схема измерителя УФС при двухканальных некоррелированных шумах

Для исключения систематической (смещения среднего) и случайной погрешности (дисперсии) в случае присутствия двухканальных коррелированных шумов может быть использован измеритель УФС, в котором N-фазная ИПЦ с фазным ротором работает в индикаторном режиме на постоянном токе (см. математическую модель рис. 2.15). Структурная схема такого измерителя представлена на рис.3.2 и состоит из фазосдвигающих устройств 1.2, 1.3, ..., 1.N и 4.2, 4.3, ..., 4.N, ФД 2.1, 2.2, 2.3, ..., 2.N-1, 2.N и 3.1, 3.2, 3.3, ..., 3.N-1, 3.N, ИПЦ 5 с N-фазным статором 6 и H-фазным ротором 7 и отсчётного устройства 8.

Работает устройство следующим образом. В случае если входные сигналы измерителя содержат аддитивные коррелированные широкополосные шумы $Y_1(t) = S_1(t) + \xi_1(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi_1) + \xi_1(t)$ и $Y_2(t) = S_2(t) + \xi_2(t) = U_{m2} \cos(\omega t + \varphi_2) + \xi_2(t)$, а опорный сигнал $Y_{оп}(t)$ содержит шумы, некоррелированные с шумами входных сигналов $Y_1(t)$ и $Y_2(t)$, т.е. $Y_{оп}(t) = S_{оп}(t) + n(t) = U_{m.оп} \cos(\omega t + \varphi_{оп}) + n(t)$, то корреляционные интегралы принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} R_{2k}(\tau) &= 2T^{-1}N_0^{-1} \int_0^T Y_1 \left[t - \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] Y_{оп}(t) dt = \\ &= N_0^{-1} U_{m1} U_{m.оп} \cos \left[\varphi_{оп} - \varphi_1 + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right]; \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} R_{3k}(\tau) &= 2T^{-1}N_0^{-1} \int_0^T Y_2 \left[t - \frac{2\pi(k-1)}{H} \right] Y_{оп}(t) dt = \\ &= N_0^{-1} U_{m2} U_{m.оп} \cos \left[\varphi_{оп} - \varphi_2 + \frac{2\pi(k-1)}{H} \right]. \end{aligned} \quad (3.13)$$

В воздушном зазоре ИПЦ 5 возникают постоянные во времени магнитные потоки $\dot{\Phi}_{2k}$ и $\dot{\Phi}_{3k}$ которые с учётом пространственного положения обмоток статора 6 и ротора 7 создадут СМП статора и ротора, определяемые из выражений (2.64), (2.65) и равные:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{\Sigma CT} &= \sum_{k=1}^N I_k \dot{M}_k = \sum_{k=1}^N KR_{2k}(\tau) \dot{M}_k = \sum_{k=1}^N KN_0^{-1} U_{m1} U_{m.оп} \cos \left[\varphi_{оп} - \varphi_1 + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot \\ &\cdot \text{Mexp} \left[\frac{j2\pi(k-1)}{N} \right] = 0,5KN_0^{-1} NU_{m1} U_{m.оп} \exp[j(\varphi_1 - \varphi_{оп})]; \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{\Sigma p} &= \sum_{k=1}^H I_k \dot{M}_k = \sum_{k=1}^H KR_{3k}(\tau) \dot{M}_k = \sum_{k=1}^H KN_0^{-1} U_{m2} U_{m.оп} \cos \left[\varphi_{оп} - \varphi_2 + \frac{2\pi(k-1)}{H} \right] \cdot \\ &\cdot \text{Mexp} \left[\frac{j2\pi(k-1)}{H} \right] = 0,5KN_0^{-1} HU_{m2} U_{m.оп} \exp[j(\varphi_2 - \varphi_{оп})]. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Фазы СМП статора и ротора соответственно равны $\varphi_{CT} = \arg\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}\} = \varphi_1 - \varphi_{оп}$ и $\varphi_p = \arg\{\dot{\Phi}_{\Sigma p}\} = \varphi_2 - \varphi_{оп}$. В результате взаимодействия магнитных

полей статора и ротора последний, механически связанный с отсчётным устройством 8, занимает в пространстве положение $\hat{\varphi} = \varphi_{СТ} - \varphi_P = \varphi_1 - \varphi_{оп} - \varphi_2 + \varphi_{оп} = \varphi_1 - \varphi_2$, т.е. угол поворота ротора α равен оценке φ .

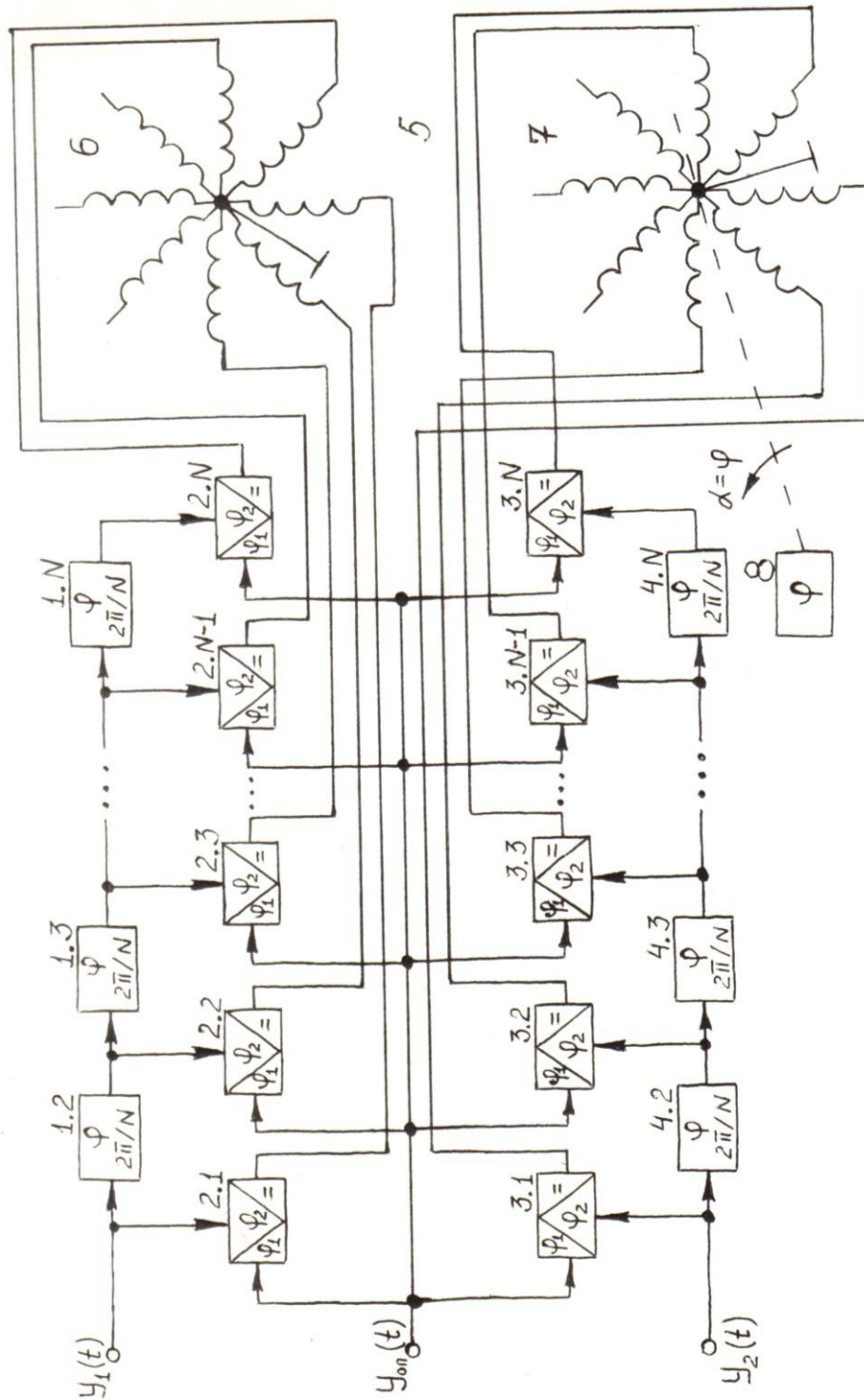


Рис. 3.2. Структурная схема измерителя УФС при двухканальных коррелированных шумах

Таким образом, значение разности фаз $\hat{\varphi}$ совпадает с измеряемой разностью фаз между входными сигналами как при некоррелированных, так и при коррелированных двухканальных шумах.

Для повышения разрешающей способности измерения в фазометре можно применить умножение частоты входных сигналов, а отсчёт УФС осуществлять по показаниям нескольких шкал [57]. Такой фазометр даёт возможность получить однозначные показания по трём шкалам с погрешностью 0.02° при разрешающей способности 0.005° и может быть использован как образцовое средство для поверки фазометров (в составе диапазонного ИДГ).

Индикаторный режим работы ИПЦ на постоянном токе (см. математическую модель рис. 2.14) может быть использован для измерения фазовой задержки, вносимой оптически прозрачными объектами при прохождении сквозь них излучения лазера.

Как показано в [131, 133], использование лазерной интерферометрии, методов модуляции оптического излучения на основе акустооптического взаимодействия и применение двухчастотных лазеров позволяет существенно повысить точность измерения и задания УФС.

Рассмотрим физические основы дифракции света на ультразвуке. Звук, распространяющийся в веществе, вызывает изменение его плотности, что в свою очередь вызывает изменение коэффициента преломления с периодом, равным длине акустической волны. Световой луч дифрагирует на этой пространственной периодической структуре, отклоняясь от первоначального направления.

Дифракция, в которой наблюдается лишь один дифрагированный луч, называется дифракцией Брэгга. На практике такой режим возникает в том случае, когда звуковое поле имеет достаточно большую глубину и световой луч на своём пути пересекает один или более периодов изменения коэффициента преломления.

Учитывая, что частота ультразвука (10^8 Гц) намного меньше частоты световой волны (10^{15} Гц), угол θ между фронтом звуковой волны и направлением света определяется из следующего соотношения:

$$\sin \theta = \frac{K}{2k} = \frac{\lambda}{2\Lambda}, \quad \theta = \frac{\lambda F}{2V}, \quad (3.16)$$

где $F = \Omega/2\pi$ - частота звуковой волны, а её волновой вектор имеет величину $|K| = \Omega/V$, V - скорость ультразвука; λ - длина волны падающего светового луча; Λ - длина волны ультразвука; $|K| = 2\pi/\lambda$ - модуль волнового вектора светового луча.

Критерием, определяющим режим дифракции, является величина

$$Q = \frac{K^2 L_0}{k} = 2\pi \frac{\lambda L_0}{\Lambda^2}, \quad (3.17)$$

где L_0 - глубина звукового поля в направлении распространения света. Если $Q \geq 4\pi$, то считают, что дифракция происходит в режиме Брэгга.

В случае слабого взаимодействия интенсивность поля выходного светового пучка $E_1(t)$ можно выразить через интенсивность падающего светового пучка $E_0(t)$ таким образом [146]:

$$E_1(t) \approx E_0(t) - 0,25 jkC_0L_0E_0 \left\{ t - \frac{\Delta X}{V} \right\} \exp[j(\omega + \Omega)t - jK\Delta X] - \\ - 0,25 jkC_0L_0E_0^* \left[t - \frac{\Delta X}{V} \right] \exp[j(\omega - \Omega)t + jK\Delta X], \quad (3.18)$$

где C_0 - константа, ΔX - линейное перемещение.

Если акустооптическая система обработки сигнала работает на основе дифракции Брэгга, то световой пучок должен направляться на неё под соответствующим углом Брэгга. В этом случае выходной пучок описывается выражением (3.18) с той лишь разницей, что либо второй, либо третий член отсутствует. В выражении (3.18) звёздочка означает комплексно-сопряжённую величину.

На рис. 3.3 показана схема взаимодействия светового пучка, направленного на звукопровод, в котором распространяется акустическая волна.

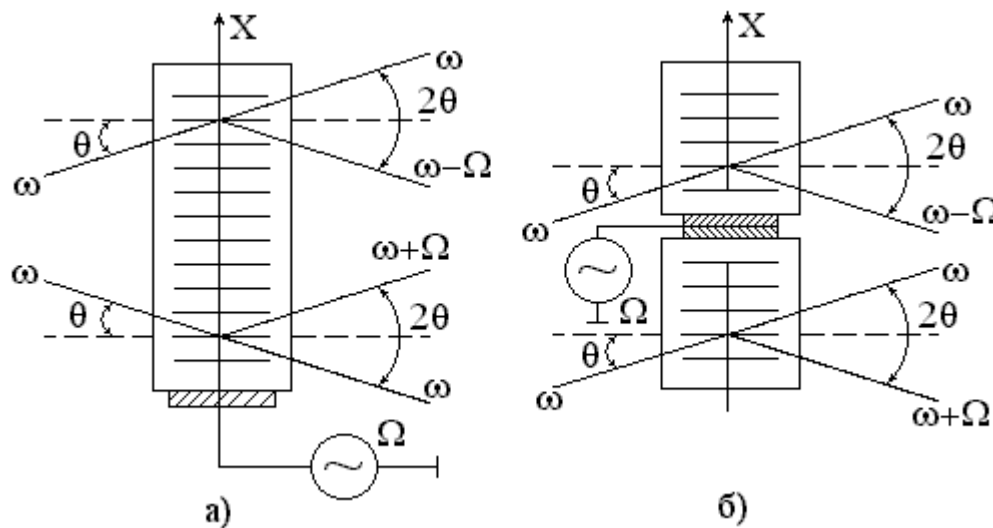


Рис. 3.3. дифракция в режиме Брэгга: смещение дифрагированного светового пучка по частоте

Если световой пучок падает под тупым углом к направлению распространения фронтов акустической волны, то между направлением распространения акустической волны и дифрагированным световым пучком также образуется тупой угол. Таким образом, если акустическая волна набегаёт на световую, то дифрагированный световой пучок смещается по частоте вниз на величину Ω (верхняя часть рис. 3.3, а). Рис. 3.3, а (нижняя часть) иллюстрирует дифракцию Брэгга со смещением частоты вверх, т.е. в том случае, когда акустическая волна уходит от падающего светового пучка.

Если звукопроводы размещены так, как показано на рис. 3.3, б, то акустическая волна будет набегать на световую (дифрагированный пучок смещается по частоте вниз), или убегать от падающей световой волны (дифрагированный пучок смещается по частоте вверх). При этом перемещение звукопроводов вдоль оси X на величину ΔX приводит к тому, что дифрагированный световой пучок в верхней части рис. 3.3, б получает отрицательный фазовый сдвиг $K\Delta X$, а дифрагированный световой пучок в нижней части рис. 3.3, б - положительный фазовый сдвиг $K\Delta X$. При интерференции дифрагированных световых пу-

чков фазовый сдвиг за счёт перемещения звукопроводов на величину ΔX удваивается, что приводит к упрощению структуры интерферометра [47].

Как показали исследования [28], использование гетеродинных методов детектирования оптических полей на основе акустооптического взаимодействия, а также двухчастотных лазеров позволяет обеспечить передачу УФС между сигналами радиодиапазона в оптический диапазон и наоборот без существенных погрешностей и разработать фазовый радиооптический мост [56].

Использование фазового компаратора линейно-угловых перемещений помогает создать универсальное метрологическое средство аттестации рабочих измерителей длины, плоского угла, УФС электрических процессов в радиооптическом диапазоне по общей поверочной схеме с принятыми в метрологии эталонами времени и частоты [60, 131].

На основании анализ выражения (3.18) разработан фазометр оптического диапазона [137], в котором ИПЦ работает в индикаторном режиме на постоянном токе (см. математическую модель рис. 2.14). Структурная схема такого фазометра изображена на рис. 3.4 и состоит из лазера 1, устройства разведения лучей 2, АОМ 3 и 4, оптически прозрачного объекта 5, устройства сведения лучей 6, фотоприёмника 7, цепи 90° -ного фазового сдвига 8, кварцевого генератора 9, удвоителя частоты 10, фазовращателя 11, ФД 12, 13, ВТ 14 со статорными косинусной 15, синусной 16 и роторной 17 обмотками и отсчётного устройства 18.

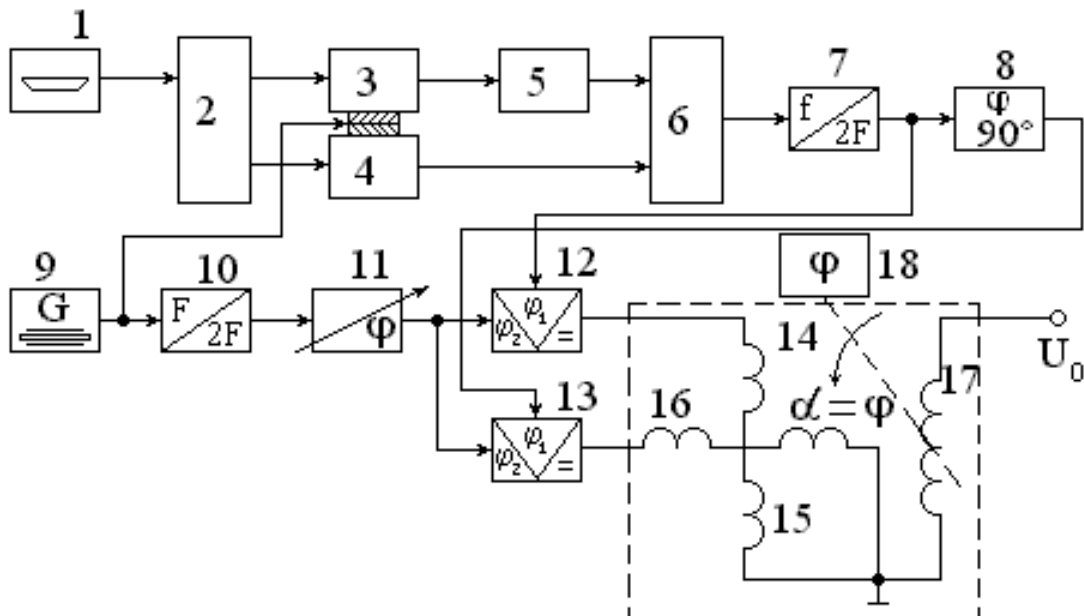


Рис. 3.4. Структурная схема фазометра оптического диапазона

Устройство работает следующим образом. Излучение лазера 1 с помощью устройства разведения лучей 2 разделяется на два излучения, на пути которых под углом Брэгга установлены два АОМ 3 и 4. На модуляционные входы АОМ подаётся напряжение возбуждения от кварцевого генератора 9 $U_9(t) = U_{m9} \cos(2\pi Ft + \varphi_0)$, частота которого F выбирается из диапазона 40...110 МГц. В результате акустооптического взаимодействия лазерного излучения с частотой f и волны возбуждения с частотой F на выходах АОМ за

счёт дифракции излучения лазера появляется дифрагированные лучи ± 1 порядка, имеющие частоты $(f \pm F)$. На выходе АОМ 3 используется луч -1 порядка, а на выходе АОМ 4 - луч $+1$ порядка. Так как длина волны лазерного излучения λ намного меньше длины акустической волны в АОМ Λ , то на сравнительно небольшой базе можно обеспечить пространственную фильтрацию лучей на выходе АОМ.

Если на пути луча -1 порядка находится оптически прозрачный объект 5, то пространственно разведённые лучи с помощью устройства сведения лучей 6 сводятся в плоскости фоточувствительной части фотоприёмника 7, работающего подобно смесителю радиодиапазона, на выходе которого получим напряжение:

$$\begin{aligned} U_7(t) &= bE_1E_2 \cos\{[(\omega - \Omega)t + \Delta\varphi_{B1} + \Delta\varphi_{\varphi_1} + \varphi_5 - \varphi_0] - \\ &\quad - [(\omega + \Omega)t + \Delta\varphi_{B2} + \Delta\varphi_{\varphi_2} + \varphi_0]\} = \\ &= U_{m7} \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_{B2} - \Delta\varphi_{B1} + \Delta\varphi_{\varphi_2} - \Delta\varphi_{\varphi_1} + 2\varphi_0] \end{aligned} \quad (3.19)$$

где $\omega = 2\pi f$, $\Omega = 2\pi F$;

E_1 и E_2 - интенсивности излучения на выходах АОМ 3 и 4;

$\Delta\varphi_{B1}$ и $\Delta\varphi_{B2}$ - фазовые нестабильности, вносимые АОМ 3 и 4 при вибрациях;

$\Delta\varphi_{\varphi_1}$ и $\Delta\varphi_{\varphi_2}$ - фазовые задержки света в первом и во втором каналах интерферометра соответственно;

φ_5 - фазовый сдвиг, вносимый оптически прозрачным объектом 5;

b - коэффициент, характеризующий чувствительность фотоприёмника 7.

Разность между фазовыми набегами в каналах интерферометра $\Delta\varphi_3 = \Delta\varphi_{\varphi_2} - \Delta\varphi_{\varphi_1}$ за счёт разности хода лучей в каналах можно исключить с помощью фазовращателя 11 перед началом работы (без оптически прозрачного объекта 5), т.е. $\varphi_{11} = \Delta\varphi_3$.

За счёт того, что АОМ 3 и 4 расположены на одной платформе, значительно уменьшается влияние вибраций (практически до полной их взаимокompенсации) за счёт повышения степени корреляции вибрационных фазовых нестабильностей. С учётом этого выражение (3.19) можно переписать следующим образом:

$$U_7(t) = U_{m7} \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_2 + 2\varphi_0 - \varphi_5]. \quad (3.20)$$

Напряжение $U_7(t)$ проходит через цепь 90° -ного фазового сдвига 8 и принимает вид $U_8(t) = K_8 U_{m7} \sin[2\Omega t + \Delta\varphi_3 + 2\varphi_0 - \varphi_5]$, где K_8 - коэффициент передачи цепи 90° -ного фазового сдвига 8. После этого напряжения $U_7(t)$ и выходное напряжение фазовращателя 11 $U_{11}(t) = K_{10} K_{11} U_{m9} \cdot \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_{11} + 2\varphi_0]$ поступают на входы ФД 12, а напряжения $U_{11}(t)$ и $U_8(t)$ - на входы ФД 13. В этом случае выходные напряжения ФД имеют вид:

$$U_{12} = K_{12} T^{-1} \int_0^T U_{11}(t) U_7(t) dt = 0,5 K_{10} K_{11} K_{12} U_{m7} U_{m9} \cos\varphi_5;$$

$$U_{13} = K_{13} T^{-1} \int_0^T U_{11}(t) U_8(t) dt = -0,5 K_8 K_{10} K_{11} K_{13} U_{m7} U_{m9} \sin \varphi_5, \quad (3.21)$$

где K_{10}, K_{11}, K_{12} и K_{13} – соответственно коэффициенты передачи удвоителя частоты 10, фазовращателя 11 и ФД 12 и 13.

Напряжения U_{12} и U_{13} подаются на статорные косинусную 15 и синусную 16 обмотки ВТ 14 соответственно, роторная обмотка 17 которого запитана от источника постоянного тока U_0 . Тогда при выполнении условия $K_{12} = K_8 K_{13} = K$ угол поворота ротора 17, механически связанного с отсчётным устройством 18, будет определяться следующим соотношением:

$$\alpha = \hat{\varphi} = \operatorname{arctg} \frac{-0,5 K K_{10} K_{11} U_{m7} U_{m9} \sin \varphi_5}{0,5 K K_{10} K_{11} U_{m7} U_{m9} \cos \varphi_5} = -\varphi_5; \quad (3.22)$$

т.е. фазометр оптического диапазона, структурная схема которого приведена на рис. 3.4, позволяет проводить измерения фазовых задержек, вносимых оптически прозрачными объектами, при этом практически исключается фазовая погрешность, возникающая при вибрации оптической части (интерферометра) фазометра.

Таким образом, измерители УФС на основе ИПЦ, работающих в индикаторном режиме на постоянном токе, позволяют проводить оптимальную оценку УФС при наличии во входных сигналах некоррелированных (рис. 3.1 и 3.4) и коррелированных (рис. 3.2) шумовых компонент по критерию максимального правдоподобия.

3.1.2. Фазометры с круговой шкалой при работе индуктивной параметрической цепи на переменном токе

На практике возможен также индикаторный режим работы ИПЦ на переменном токе. В этом случае на статорные обмотки ИПЦ подаётся система переменных (гармонических или видеоимпульсных) напряжений, амплитуды которых пропорциональны $\cos[\varphi + 2\pi(k-1)/N]$ (см. мат. модель рис. 2.14).

Структурная схема фазометра гармонических сигналов с индикацией на переменном токе, содержащего удвоители частоты 1 и 2, фазосдвигающие цепи на $4\pi/N$ 3.2, 3.3, ..., 3.N, сумматоры 4.1, 4.2, 4.3, ..., 4.N-1, 4.N, фазосдвигающие цепи 5.2, 5.3, ..., 5.N-1, 5.N, N-фазную ИПЦ 6 со статором 7 и ротором 8 и отсчётное устройство 9, приведена на рис.3.5.

Устройство работает следующим образом. Входные гармонические напряжения $U_1(t) = U_m \sin \omega t$ и $U_2(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ умножаются по частоте в два раза в удвоителях частоты 1 и 2. Опорное напряжение формируется для каждого сумматора 4.k с помощью фазосдвигающих цепей на $4\pi/N$ 3.k и имеет вид $U_{\text{оп.k}}(t) = U_m \sin[2\omega t - 4\pi(k-1)/N]$. Напряжение на выходе k-го сумматора будет определяться следующим образом:

$$U_{4.k}(t) = 2U_m \cos \left[\varphi + \frac{4\pi(k-1)}{N} \right] \sin \left[2\omega t + \varphi - \frac{4\pi(k-1)}{N} \right]. \quad (3.23)$$

Далее это напряжение в каждом k -ом канале сдвигается на угол $\varphi_k = 2\pi(N-k+1)/N$ при помощи фазосдвигающих цепей 5.k, поэтому выходные напряжения фазосдвигающих цепей 5.k можно записать в виде:

$$U_{5.k}(t) = 2U_m \cos \left[\varphi + \frac{4\pi(k-1)}{N} \right] \sin(2\omega t + \varphi). \quad (3.24)$$

В воздушном зазоре N -фазной ИПЦ 6 возникают пульсирующие магнитные потоки, создаваемые каждой из обмоток статора 7, а СМП определяется согласно данным табл.2.2, п.2, в и имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_\Sigma(t) &= \sum_{k=1}^N I_{5.k}(t) \dot{M}_k = - \sum_{k=1}^N \left(\frac{2U_m}{\omega L} \right) \cos \left[\varphi + \frac{4\pi(k-1)}{N} \right] \cos(2\omega t + \varphi) \cdot \\ &\cdot M \exp \left[\frac{j2\pi(k-1)}{N} \right] = - \left(\frac{NU_m M}{\omega L} \right) \exp(-j\varphi) \cos(2\omega t + \varphi). \end{aligned} \quad (3.25)$$

Если в этом случае ротор 8 запитать переменным напряжением с выхода удвоителя частоты 2, то в результате взаимодействия магнитного потока ротора $\dot{\Phi}_p(t) = I_p(t) \dot{M}_0 = -\Phi_{mp} \exp(j0) \cos(2\omega t + \varphi)$ с СМП статора, определяемым формулой (3.25), возникает вращающий момент, поворачивающий ротор, механически связанный с отсчётным устройством 9, на угол $\alpha = \arg\{\dot{\Phi}_\Sigma(t)\} = \hat{\varphi} = -\varphi$.

При этом модуль СМП равен $\text{mod}\{\dot{\Phi}_\Sigma(t)\} = -0,5N\Phi_{m.СТ} \cos(2\omega t + \varphi)$, где $\Phi_{m.СТ} = 2U_m M / \omega L$.

Таким образом, в фазометре гармонических сигналов с индикацией на переменном токе, структурная схема которого приведена на рис. 3.5, угол поворота ротора α будет равен разности фаз между входными сигналами φ , а модуль СМП статора является гармонической функцией.

В случае МВП радиоимпульсных сигналов мгновенные значения входных сигналов фазометра в интервале времени $t_1 < t < t_2 + \tau$ изменяются по гармоническому закону, а вне этого интервала времени сигнал равен нулю. Имеется в виду, что сигналы с амплитудно-импульсной модуляцией перекрываются во времени. При этом длительность радиоимпульсов τ ограничена инерционностью ИПЦ и составляет величину порядка 0.1 с. Однако в радиолокации, навигации и измерительной технике часто приходится иметь дело с измерением УФС между несущими колебаниями радиоимпульсных сигналов, длительность которых составляет единицы - десятки микросекунд.

В этом случае может быть использован фазометр с МВП коротких радиоимпульсных сигналов, в котором ИПЦ работает в индикаторном режиме на переменном токе (статическое МВП) и описывается математической моделью рис. 2.14, структурная схема которого приведена на рис. 3.6. Фазометр состоит из амплитудного детектора 1, фазосдвигающих цепей на $2\pi/N$ 2.1,..., 2.k,...,

2.N-1, ФД 3.1, 3.2,..., 3.k, 3.k+1,..., 3.N-1, 3.N, N-фазной ИПЦ со статором 4, ротором 5 и отсчётного устройства 6.

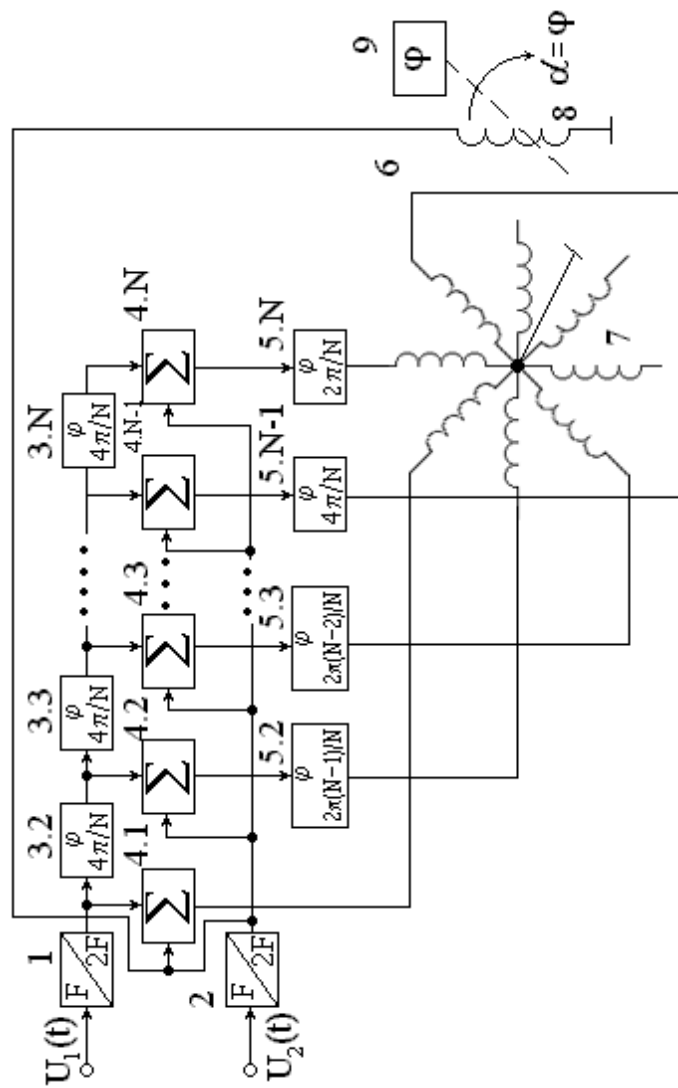


Рис. 3.5. Структурная схема фазометра гармонических сигналов с индикацией на переменном токе

Фазометр работает следующим образом. Входные напряжение $U_1(t) = U_{m1} \sin \omega t \{1(t) - 1(t - \tau)\}$ и $U_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi) \{1(t) - 1(t - \tau)\}$ поступают на входы ФД 3.1, 3.2, ..., 3.k, 3.k+1, ..., 3.N-1, 3.N, причём напряжение $U_1(t)$ непосредственно, а напряжение $U_2(t)$ - через определённое количество каскадно соединённых фазосдвигающих цепей на $2\pi/N$ 2.1, ..., 2.k, ..., 2.N-1. При этом напряжение на выходе k-ой фазосдвигающей цепи на $2\pi/N$ будет иметь вид $U_{2k}(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi + 2\pi k/N) \{1(t) - 1(t - \tau)\}$. В этом случае выходной ток k-го ФД можно записать в виде:

$$I_{Дк}(t) = KK_{\text{БК}} T \int_0^T U_{m1} \sin \omega t \{1(t) - 1(t - \tau)\} \cdot U_{m2} \sin \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \{1(t) - 1(t - \tau)\} dt = 0,5 KK_{\text{БК}} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \{1(t) - 1(t - \tau)\}, \quad (3.26)$$

где $K_{\text{Дк}}$ - коэффициент передачи k-го ФД; K - коэффициент пропорциональности; N - количество статорных обмоток ИПЦ; $1(t)$ - функция включения; $1(t - \tau)$ - функция включения, сдвинутая на длительность радиоимпульса τ ; Ω - резонансная частота параллельных резонансных контуров, образованных конденсаторами C и индуктивностями статорных и роторной обмоток М-фазной ИПЦ.

Видеоимпульсы тока, определяемые соотношениями (3.26), подаются на статорные обмотки N-фазной ИПЦ, которые зашунтированы конденсаторами C . Коэффициент передачи параллельного резонансного контура в операторной форме равен:

$$Z(p) = \frac{p}{C(p^2 + 2\gamma p + \Omega^2)}, \quad (3.27)$$

где $\gamma = \Omega/2Q$ - коэффициент затухания контура; Q - добротность контура.

Для нахождения стационарных откликов параллельных резонансных контуров на видеоимпульс тока воспользуемся операционным исчислением (преобразованием Лапласа) [49].

Изображения по Лапласу токов (3.26) будут иметь вид:

$$I_{\text{БК}}(p) = 0,5 KK_{\text{БК}} U_{m1} U_{m2} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] p^{-1} [1 - \exp(-p\tau)] \quad (3.28)$$

Применяя обратное преобразование Лапласа к стационарному режиму, с учётом уравнений (3.27) и (3.28) из выражения

$$U_k(t) = (2\pi j)^{-1} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} I_{\text{Дк}}(p) Z(p) e^{pt} dp \quad (3.29)$$

получаем напряжение на k-ом параллельном резонансном контуре:

$$U_k(t) = 0,5 KK_{\text{БК}} U_{m1} U_{m2} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} \frac{\exp(pt) - \exp[p(t-\tau)]}{C(p^2 + 2\gamma p + \Omega^2)} dp. \quad (3.30)$$

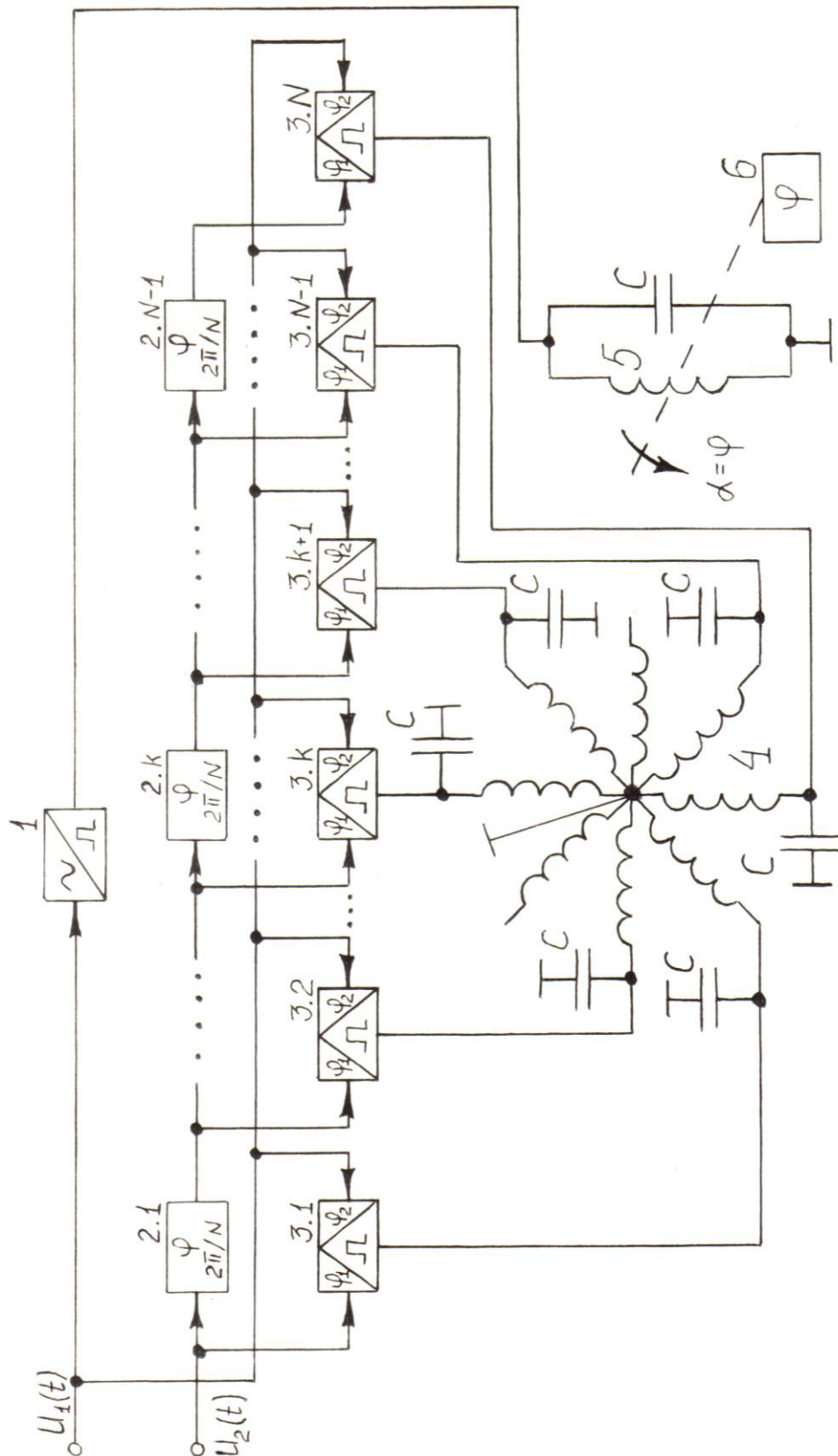


Рис. 3.6. Структурная схема фазометра с МВП коротких радиоимпульсных сигналов

Используя теорему о вычетах, после вычисления интегралов в (3.30) получаем:

$$U_k(t) = 0,5KK_{\text{Бк}}U_{m1}U_{m2}p \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot \exp(-\gamma t) \cdot$$

$$\cdot \{ \sin \Omega t - \exp(\gamma \tau) \sin \Omega(t - \tau) \}, \quad (3.31)$$

где $p = 1/\Omega C - \Omega L$ - характеристическое сопротивление резонансного контура.

Выражение (3.31) можно переписать следующим образом:

$$U_k(t) = 0,5KK_{\text{БК}}U_{m1}U_{m2}p\sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau} \cdot \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \sin[\Omega t + \Delta\varphi_\tau], \quad (3.32)$$

где $\Delta\varphi_\tau = \text{arctg} \frac{\exp(\gamma\tau)\sin\Omega\tau}{1 - \exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau}$ погрешность, возникающая за счёт конечной

длительности радиоимпульсов на входах фазометра; т.е. напряжения на контурах представляют собой слабозатухающие гармонические процессы, амплитуды которых пропорциональны $\cos[\varphi + 2\pi(k-1)/N]$.

Напряжения, определяемые выражением (3.32), вызывают в статорных обмотках N-фазной ИПЦ токи:

$$I_k(t) = -0,5KK_{\text{БК}}U_{m1}U_{m2}p\sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau} \cdot \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \cos[\Omega t + \Delta\varphi_\tau]. \quad (3.33)$$

В воздушном зазоре N-фазной ИПЦ возникают пульсирующие магнитные потоки $\dot{\Phi}_k(t)$, пропорциональные токам, определяемым выражением (3.33), которые с учётом пространственного расположения статорных обмоток имеют вид:

$$\dot{\Phi}_k(t) = I_k(t)M_k = -0,5KK_{\text{Дк}}U_{m1}U_{m2}M\sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau} \cdot \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \exp\left[\frac{j2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot \cos[\Omega t + \Delta\varphi_\tau]. \quad (3.34)$$

При выполнении условия $K_{\text{Дк}} = K_{\text{Д}} = \text{const}$ СМП статора запишется в виде:

$$\dot{\Phi}_k(t) = \sum_{k=1}^N I_k(t)M_k = -\sum_{k=1}^N 0,5KK_{\text{Д}}U_{m1}U_{m2}M\sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau} \cdot \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \exp\left[\frac{j2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot \cos[\Omega t + \Delta\varphi_\tau] = -0,5KNK_{\text{Д}}U_{m1} \cdot U_{m2}M\sqrt{1 + \exp(2\gamma\tau) - 2\exp(\gamma\tau)\cos\Omega\tau} \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \exp(-j\varphi) \cdot \cos[\Omega t + \Delta\varphi_\tau] \quad (3.35)$$

В случае $2\pi/\Omega \geq \tau$, что часто выполняется на практике, выражение (3.35) можно переписать следующим образом:

$$\dot{\Phi}_k(t) = -0,5KNK_{\text{Д}}U_{m1}U_{m2}M[1 - \exp(\gamma\tau)] \cdot \exp(-\gamma t) \exp(-j\varphi) \cdot \cos(\Omega t + \Delta\varphi_\tau). \quad (3.36)$$

Аналогично можно найти ток, который будет протекать в роторной обмотке N-фазной ИПЦ, зашунтированной ёмкостью C , при подаче на неё

напряжения $U_3(t) = K_1 U_{m1} \{1(t) - 1(t - \tau)\}$, где K_1 - коэффициент передачи амплитудного детектора 1:

$$I_p(t) = -KK_1 U_{m1} [1 - \exp(\gamma \tau)] \cdot \exp(-\gamma t) \cdot \cos(\Omega t + \Delta \varphi_\tau). \quad (3.37)$$

Магнитный поток, создаваемый роторной обмоткой ИПЦ, равен:

$$\dot{\Phi}_p(t) = I_p(t) M = -KK_1 U_{m1} M [1 - \exp(\gamma \tau)] \cdot \exp(-\gamma t) \exp(j0) \cdot \cos(\Omega t + \Delta \varphi_\tau). \quad (3.38)$$

В результате взаимодействия переменных магнитных полей статора и ротора N-фазной ИПЦ ротор занимает в пространстве положение, определяемое фазой СМП статора:

$$\alpha = \varphi_\Sigma - \varphi_p = \arg\{\dot{\Phi}_\Sigma(t)\} - \arg\{\dot{\Phi}_p(t)\} = -\varphi. \quad (3.39)$$

Следует отметить, что в этом случае осуществляется оптимальная обработка сигналов по критерию максимального правдоподобия. Фазу СМП статора можно определить по показаниям отсчётного устройства 6, механически связанного с ротором 5 N-фазной ИПЦ.

Благодаря тому, что осуществляется перенос измеряемой разности фаз на изменения амплитуд низкочастотных откликов фильтров, существующих во времени гораздо дольше, чем длительность радиоимпульсов, фазометр позволяет измерить УФС между несущими колебаниями коротких радиоимпульсов. Таким образом, осуществляется МВП коротких радиоимпульсных сигналов. Преобразованию подвергается как огибающее, так и несущее колебание, т.е. имеет место комбинированное МВП.

3.2. Разработка фазосдвигающих устройств на основе индуктивных параметрических цепей

3.2.1. Разработка автоматического компенсационного фазометра

Фазометр обычно представляет собой двухканальное устройство, при этом неидентичность фазовых характеристик каналов приводит к появлению дополнительной погрешности измерения. Для исключения этой составляющей погрешности можно использовать коммутационный метод измерения, при котором в первый полупериод коммутации снимается разностная фазовая характеристика каналов, во второй полупериод – сумма разностной фазовой характеристики каналов и измеряемой величины, результат же измерения за период коммутации определяется как разность результатов измерения за полупериоды коммутации, т.е. равен измеряемой величине.

На рис. 3.7 приведена структурная схема фазометра периодического сравнения, в котором ИПЦ работает в статическом режиме фазовращателя по математической модели рис. 2.13 при N=2. Фазометр состоит из электронного коммутатора 1, усилителей 2, 3, 8 и 9, преобразователей частоты 4 и 5, генератора 6, управляемого напряжением, системы ФАПЧ 7, генератора коммутирующих импульсов 10, цепи 90°-ного фазового сдвига 11, ВТ 12 со статорными косинусной 13, синусной 14 и роторной 15 обмотками, ФД 16, усилителя постоян-

ного тока 17, ЭД 18, преобразователя угла поворота в код 19 и цифрового индикатора 20 [134].

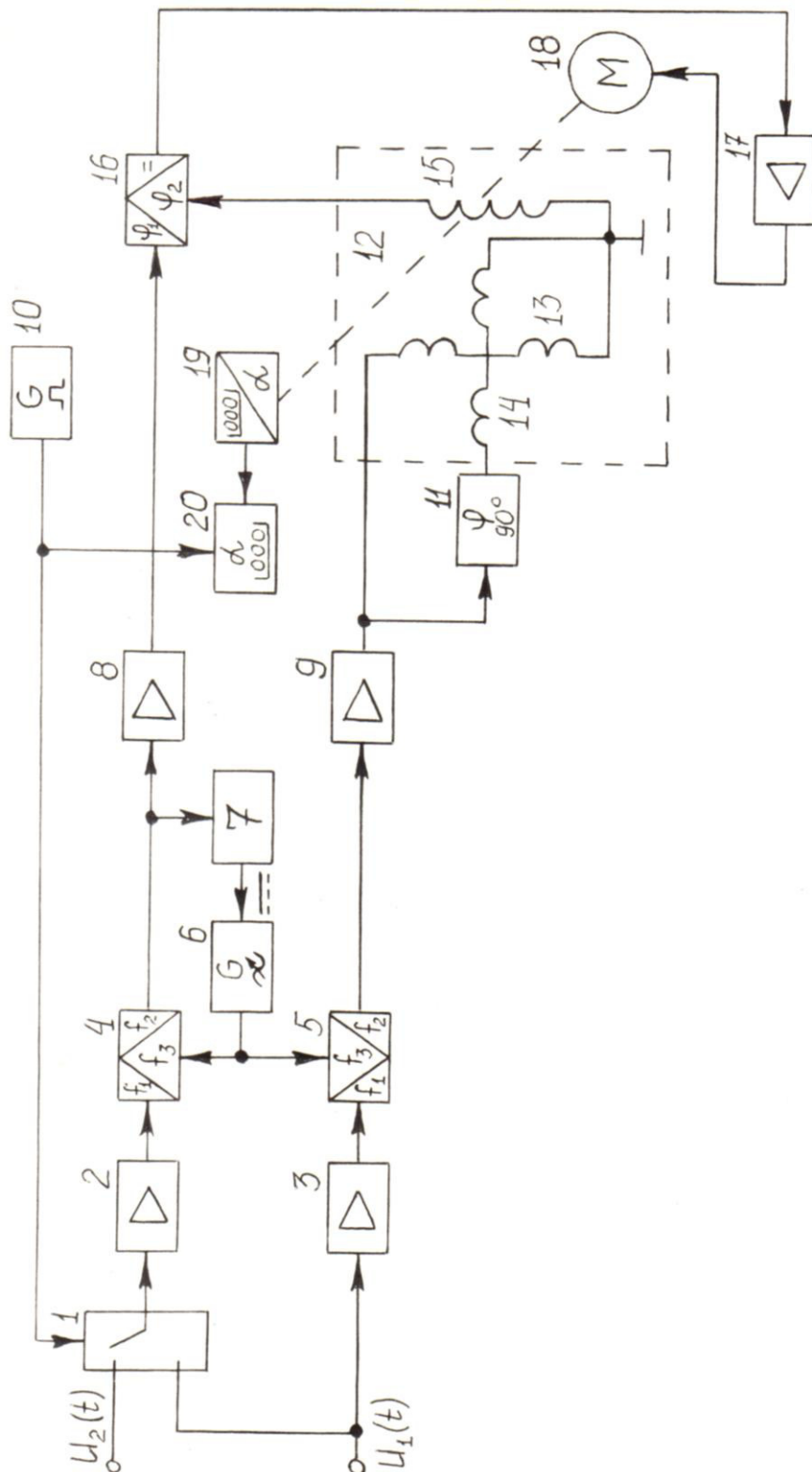


Рис. 3.7. Структурная схема фазометра периодического сравнения

Фазометр работает следующим образом. Входные гармонические напряжения $U_1(t) = U_{m1} \sin \omega t$ и $U_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$ подаются на входы электронного коммутатора 1, а напряжение $U_1(t)$ также подаётся на вход усилителя 3.

В первый полупериод коммутирующих импульсов генератора коммути-

рующих импульсов 10 напряжение с выхода электронного коммутатора 1 проходит через усилитель 2, преобразователь частоты 4, смещаясь (при помощи системы ФАПЧ 7 и генератора 6, управляемого напряжением) в нём на фиксированную частоту ω_0 , и усилитель 8, после этого принимая следующий вид:

$$U_8^1(t) = K_2(\omega)K_4(\omega)K_8(\omega_0)U_{m1} \sin[\omega_0 t + \varphi_2(\omega) + \varphi_4(\omega) + \varphi_8(\omega_0)]. \quad (3.40)$$

Аналогично можно определить выходное напряжение усилителя 8 во второй полупериод коммутирующих импульсов, когда на выходе электронного ключа 1 присутствует напряжение $U_2(t)$:

$$U_8^2(t) = K_2(\omega)K_4(\omega)K_8(\omega_0)U_{m2} \sin[\omega_0 t + \varphi + \varphi_2(\omega) + \varphi_4(\omega) + \varphi_8(\omega_0)]. \quad (3.41)$$

Во втором канале напряжение на выходе усилителя 9 будет иметь следующий вид:

$$U_9(t) = K_3(\omega)K_5(\omega)K_9(\omega_0)U_{m1} \sin[\omega_0 t + \varphi_3(\omega) + \varphi_5(\omega) + \varphi_9(\omega_0)]. \quad (3.42)$$

Это напряжение $U_9(t)$ подаётся на косинусную 13 обмотку статора непосредственно, а на синусную 14 обмотку статора - через цепь 90°-го фазового сдвига 11. При повороте роторной обмотки 15 ВТ 12, работающего в статическом режиме фазовращателя (см. математическую модель рис. 2.13), ЭД-ем 18 на угол α взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками изменяются, СМП статора определяется по таблице 2.2, п.1, а ЭДС в роторной обмотке имеет вид:

$$U_{15}(t) = U_{m15}(\alpha, \omega) \cos[\omega_0 t + \alpha + \varphi_3(\omega) + \varphi_5(\omega) + \varphi_9(\omega_0) + \Delta\varphi_{12}(\alpha)], \quad (3.43)$$

где $U_{m15}(\alpha, \omega)$ амплитуда напряжения $U_{15}(t)$, зависящая от α и ω ; $\Delta\varphi_{12}(\alpha)$ - нелинейная от α фазовая погрешность, вносимая ВТ 12.

В первый полупериод коммутирующих импульсов напряжение $U_8^1(t)$ вместе с напряжением $U_{15}(t)$ подаются на входы ФД 16, выходное напряжение которого можно определить следующим образом:

$$U_{16}^1 = K_{16} T^{-1} \int_0^T U_8^1(t) U_{15}(t) dt = 0,5 K_2(\omega) K_4(\omega) K_8(\omega_0) K_{16} U_{m1} U_{m15}(\alpha, \omega) \cdot \sin[\varphi_2(\omega) + \varphi_4(\omega) + \varphi_8(\omega_0) - \alpha - \varphi_3(\omega) - \varphi_5(\omega) - \varphi_9(\omega_0) - \Delta\varphi_{12}(\alpha)], \quad (3.44)$$

где K_{16} - коэффициент передачи ФД 16.

Напряжение U_{16}^1 через усилитель постоянного тока 17 поступает на ЭД 18, механически связанный с роторной обмоткой 15 ВТ 12, и поворачивает её до тех пор, пока напряжение U_{16}^1 не станет равным нулю, т.е. угол поворота ротора 15 будет равен:

$$\alpha_1 = \varphi_2(\omega) + \varphi_4(\omega) + \varphi_8(\omega_0) - \varphi_3(\omega) - \varphi_5(\omega) - \varphi_9(\omega_0) - \Delta\varphi_{12}(\alpha) = \Delta\varphi_k(\omega, \alpha), \quad (3.45)$$

где $\Delta\varphi_k(\omega, \alpha)$ - нелинейная от ω и α разностная фазовая характеристика каналов фазометра.

Значение угла поворота α_1 ротора 15 преобразуется в код в преобразователе угла поворота в код 19, механически связанном с ротором 15, и поступает на цифровой индикатор 20, где запоминается.

Аналогично, во второй полупериод коммутирующих импульсов генератора 10 на входы ФД 16 подаются напряжения $U_8^2(t)$ и $U_{15}(t)$. В этом случае напряжение на выходе ФД 16 будет определяться выражением:

$$U_{16}^2 = K_{16} T^{-1} \int_0^T U_8^2(t) U_{15}(t) dt = 0,5 K_2(\omega) K_4(\omega) K_8(\omega_0) K_{16} U_{m2} U_{m15}(\alpha, \omega) \cdot \sin[\varphi + \varphi_2(\omega) + \varphi_4(\omega) + \varphi_8(\omega_0) - \alpha - \varphi_3(\omega) - \varphi_5(\omega) - \varphi_9(\omega_0) - \Delta\varphi_{12}(\alpha)], \quad (3.46)$$

а угол поворота ротора 15 будет равняться.

Значение угла поворота ротора 15 α_2 также преобразуется в цифровой код и поступает на цифровой индикатор 20, в котором в конце периода коммутирующих импульсов сигналом с генератора 10 устанавливается режим вычитания результатов измерения за полупериоды, при этом оценка УФС между входными напряжениями равна:

$$\hat{\varphi} = \alpha_2 - \alpha_1 = \Delta\varphi_k(\omega, \alpha) + \varphi - \Delta\varphi_k(\omega, \alpha) = \varphi. \quad (3.47)$$

Таким образом, фазометр периодического сравнения, структурная схема которого приведена на рис. 3.7, позволяет проводить измерение УФС без влияния инструментальной погрешности, связанной с неидентичностью выполнения измерительных трактов. Однако, длительность полупериода коммутирующих импульсов ограничена инерционностью ВТ 12 и составляет не менее 0.1 с [54].

3.2.2. Исследование и разработка 90°-ной фазоразностной цепи на основе индуктивной параметрической цепи

В ряде задач антенной техники, при построении помехоустойчивых систем радиосвязи, локации, анализаторов частотных характеристик, фазорасщепителей и т.д. возникает необходимость в линейном преобразовании (расщеплении) исходного сигнала для получения нескольких напряжений с определёнными фазовыми соотношениями в широком диапазоне частот. Фазоразностная (или фазопостоянная) цепь - шестиполусная электрическая цепь с одной парой входных и двумя парами выходных зажимов, в которой между выходными напряжениями в заданном диапазоне частот сохраняются определённые амплитудные и фазовые соотношения [1]. Эти цепи относятся к неминимально-фазовым системам, т.к. их АЧХ при согласовании цепи по входу и выходу неоднозначно связана с ФЧХ [31].

Величина фазового сдвига между выходными напряжениями ФРЦ может быть любым числом, взятым из интервала $[0; \pi]$. Однако при использовании ФРЦ чаще всего требуется обеспечить фазовый сдвиг на 90° в наиболее широком диапазоне частот.

Задача формирования в заданном диапазоне частот двух напряжений с определёнными амплитудными соотношениями (в идеальном случае амплиту-

ды равны), сдвинутых по фазе на 90° , может быть решена с помощью ИПЦ – ВТ, работающего в статическом режиме фазовращателя.

На рис. 3.8 приведена структурная схема 90° -ной ФРЦ, в которой ИПЦ работает в статическом режиме фазовращателя по математической модели рис. 2.13 при $N=2$. Устройство содержит последовательный 1 и параллельный 2 резонансные LC-контур, ВТ 3 со статорными косинусной 4, синусной 5 и роторной 6 обмотками, ЭД 7, усилитель постоянного тока 8, ФД 9, регулируемый 10 и дифференциальный 11 усилители, а также амплитудные детекторы 12 и 13.

Устройство работает следующим образом. Входное напряжение $U_{ex}(t) = U_m \sin \omega t$ поступает на входы последовательного 1 и параллельного 2 резонансных LC - контуров, выходные напряжения которых $U_1(t)$ (снятое с ёмкости последовательного резонансного LC-контур) и $U_2(t)$ будут определяться следующими соотношениями:

$$U_1(t) = \frac{U_m}{r_1 \omega C \sqrt{1 + a_1^2}} \sin\left(\frac{\omega t - \pi}{2 - \arctg(a_1)}\right) = -\frac{U_m}{r_1 \omega C \sqrt{1 + a_1^2}} \cos(\omega t - \arctg(a_1)); \quad (3.48)$$

$$U_2(t) = \frac{U_m L}{R_r r_2 C \sqrt{1 + a_2^2}} \sin(\omega t - \arctg(a_2)) \quad (3.49)$$

где $a_1 = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r_1} = \frac{2\Delta f}{f_0} Q_1$, $a_2 = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r_2} = \frac{2\Delta f}{f_0} Q_2$ - обобщённые расстройки контуров;

r_1, r_2, L, C, Q_1, Q_2 - соответственно сопротивления потерь, индуктивности, ёмкости и добротности контуров;

R_r - сопротивление источника тока.

Токи, протекающие в статорных обмотках ВТ 3, будут иметь вид:

$$I_4(t) = -\frac{U_m}{\omega^2 r_1 C L_{CT} \sqrt{1 + a_1^2}} \sin(\omega t - \arctg(a_1)); \quad (3.50)$$

$$I_5(t) = -\frac{U_m L}{\omega L_{CT} R_r r_2 C \sqrt{1 + a_2^2}} \cos(\omega t - \arctg(a_2)), \quad (3.51)$$

где L_{CT} - индуктивность статорных обмоток 4 и 5 ВТ 3.

При идентичности контуров $Q_1 = Q_2 = Q$, $r_1 = r_2 = r$, $a_1 = a_2 = a$ и $\dot{M}_5 = M \exp(j\alpha)$, $\dot{M}_4 = M \exp[j(\alpha + \pi/2)]$ СМП статора определим с помощью соотношений (3.50), (3.51) и (2.4):

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = I_4(t) \dot{M}_4 + I_5(t) \dot{M}_5 = -\frac{U_m M}{\omega L_{CT} r C \sqrt{1 + a^2}} \{j\omega^{-1} \exp(j\alpha) \sin(\omega t - \arctg(a)) +$$

$$+ LR_F^{-1} \exp(j\alpha) \cos(\omega t - \arctg(a))\}. \quad (3.52)$$

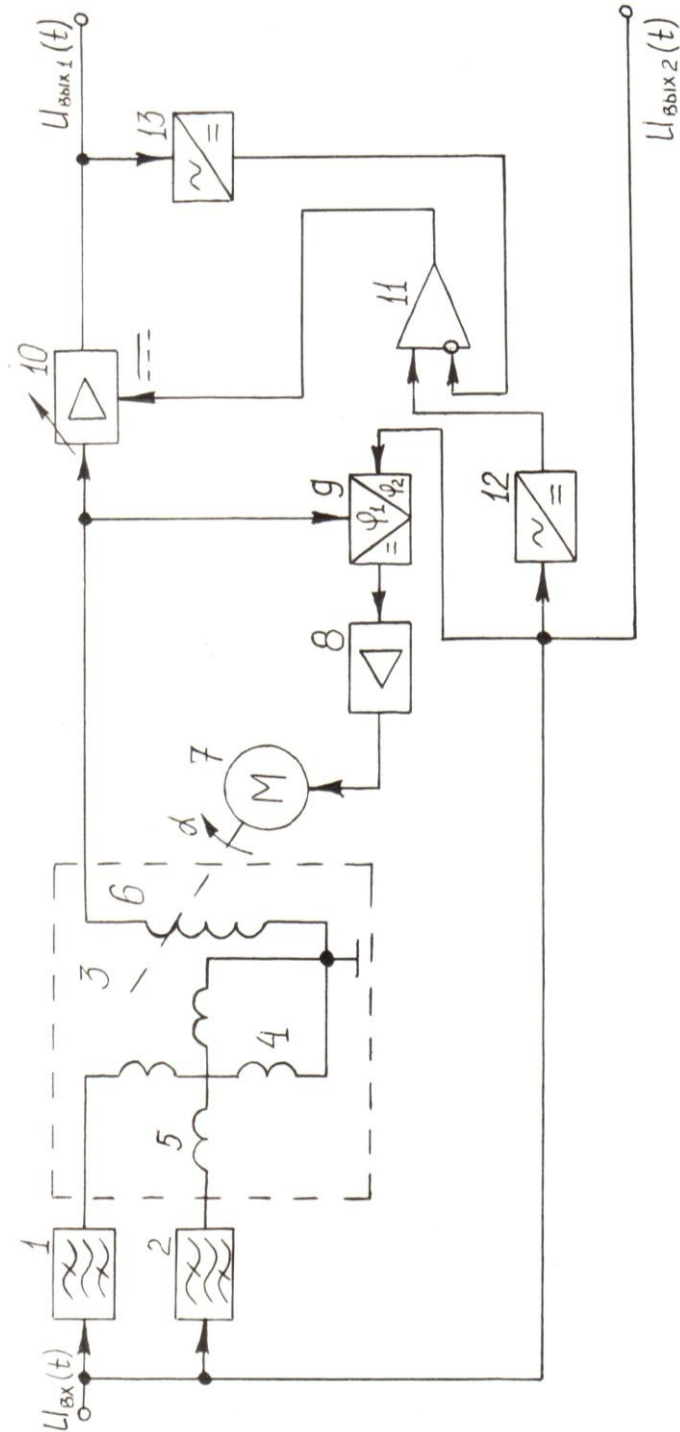


Рис. 3.8. Структурная схема 90°-ной ФРЦ на ИПЦ

Далее из выражений (3.52) и (2.5) найдём мгновенное значение напряжения в роторной обмотке 6 ВТ 3:

$$U_p(t) = \frac{U_m M}{L_{CT} r C \sqrt{1+a^2}} \left\{ \frac{\sin \alpha}{\omega} \cos(\omega t - \arctg(a)) + \frac{L}{R_F} \cos \alpha \sin(\omega t - \arctg(a)) \right\} =$$

$$= \frac{U_m M}{\omega L_{CT} r C \sqrt{1+a^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega^2 L^2}{R_F^2 - 1} \right) \cos^2 \alpha} \cdot \cos \left(\omega t + \arctg \frac{R_F \operatorname{tg} \alpha - a \omega L}{\omega L + a R_F \operatorname{tg} \alpha} \right). \quad (3.53)$$

Напряжение, определяемое формулой (3.53), и выходное напряжение ФРЦ поступают на входы ФД 9, на выходе которого получим напряжение:

$$U_9 = K_9 T^{-1} \int_0^T U_p(t) U_{ex}(t) dt = \frac{U_m M K_9}{2\omega L_{CT} r C \sqrt{1+a^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega^2 L^2}{R_r^2 - 1} \right) \cos^2 \alpha} \cdot \cos \left(\operatorname{arctg} \frac{R_r \operatorname{tg} \alpha - a\omega L}{\omega L + aR_r \operatorname{tg} \alpha} \right), \quad (3.54)$$

где K_9 - коэффициент передачи ФД 9.

После этого напряжение U_9 через усилитель постоянного тока 8 поступает на ЭД 7, который поворачивает ротор 6 ВТ 3 до тех пор, пока напряжение U_9 не станет равным нулю, т.е. пока не будет выполняться равенство

$$\operatorname{arctg} \frac{R_r \operatorname{tg} \alpha - a\omega L}{\omega L + aR_r \operatorname{tg} \alpha} = -\frac{\pi}{2}.$$

Последнее равенство будет выполняться при выполнении двух условий:

$$\left. \begin{aligned} \omega L + aR_r \operatorname{tg} \alpha &= 0; \\ R_r \operatorname{tg} \alpha - a\omega L &< 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.55)$$

Из первого условия (3.55) можем определить угол поворота ротора 6, при котором напряжение U_9 равняется нулю:

$$\alpha = -\operatorname{arctg} \frac{\omega L}{aR_r} = -\operatorname{arctg} \frac{r}{R_r \left(1 - \omega_0^2 / \omega^2 \right)}. \quad (3.56)$$

Второе условие (3.55) после подстановки в него значения для $\operatorname{tg} \alpha$ принимает вид $-a^{-1} < a$, т.е. выполняется при $a > 0$ для $\omega > \omega_0$, накладывая ограничение на рабочий диапазон частот ФРЦ.

Подставив выражение (3.56) в выражение (3.53), получим:

$$U_p(t) = -\frac{U_m M \omega L}{L_{CT} \sqrt{\left(\omega^2 / \omega_0^2 - 1 \right)^2 R_r^2 + r^2 \omega^4 / \omega_0^4}} \cos \omega t = U_{mp}(\omega) \cos \omega t. \quad (3.57)$$

Напряжения на выходах ФРЦ (в предположении, что регулируемый усилитель 10 не вносит фазовых искажений) будут иметь вид:

$$U_{\text{ВЫХ1}}(t) = -\frac{U_m M \omega L K_{10}}{L_{CT} \sqrt{\left(\omega^2 / \omega_0^2 - 1 \right)^2 R_r^2 + r^2 \omega^4 / \omega_0^4}} \cos \omega t;$$

$$U_{\text{ВЫХ2}}(t) = U_{\text{ВХ}}(t) = U_m \sin \omega t,$$

где K_{10} - коэффициент передачи регулируемого усилителя 10.

Для того, чтобы сделать амплитуду напряжения $U_{\text{ВЫХ1}}(t)$ не зависящей от частоты, необходимо, чтобы коэффициент передачи K_{10} регулируемого усилителя 10 был функцией частоты. Это можно сделать, протектировав напряже-

ния $U_{\text{ВХ}}(t)$ и $U_{\text{ВЫХ1}}(t)$, а разностью этих напряжений управлять коэффициентом передачи регулируемого усилителя 10:

$$\begin{aligned} U_{12} &= K_{\text{Д12}} U_m; \\ U_{13} &= K_{10} K_{\text{Д13}} U_{mp}(\omega); \\ U_{11} &= U_{12} = U_{13} = K_{\text{Д12}} U_m - K_{10} K_{\text{Д13}} U_{mp}(\omega). \end{aligned}$$

Процесс регулирования будет продолжаться до тех пор, пока напряжение U_{11} не станет равным нулю, тогда выражение для K_{10} можно записать следующим образом:

$$K_{10} = \frac{K_{\text{Д12}} L_{\text{СТ}} \sqrt{(\omega^2 / \omega_0^2 - 1)^2 R_r^2 + r^2 \omega^4 / \omega_0^4}}{K_{\text{Д13}} M \omega L}, \quad (3.58)$$

а при условии $R_r \gg r$ - переписать:

$$K_{10} = \frac{K_{\text{Д12}} L_{\text{СТ}} R_r (\omega^2 - \omega_0^2)}{K_{\text{Д13}} M \omega}. \quad (3.59)$$

Выражение (3.59) имеет физический смысл при $\omega > \omega_0$, что вытекало из второго условия (3.55), при этом $U_{\text{ВЫХ}}(t) = -(K_{\text{Д12}} U_m / K_{\text{Д13}}) \cos \omega t$.

Однако, выражения (3.56) и (3.59) не учитывают асимметрии пространственного расположения статорных обмоток ВТ и фазового сдвига, вносимого регулируемым усилителем. На рис. 3.9 приведена структурная схема 90°-ной ФРЦ [136], в которой учтены отмеченные мешающие факторы, а обозначения элементов структурной схемы соответствует обозначению элементов структурной схемы рис. 3.8.

Устройство работает следующим образом. Входное напряжение $U_{\text{ВХ}}(t) = U_m \sin \omega t$ поступает на входы последовательного 1 и параллельного 2 резонансных LC-контуров, выходные напряжения которых будут определяться соотношениями (3.48) и (3.49), а СМП запишется так:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{\Sigma}(t) &= -\frac{U_m M}{\omega L_{\text{СТ}} r C \sqrt{1+a^2}} \{ j \omega^{-1} \exp(j\alpha) \sin(\omega t - \arctg(a)) + \\ &+ L R_r^{-1} \exp[j(\alpha + \Delta\alpha)] \cdot \cos(\omega t - \arctg(a)) \}. \end{aligned} \quad (3.60)$$

Мгновенное значение напряжения в роторной обмотке б с учётом малости асимметрии пространственного расположения статорных обмоток ($\Delta\alpha \ll 1$) будет определяться из следующего соотношения:

$$\begin{aligned} U_p(t) &= \frac{U_m M}{L_{\text{СТ}} r C \sqrt{1+a^2}} \left\{ \frac{\sin \alpha}{\omega} \cos(\omega t - \arctg(a)) + \frac{L}{R_r} \cos(\alpha + \Delta\alpha) \sin(\omega t - \right. \\ &\left. - \arctg(a)) \right\} = \frac{U_m M}{L_{\text{СТ}} r C \sqrt{1+a^2}} \cos \alpha \cdot \sqrt{\omega^{-2} \text{tg}^2 \alpha + L^2 R_r^{-2} (1 - \Delta\alpha \text{tg} \alpha)^2}. \end{aligned}$$

$$\cdot \sin \left(\omega t + \operatorname{arctg} \frac{(R_T + \Delta \alpha \omega L) \operatorname{tg} \alpha - a \omega L}{(a R_T - \Delta \alpha \omega L) \operatorname{tg} \alpha + \omega L} \right). \quad (3.61)$$

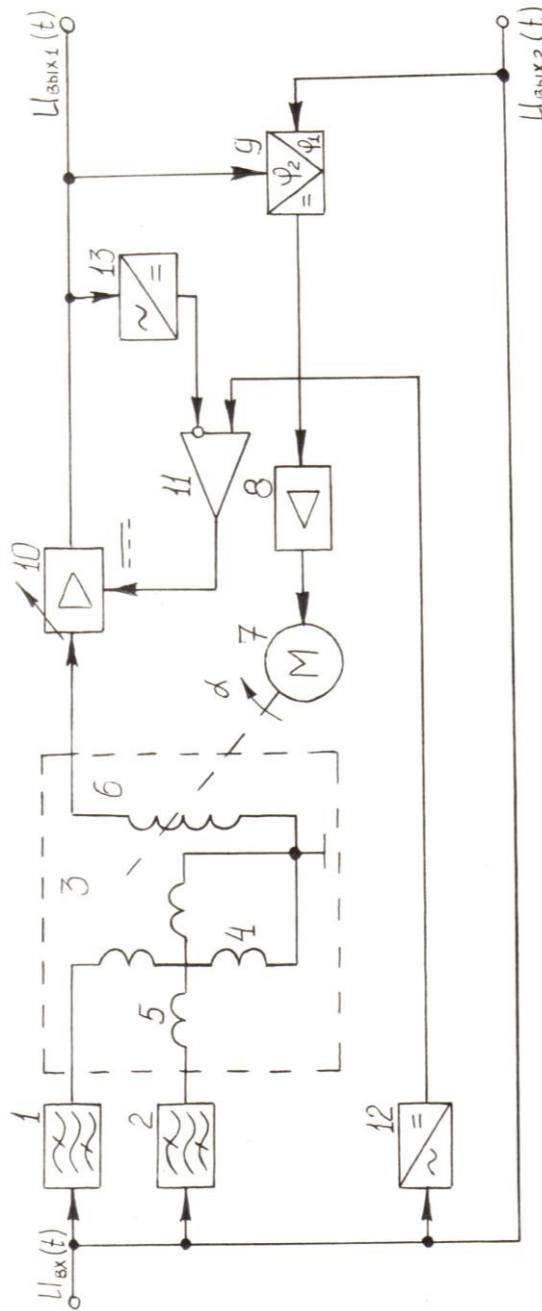


Рис. 3.9. Структурная схема 90°-ной ФРЦ, в которой учитываются погрешности ИПЦ и ФЧХ регулируемого усилителя

Выходное напряжение ФД 9 с учётом малости фазового сдвига, вносимого регулируемым усилителем 10 в рабочем диапазоне частот ($\sin \varphi_{10}(\omega) = \varphi_{10}(\omega)$, $\cos \varphi_{10}(\omega) = 1$) будет иметь вид:

$$U_9 = \frac{U_m M K_{10}(\omega) K_9}{2L_{CT} r C \sqrt{1+a^2}} \cos \alpha \cdot \sqrt{\omega^{-2} \operatorname{tg}^2 \alpha + L^2 R_T^{-2} (1 - \Delta \alpha \operatorname{tg} \alpha)^2} \cdot \cos \left\{ \operatorname{arctg} \frac{\omega L [\varphi_{10}(\omega) - a] + \operatorname{tg} \alpha [R_T (1 + a \varphi_{10}(\omega)) + \Delta \alpha \omega L (a - \varphi_{10}(\omega))]}{\omega L [a \varphi_{10}(\omega) + 1] + \operatorname{tg} \alpha [R_T (a - \varphi_{10}(\omega)) - \Delta \alpha \omega L (1 + a \varphi_{10}(\omega))]} \right\}. \quad (3.62)$$

Выражение (3.62) обращается в нуль при выполнении двух условий:

$$\left. \begin{aligned} \omega L[a\varphi_{10}(\omega) + 1] + \operatorname{tg}\alpha[R_\Gamma(a - \varphi_{10}(\omega)) - \Delta\alpha\omega L(1 + a\varphi_{10}(\omega))] &= 0; \\ \omega L[\varphi_{10}(\omega) - a] + \operatorname{tg}\alpha[R_\Gamma(1 + a\varphi_{10}(\omega)) + \Delta\alpha\omega L(a - \varphi_{10}(\omega))] &< 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.63)$$

Из первого условия (3.63) определим угол поворота ротора β , при котором напряжение U_ρ становится равным нулю:

$$\alpha = -\operatorname{arctg} \frac{\omega L(a\varphi_{10}(\omega) + \beta)}{R_\Gamma[a - \varphi_{10}(\omega)] - \Delta\alpha\omega L(1 + a\varphi_{10}(\omega))}, \quad (3.64)$$

который при $\Delta\alpha = 0$ и $\varphi_{10}(\omega) = 0$ совпадает с углом, определяемым из выражения (3.56). Второе условие (3.63) после преобразований для $|\varphi_{10}(\omega)| \leq 0,1$ будет иметь следующий вид:

$$a \geq \frac{1 + \varphi_{10}(\omega)}{1 - \varphi_{10}(\omega)} \approx 1,25. \quad (3.65)$$

а при решении относительно текущей частоты примет вид:

$$\omega \geq 0,625rL^{-1} + \sqrt{0,39r^2L^{-2} + \omega_0^2}. \quad (3.66)$$

Подставив выражение (3.64) в выражение (3.61), после несложных преобразований получим:

$$U_p(t) = -\frac{U_m MK_{10} \sqrt{1 + \varphi_{10}(\omega)}}{L_{CT} r C \sqrt{[R_\Gamma(a - \varphi_{10}(\omega)) - \Delta\alpha\omega L(1 + a\varphi_{10}(\omega))]^2 + \omega^2 L^2 (a\varphi_{10}(\omega) + 1)^2}} \cos \omega t.$$

Изменение коэффициента передачи K_{10} регулируемого усилителя 10 будет продолжаться до тех пор, пока напряжения U_{12} и U_{13} не станут равны, при этом выражение для K_{10} будет иметь вид:

$$K_{10} = -\frac{K_{Д12} L_{CT} r \omega C \sqrt{\left[\frac{R_\Gamma(a - \varphi_{10}(\omega))}{\omega L} - \Delta\alpha(1 + a\varphi_{10}(\omega)) \right]^2 + (a\varphi_{10}(\omega) + 1)^2}}{K_{Д13} M \sqrt{1 + \varphi_{10}(\omega)}}, \quad (3.67)$$

т.е. выражение (3.67) всегда будет иметь физический смысл, а при выборе частотного диапазона необходимо учитывать выражение (3.66). Тогда выходные напряжения ФРЦ будут выглядеть следующим образом:

$$U_{ВЫХ1}(t) = -\left(\frac{K_{Д12} U_m}{K_{Д13}} \right) \cos \omega t; \quad (3.68)$$

$$U_{ВЫХ2}(t) = U_{ВХ} = U_m \sin \omega t. \quad (3.69)$$

Таким образом, 90°-ные ФРЦ, структурные схемы которых приведены на рис. 3.8 и 3.9, позволяют в заданном диапазоне частот $\omega \geq \omega_0$ формировать квадратурные напряжения со стабильными амплитудными соотношениями, при

этом частота, определяемая элементами резонансных контуров L и C , выбирается исходя из заданного рабочего диапазона частот ФРЦ по соотношениям (3.55) и (3.66).

3.2.3. Исследование и разработка устройства задания угла фазового сдвига на основе индуктивной параметрической цепи

Устройства, в которых осуществляется регулирование УФС между двумя выходными напряжениями, получили название ИДГ. По режиму работы используемых в них ИПЦ ИДГ можно разделить на два вида. В первом случае ИПЦ используется в статическом режиме фазовращателя, а во втором – в тахометрическом режиме. Разрабатываемые ИДГ должны отвечать следующим требованиям [30].

1. Обеспечивать воспроизведение двух напряжений, амплитудные значения которых известны с погрешностью не более 1...5%. Диапазон изменения напряжений должен быть 40..100 дБ.

2. Сдвиг фаз между выходными напряжениями должен устанавливаться плавно от 0 до 360° с погрешностью не более 1°. В прецизионных ИДГ погрешность должна быть снижена до десятых, сотых долей градуса.

3. Коэффициент нелинейных искажений формы кривой выходных напряжений не должен превышать 2%. При воспроизведении сигналов импульсной формы параметры импульсов должны быть известны [38].

4. Подсоединение ИДГ к исследуемым схемам не должно изменять фазовых соотношений выходных напряжений, поэтому выходные сопротивления генератора должны быть минимальны.

5. Нестабильность частоты выходных напряжений должна быть от 10^{-4} до 10^{-6} .

6. Процедура измерения (отсчёта) напряжений и фазовых углов должна быть простой и по возможности не требовать вспомогательных устройств.

7. ИДГ должны обладать повышенной помехоустойчивостью, которая обеспечивается благодаря двухканальному принципу их построения.

В этом параграфе рассмотрим один из возможных режимов работы ИПЦ, применяемый для создания ИДГ.

На рис. 3.10 приведена структурная схема ИДГ на основе N -фазной ИПЦ [57], работающей в статическом режиме фазовращателя (см. математическую модель рис. 2.13), содержащего генератор 1, N -фазную ИПЦ 2 со статором 3 и ротором 4, $N-1$ фазосдвигающих цепей 5 на $2\pi/N$, усилитель 6 и отсчётное устройство 7.

Работает устройство следующим образом. Входной гармонический сигнал с генератора 1, который в комплексной форме имеет вид $\dot{U}_{BX}(t) = U_m \exp[j(\omega t + \varphi)]$, подаётся на $N-1$ фазосдвигающих цепей 5. Выходные напряжения фазосдвигающих цепей 5 подаются на статорные обмотки N -фазной ИПЦ, вызывая в них токи, которые соответственно равны:

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_1(t) &= \left[\frac{U_m}{j\omega L_1} \right] \exp[j(\omega t + \varphi)]; \\
 &\dots\dots\dots \\
 \dot{I}_k(t) &= \left[\frac{U_m K_{k-1}(\omega)}{j\omega L_k} \right] \exp\left\{ j \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \right\}; \\
 &\dots\dots\dots \\
 \dot{I}_N(t) &= \left[\frac{U_m K_{N-1}(\omega)}{j\omega L_N} \right] \exp\left\{ j \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(N-1)}{N} \right] \right\}, \quad (3.70)
 \end{aligned}$$

где L_k - индуктивность k -той обмотки статора 3;

$K_{k-1}(\omega)$ - коэффициент передачи $(k-1)$ -ой фазосдвигающей цепи 5.k-1.

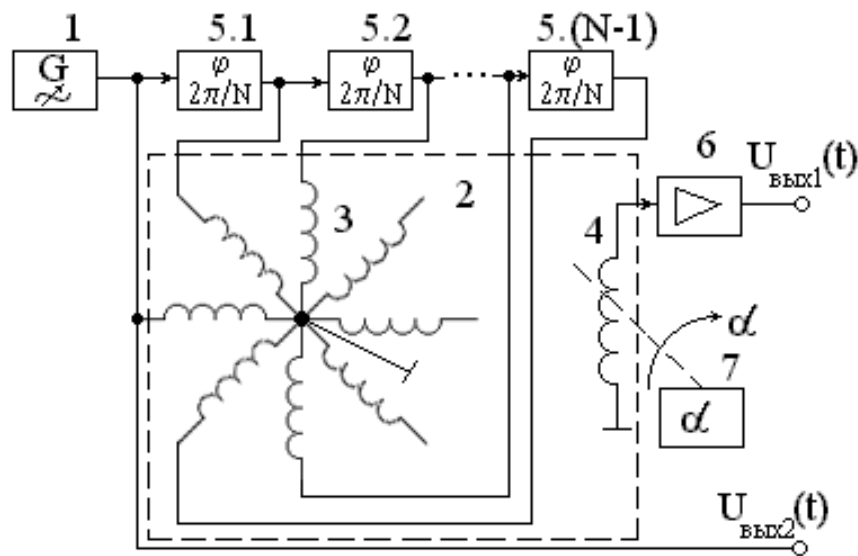


Рис. 3.10. Структурная схема ИДГ на основе N -фазной ИПЦ, работающей в статическом режиме фазовращателя

Изменение взаимной индуктивности между k -той статорной и роторной 4 обмотками запишем следующим образом: $M_k = M \cos[\alpha + 2\pi(K-1)/N]$. СМП, создаваемый статорными обмотками, имеет вид:

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi}_\Sigma &= \sum_{k=1}^N \dot{I}_k(t) M_k = \sum_{k=1}^N \left[\frac{U_m K_{k-1}(\omega) M}{j\omega L_k} \right] \cos \left[\alpha + \frac{2\pi(K-1)}{N} \right] \cdot \\
 &\quad \cdot \exp \left\{ j \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \right\}. \quad (3.71)
 \end{aligned}$$

Мгновенное значение напряжения, наведенного СМП (3.71) в роторной обмотке 4, будет иметь вид:

$$U_4(t) = 0.5 M U_m \cos(\omega t + \varphi - \alpha) \sum_{k=1}^N \left[\frac{K_{k-1}(\omega)}{L_k} \right] = U_m D(N, \alpha) \cos(\omega t + \varphi - \alpha), \quad (3.72)$$

где $D(N, \alpha)$ - амплитудный коэффициент, зависящий от N и α .

При условии симметрии устройства по амплитуде, т.е. при $K_{k-1}(\omega) = 1$ и $L_k = const = L_{CT}$ выражение (3.72) можно переписать так:

$$U_4(t) = 0.5k_{TP}NU_m \cos(\omega t + \varphi - \alpha). \quad (3.73)$$

Таким образом, УФС напряжения в роторной обмотке 4 относительно опорного $U_{BX}(t)$ зависит от пространственного положения ротора относительно неподвижного статора 3. Для того, чтобы амплитуды напряжений $U_4(t)$ и $U_{BX}(t)$ были одинаковыми, в устройстве предусмотрен усилитель 6 с постоянным коэффициентом передачи $K_6 = 2/k_{TP}N \approx D^{-1}(N, \alpha)$. В этом случае напряжения на выходах ИДГ можно записать как $U_{ВЫХ1}(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi - \alpha)$ и $U_{ВЫХ2}(t) = U_{BX}(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi)$.

Отсчитывая по отсчётному устройству 7 значение угла α , можно задавать УФС между выходными напряжениями, причём погрешность задания определяется точностью отсчёта по шкале отсчётного устройства 7.

Однако, при несимметричности ИПЦ по амплитуде и фазе возникает погрешность $\Delta\alpha(N, \alpha)$, вносимая фазовращателем, существенно зависящая от неравенства амплитуд магнитных потоков $\delta\Phi_k = \Delta\Phi_k / \Phi_k$ и асимметрии пространственного положения статорных обмоток.

Эти обстоятельства позволяют использовать ИПЦ в статическом режиме фазовращателя только в ИДГ, имеющих погрешность не менее $\pm 0.3^\circ$. Чаще всего фазовращатели подобного типа используются для самопроверки фазометров на частотах до нескольких МГц [20].

3.3. Исследование и разработка устройств с преобразованием спектра радиосигналов

3.3.1. Исследование и разработка фазометрических устройств с преобразованием спектра радиосигналов на индуктивных параметрических цепях

Под фазометрическими устройствами с преобразованием спектра радиосигналов на ИПЦ будем понимать фазометры с МВП (гармонических и радиоимпульсных сигналов) и измерители ГВЗ ЧП и линий связи. В таких устройствах ИПЦ работает в режиме преобразования спектра радиосигналов (смещение частоты, линейная балансная амплитудная модуляция, считывание информации при МВП).

3.3.1.1. Фазометры с масштабнo-временным преобразованием гармонических и радиоимпульсных сигналов

УФС между радиоимпульсами определяется как разность между их полными фазами:

$$\Delta\varphi = \arg\{\dot{U}_1(t)\} - \arg\{\dot{U}_2(t)\} = \varphi_1 - \varphi_2, \quad (3.74)$$

где $\dot{U}_1(t) = U_{m1} \exp[j(\omega t + \varphi_1)]$, $\dot{U}_2(t) = U_{m2} \exp[j(\omega t + \varphi_2)]$ - аналитические

(комплексные) сигналы, равные соответственно $\dot{U}_1(t) = U_1(t) + jU_1^\wedge(t)$ и $\dot{U}_2(t) = U_2(t) + jU_2^\wedge(t)$, при этом $U_1^\wedge(t)$ и $U_2^\wedge(t)$ - сигналы, сопряжённые по Гильберту сигналам $U_1(t)$ и $U_2(t)$.

Рассмотрим два наиболее важных случая МВП - МВП гармонических (действие входных сигналов фазометра не ограничено во времени) и радиоимпульсных (действие входных сигналов ограничено интервалом $\Pi(t) = 1(t) - 1(t - \tau)$, в пределах которого сигналы изменяются по гармоническому закону, вне этого интервала сигналы равны нулю) сигналов.

Сначала рассмотрим фазометры с МВП гармонических сигналов. На рис. 3.11 приведена структурная схема фазометра с МВП гармонических сигналов, в котором ИПЦ используется для смещения частоты (см. математическую модель рис. 2.13) [57]. Фазометр состоит из цепи 90° -ного фазового сдвига 1, ВТ 2 со статорными косинусной 3, синусной 4 и роторной 5 обмотками, ЭД 6, преобразователей частоты 7, 8 и фазоиндикатора 9.

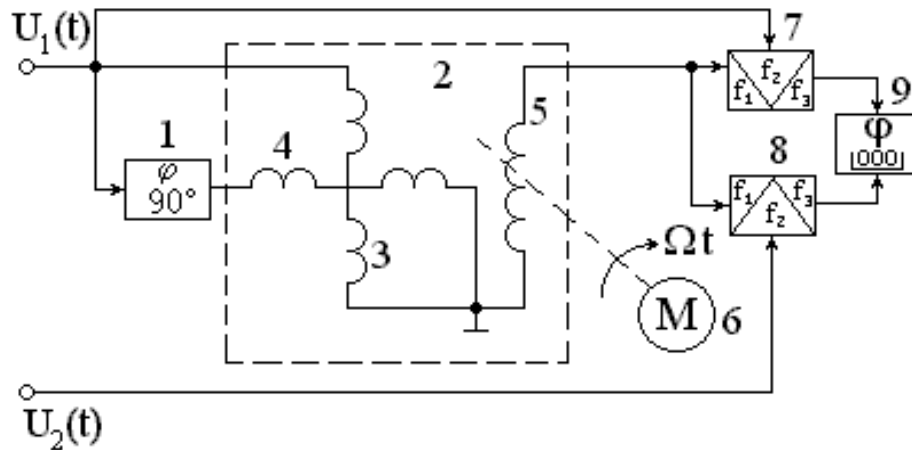


Рис. 3.11. Структурная схема фазометра с МВП гармонических сигналов, в котором ИПЦ используется для смещения частоты

Фазометр работает следующим образом. Входные гармонические напряжения $U_1(t) = U_{m1} \sin \omega t$ и $U_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$ подаются на вторые входы преобразователей частоты 7 и 8. На первые входы преобразователей частоты подаётся опорное напряжение $U_p(t)$ с роторной обмотки 5 ВТ 2, которое формируется следующим образом. Напряжение $U_1(t)$ подаётся на косинусную обмотку статора 3 непосредственно, а на синусную обмотку 4 - через цепь 90° -ного фазового сдвига 1, на выходе которой напряжение имеет вид $U_3(t) = -U_{m1} \cos \omega t$. При вращении роторной обмотки 5 ВТ 2 ЭД-ем 6 с УСВ Ω взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками равны $\dot{M}_1(t) = M \exp[j(\Omega t + \pi/2)]$ и $\dot{M}_2(t) = M \exp(j\Omega t)$. В этом случае СМП статора будет определяться согласно выражению (2.24):

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = -\left(\frac{U_{m1}}{\omega L}\right) \sin \omega t \cdot M \exp(j\Omega t) = -j \left(\frac{U_{m1}}{\omega L}\right) \exp[-j(\omega - \Omega)t], \quad (3.75)$$

где L - индуктивность статорных обмоток 3 и 4 ВТ 2.

ЭДС, наведенная магнитным потоком (3.75) в роторной обмотке 5, будет определяться из выражения (2.26) и иметь вид:

$$U_p(t) = -k_{TP}U_{m1} \left(\frac{1-\Omega}{\omega} \right) \cos(\omega - \Omega)t \approx -k_{TP}U_{m1} \cos(\omega - \Omega)t. \quad (3.76)$$

Таким образом, на входы преобразователя частоты 7 поступают напряжения $U_1(t)$ и $U_p(t)$, а на входы преобразователя частоты 8 - напряжения $U_2(t)$ и $U_p(t)$. Выходные напряжения преобразователей частоты 7 и 8 можно определить из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} U_7(t) &= -0,5k_7k_{TP}U_{m1}^2 \sin \Omega t ; \\ U_8(t) &= -0,5k_8k_{TP}U_{m1}U_{m2} \sin(\Omega t + \varphi), \end{aligned} \quad (3.77)$$

где K_7 и K_8 - коэффициенты передачи преобразователей частоты 7 и 8.

Далее напряжения (3.77), частота которых равняется УСВ ротора, подаются на фазоиндикатор 9, показания которого пропорциональны УФС между входными напряжениями $U_1(t)$ и $U_2(t)$, т.е. $\hat{\varphi} = \varphi$. Преимущество такого преобразования частоты заключается в том, что частота напряжения гетеродина (напряжение в роторной обмотке $U_p(t)$), которая равняется $\omega_1 = \omega - \Omega$, близка по величине к частоте сигнала ω , а $\omega \gg \Omega$. Это позволяет уменьшить погрешность МВП, возникающую за счёт наличия комбинационных составляющих в спектре тока преобразователей частоты 7 и 8. Однако, если коэффициент передачи цепи 90° -ного фазового сдвига 1 будет отличаться от единицы, то при измерении УФС между напряжениями $U_1(t)$ и $U_2(t)$ возникает ошибка, определяемая следующим соотношением:

$$\Delta\varphi = \hat{\varphi} - \varphi = \arctg \frac{\varepsilon \sin 2\varphi}{2(1 + \varepsilon \sin^2 \varphi)}, \quad (3.78)$$

где $\varepsilon = (U_{m3} - U_{m1})/U_{m1}$ - относительное отклонение амплитуды U_{m3} от U_{m1} .

При небольших значениях ε из уравнения (3.78) при $U_{m3} \neq U_{m1}$ максимальную фазовую погрешность можно определить как $\Delta\varphi_{\max} \approx 0,5\varepsilon$.

Для измерения УФС между двумя гармоническими колебаниями может быть использован фазометр с МВП, в котором ИПЦ используется для получения двухканального сигнала с балансной амплитудной модуляцией (см. математическую модель рис. 2.17 при $N = 2$), структурная схема которого изображена на рис. 3.12. Фазометр состоит из ВТ 1 с роторной 2 и статорными косинусной 3 и синусной 4 обмотками, ЭД 5, преобразователей частоты 6, 7 и 8, цепи 90° -ного фазового сдвига 9, сумматора 10 и фазоиндикатора 11.

Фазометр работает следующим образом. Входное гармоническое напряжение $U_1(t) = U_{m1} \sin \omega t$ подаётся на роторную обмотку 2 ВТ 1. При вращении роторной обмотки 2, механически связанной с ЭД-ем 5, с УСВ Ω взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками равны

$\dot{M}_3(t) = M \exp(j\Omega t)$ и $\dot{M}_4(t) = M \exp[j(\Omega t + \pi/2)]$. В этом случае магнитные потоки статора будут определяться из табл. 2.2, п. 3, 6 и иметь вид:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_3(t) &= -\left(\frac{U_{m1}}{2\omega L_p}\right) \{ \exp[-j(\omega - \Omega)t] + \exp[j(\omega + \Omega)t] \}; \\ \dot{\Phi}_4(t) &= -j\left(\frac{U_{m1}}{2\omega L_p}\right) \{ \exp[-j(\omega - \Omega)t] + \exp[j(\omega + \Omega)t] \} = j\dot{\Phi}_3(t). \end{aligned} \quad (3.79)$$

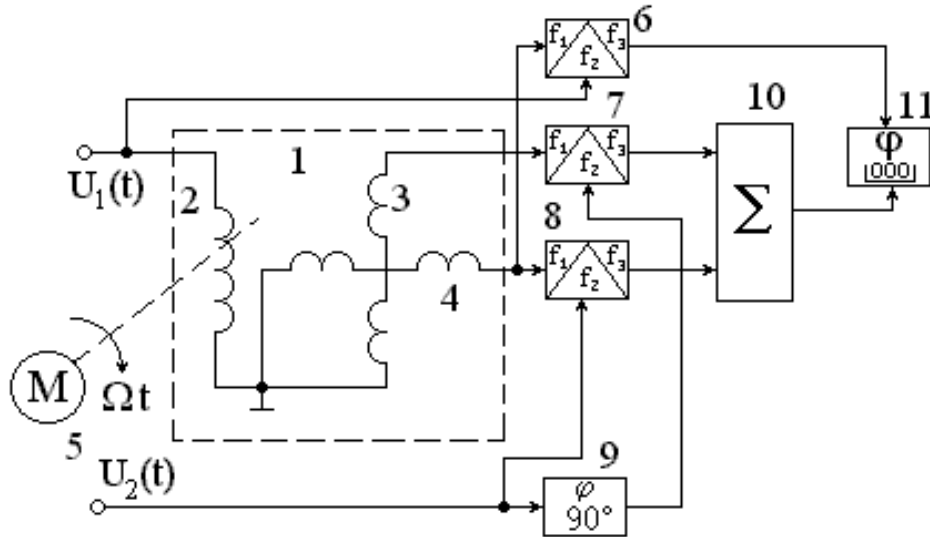


Рис. 3.12. Структурная схема фазометра с МВП гармонических сигналов, в котором ИПЦ используется для получения двухканальных сигналов

ЭДС, наведенные магнитными потоками (3.79) в статорных обмотках 3 и 4, при выполнении условия $\omega \geq \Omega$ определяются из (2.32) и (2.33):

$$\begin{aligned} U_3(t) &= 0,5k_{TP}U_{m1} \{ \sin(\omega - \Omega)t + \sin(\omega + \Omega)t \}; \\ U_4(t) &= 0,5k_{TP}U_{m1} \{ -\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t \}, \end{aligned} \quad (3.80)$$

где L_p - индуктивность роторной обмотки 2 ВТ 1.

Как видно из выражений (3.80), ЭДС, наведенные в статорных обмотках 3 и 4 ВТ 1, аналогичны АМС с подавленной несущей, т.е. ВТ 1 работает в режиме двухканального линейного балансного амплитудного модулятора.

Далее напряжения $U_3(t)$ и $U_4(t)$ подаются на первые входы преобразователей частоты 7 и 8, на вторые входы которых подаются напряжения $U_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$ и выходное напряжение цепи 90°-ного фазового сдвига 9 $U_9(t) = -K_9 U_{m2} \cos(\omega t + \varphi)$. Выходные напряжения преобразователей частоты 7 и 8 можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} U_7(t) &= 0,5k_{TP}k_7k_9U_{m1} \sin \varphi \cdot \cos \Omega t; \\ U_8(t) &= -0,5k_{TP}k_8U_{m1}U_{m2} \cos \varphi \cdot \sin \Omega t, \end{aligned} \quad (3.81)$$

где K_7, K_8 и K_9 - соответственно коэффициенты передачи преобразователей частоты 7 и 8 и цепи 90°-ного фазового сдвига 9.

При выполнении условия $K_7 K_9 = K_8 = K$ напряжение на выходе сумматора 10 будет иметь следующий вид:

$$U_{10}(t) = U_7(t) + U_8(t) = -0,5k_{TP}kU_{m1}U_{m2} \sin(\Omega t - \varphi). \quad (3.82)$$

Опорное колебание формируется в преобразователе частоты 6 при подаче на него напряжений $U_1(t)$ и $U_4(t)$:

$$U_6(t) = -0,5k_{TP}k_6U_{m1}^2 \sin \Omega t, \quad (3.83)$$

где K_6 - коэффициент передачи преобразователя частоты 6.

Далее напряжения в опорном и измерительном каналах $U_6(t)$ и $U_{10}(t)$ подаются на входы фазоиндикатора 11, показания которого пропорциональны УФС между входными напряжениями $U_1(t)$ и $U_2(t)$, т.е. $\hat{\varphi} = \varphi$.

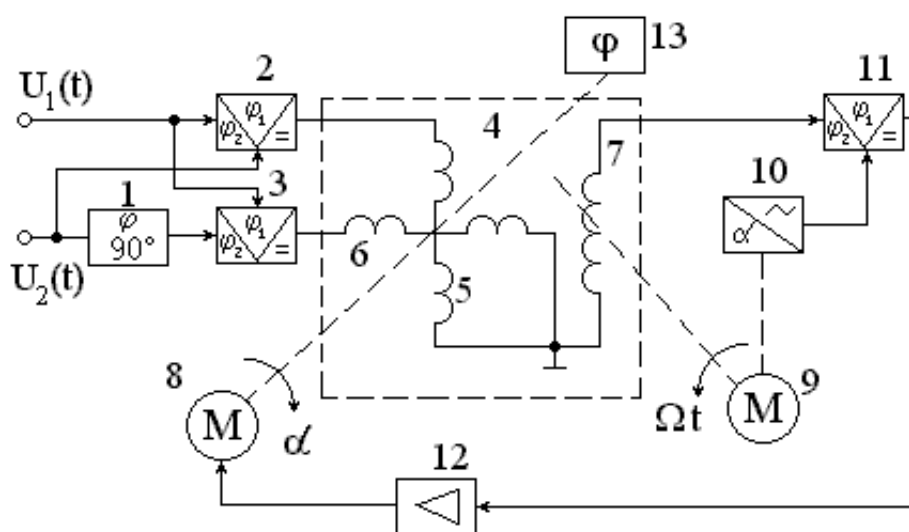


Рис. 3.13. Структурная схема компенсационного фазометра с МВП

Таким образом, в фазометре, структурная схема которого приведена на рис. 3.12, происходит несмещённая оценка параметра входного сигнала за счёт исключения погрешности измерения УФС из-за возможного неравенства амплитуд входных напряжений.

Для измерения УФС между двумя гармоническими напряжениями также может быть использован компенсационный фазометр с МВП, в котором ИПЦ используется для считывания информации при МВП (см. математическую модель рис. 2.13 при $N=2$) [57, 129], структурная схема которого приведена на рис. 3.13. Фазометр состоит из цепи 90° -ного фазового сдвига 1, ФД 2, 3 и 11, ВТ 4 со статорными косинусной 5, синусной 6 и роторной 7 обмотками, ЭД 8 и 9, тахогенератора 10, усилителя постоянного тока 12 и отсчётного устройства 13.

Фазометр работает следующим образом. Входные гармонические напряжения $U_1(t) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi)$ и $U_2(t) = U_{m2} \sin \omega t$ подаются на входы ФД 2 непосредственно, а на входы ФД 3 - напряжение $U_1(t)$ непосредственно, а напряжение $U_2(t)$ - через цепь 90° -ного фазового сдвига 1. Напряжения на выходе

цепи 90°-ного фазового сдвига $U_3(t)$, ФД 2 U_4 и 3 U_5 можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} U_3(t) &= -k_1 U_{m2} \cos \omega t; \\ U_4 &= K_2 T^{-1} \int_0^T U_1(t) U_2(t) dt = 0,5 K_2 U_{m1} U_{m2} \cos \varphi; \\ U_5 &= K_3 T^{-1} \int_0^T U_1(t) U_3(t) dt = -0,5 K_1 K_3 U_{m1} U_{m2} \sin \varphi. \end{aligned} \quad (3.84)$$

где $T = 2\pi/\omega$ - период интегрирования ФД 2 и 3; K_1, K_2 и K_3 - соответственно коэффициенты передачи цепи 90°-ного фазового сдвига 1 и ФД 2 и 3.

Напряжения U_4 и U_5 вызывают в статорных обмотках 5 и 6 ВТ 4 токи $I_5 = U_4/r_5$ и $I_6 = U_5/r_6$, где r_5 и r_6 - активные сопротивления статорных обмоток 5 и 6. Если в этом случае роторную обмотку 7, механически соединённую с ЭД 9, привести во вращение с УСВ Ω , то взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками будут равны $M_5(t) = M \exp[j(\Omega t + \alpha)]$ и $M_6(t) = M \exp[j(\Omega t + \pi/2 + \alpha)]$. Тогда СМП статора будет определяться из выражения (2.34) и иметь вид:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_\Sigma(t) &= \left(\frac{U_4 M}{r_5} \right) \exp[j(\Omega t + \alpha)] + j \left(\frac{U_5 M}{r_6} \right) \exp[j(\Omega t + \alpha)] = \\ &= 0,5 U_{m1} U_{m2} M \exp[j(\Omega t + \alpha)] \left\{ \left(\frac{K_2}{r_5} \right) \cos \varphi - j \left(\frac{K_1 K_3}{r_6} \right) \sin \varphi \right\}, \end{aligned} \quad (3.85)$$

где α - угол пространственного положения статора ВТ 4 относительно вращающегося ротора 7 в начальный момент времени.

ЭДС, наведенная магнитным потоком (3.85) в роторной обмотке 7, находится из выражения (2.36):

$$U_7(t) = 0,5 U_{m1} U_{m2} \Omega M \left\{ \left(\frac{K_1 K_3}{r_6} \right) \sin \varphi \cdot \cos(\Omega t + \alpha) - \left(\frac{K_2}{r_5} \right) \sin \varphi \cdot \sin(\Omega t + \alpha) \right\}. \quad (3.86)$$

При выполнении условия $K_2 r_6 = K_1 K_3 r_5 = K_r$ соотношение (3.86) можно переписать следующим образом:

$$U_7(t) = \left(\frac{K U_{m1} U_{m2} \Omega M}{2r} \right) \sin \varphi \cdot \cos(\Omega t + \alpha) - \cos \varphi \cdot \sin(\Omega t + \alpha) = -U_{m7} \sin(\Omega t - \varphi + \alpha). \quad (3.87)$$

В опорном канале при вращении ротора тахогенератора 10 с УСВ Ω на его выходе будет формироваться напряжение:

$$\begin{aligned} U_{10}(t) &= \Phi K_\Pi \frac{d[\operatorname{Re}\{\dot{\theta}(t)\}]}{dt} = \Phi K_\Pi \frac{d\{\cos(\Omega t + \varphi_0)\}}{dt} = \\ &= -\Omega \Phi K_\Pi \sin(\Omega t + \varphi_0) = -U_{m0} \sin(\Omega t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (3.88)$$

где $\dot{\theta}(t) = \exp[j(\Omega t + \varphi_0)]$ - функция, описывающая вращение ротора тахогенератора 10; Φ - магнитный поток в воздушном зазоре тахогенератора 10; K_{11} - коэффициент передачи тахогенератора 10.

После этого напряжения низкой частоты, определяемые соотношениями (3.87) и (3.88), поступают на входы ФД 11, выходное напряжение которого определяется как

$$U_{11} = K_{11} T^{-1} \int_0^T U_7(t) U_{10}(t) dt = 0,5 K_{11} U_{m7} U_{m0} \cos(\varphi_0 - \alpha + \varphi), \quad (3.89)$$

где K_{11} - коэффициент передачи ФД 11.

Это напряжение рассогласования через усилитель постоянного тока 12 поступает на ЭД 8, механически соединённый со статором ВТ 4 и отсчётным устройством 13. Поворот ЭД 8 прекращается в том случае, когда пространственное положение статорных обмоток 5 и 6 равно $\alpha = \varphi + \varphi_0 + \pi/2$, так как система фазовой автоподстройки устойчива при работе в точке фазовой характеристики детектора, равной $-\pi/2$. Начальное значение угла рассогласования $\alpha_0 = \varphi_0 + \pi/2$ можно компенсировать путём установки нулевого показания отсчётного устройства 13.

При изменении значения УФС φ между входными сигналами фазометр работает автоматически за счёт того, что поворот статора осуществляется ЭД-ем 8 при появлении напряжения фазового рассогласования на выходе ФД 11.

Таким образом, в компенсационном фазометре с МВП, структурная схема которого приведена на рис.3.13, происходит несмещённая оптимальная оценка параметра входного сигнала по критерию минимума среднего риска (в случае присутствия во входных сигналах $U_1(t)$ и $U_2(t)$ некоррелированных шумовых компонент).

Перейдём теперь к рассмотрению МВП радиоимпульсных сигналов. На рис. 3.14 приведена структурная схема моноимпульсного фазометра с МВП, в котором ИПЦ работает в режиме считывания информации при МВП (см. математическую модель рис. 2.13) [57, 103]. Фазометр состоит из фазосдвигающих цепей 1.2, ..., 1.N на $2\pi/N$, ФД 2.1, 2.2, ..., 2.N-1, 2.N, N резисторов R, ключевых мостовых схем 3.1, 3.2, ..., 3.N-1, 3.N, N конденсаторов C, усилителей 4.1, 4.2, ..., 4.N-1, 4.N, N-фазной ИПЦ 5 со статором 6 и ротором 7, блока управления ключевыми мостовыми схемами 8, ЭД 9, тахогенератора 10 и фазоиндикатора 11.

Фазометр работает следующим образом. Входные радиоимпульсные сигналы $U_1(t) = U_{m1} \sin \omega t \{1(t) - 1(t - \tau)\}$ и $U_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi) \{1(t) - 1(t - \tau)\}$ подаются на входы ФД 2.k, причём напряжение $U_1(t)$ поступает на первые входы ФД (кроме 2.1) через соответствующее число фазосдвигающих цепей 1.k. В этом случае напряжение на выходе k-го ФД имеет вид:

$$U_{2k} = 0,5 K_{1k} K_{2k} U_{m1} U_{m2} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cdot [1(t) - 1(t - \tau)], \quad (3.90)$$

где K_{1k} и K_{2k} - соответственно коэффициенты передачи k-тых фазосдвигающей

цепи и ФД; τ - длительность радиоимпульса.

Эти напряжения поступают на входы фильтров, состоящих из резистора R , ключевой мостовой схемы 3.к и конденсатора C . Во время перекрытия входных радиоимпульсных напряжений ключевые мостовые схемы открыты напряжением, поступающим с выхода блока управления 8 при подаче на него напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$. Постоянная времени цепи "резистор R - открытая ключевая мостовая схема - конденсатор C " выбирается из условия обеспечения требуемой фильтрации и запоминания уровня сигнала. В этом случае напряжение на выходе k -го усилителя:

$$U_{4k} = 0,5K_{1k}K_{2k}K_{\Phi k}K_{4k}U_{m1}U_{m2} \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] =$$

$$= U_{m.4k} \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right], \quad (3.91)$$

где $K_{\Phi k}$ - коэффициент передачи k -го фильтра, состоящего из резистора R , конденсатора C и ключевой мостовой схемы.

В момент окончания перекрытия радиоимпульсов $U_1(t)$ и $U_2(t)$ блок управления 8 закрывает ключевые мостовые схемы 3.к. Постоянная времени цепи "резистор R -закрытая ключевая мостовая схема-конденсатор C " становится достаточно большой и можно считать, что напряжение на выходе этой цепи сохраняется постоянным на протяжении времени $t \gg \tau$.

Напряжения U_{4k} вызывают в статорных обмотках 6 N -фазной ИПЦ 5 токи $I_{4k} = U_{4k} / r_k$, где r_k - активное сопротивление k -ой статорной обмотки. Если в этом случае роторную обмотку 7, механически соединённую с ЭД 9, привести во вращение о УСВ Ω , то взаимная индуктивность между k -ой статорной и роторной обмотками будет равна $M_k(t) = M \cdot \exp\{j[\Omega t + 2\pi(k-1)/N]\}$. Тогда СМП статора будет определяться из выражения (2.34) и иметь вид (при $U_{m.4k}r_k^{-1} = const$):

$$\dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N \left(\frac{U_{m.4k}}{r_k} \right) \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cdot M \exp\left\{j\left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\} =$$

$$= 0,5NU_{m.4k}Mr_k^{-1} \exp[j(\Omega t - \varphi)]. \quad (3.92)$$

ЭДС, наведенная магнитным потоком (3.92) в роторной обмотке 7, находится из выражения (2.36):

$$U_7(t) = -0,5NU_{m4}\Omega Mr^{-1} \sin(\Omega t - \varphi) = -U_{m7} \sin(\Omega t - \varphi), \quad (3.93)$$

Таким образом, в роторной обмотке 7 формируется низкочастотное напряжение, частота которого равна УСВ ротора, а фаза имеет величину, равную

измеряемой разности фаз между несущими колебаниями коротких радиоимпульсов на входах фазометра. Опорное напряжение $U_{10}(t)$ формируется по аналогии с фазометром, структурная схема которого приведена на рис. 3.13. Измерение УФС между напряжениями $U_7(t)$ и $U_{10}(t)$ проводится низкочастотным фазометром 11 мгновенного значения, а результат измерения $\hat{\varphi} = \varphi$.

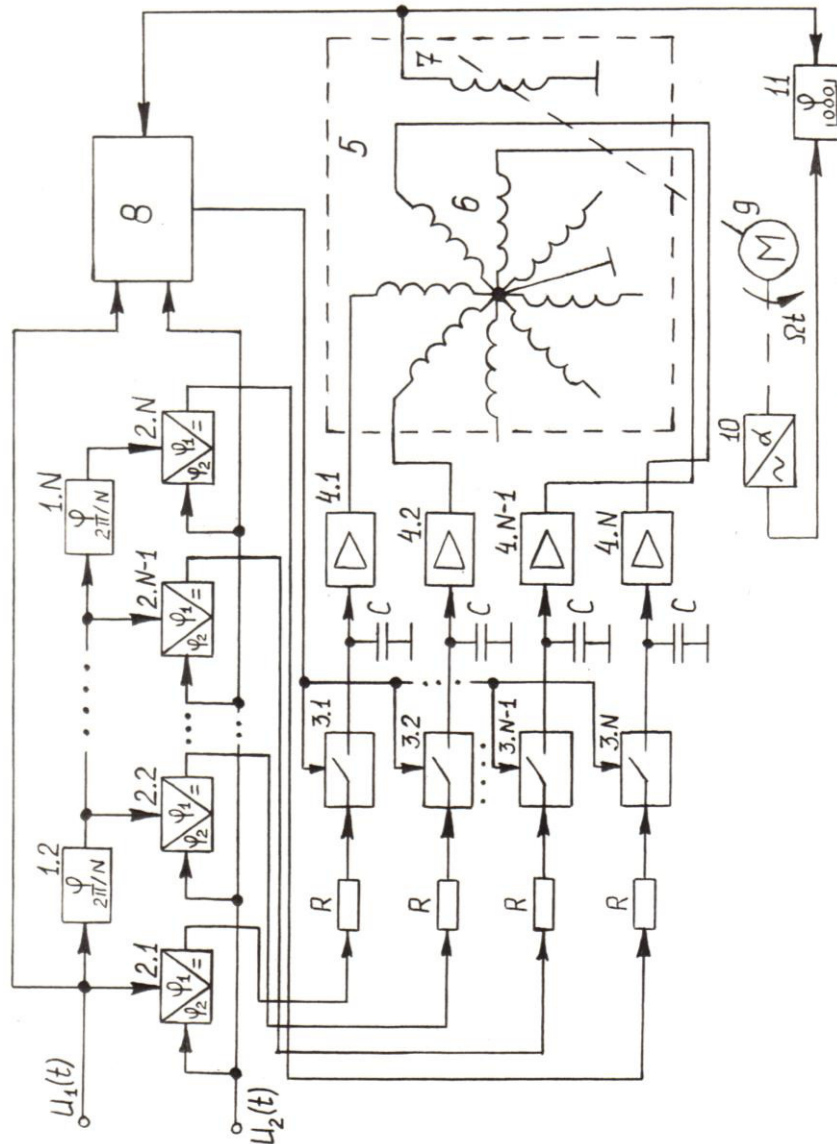


Рис. 3.14. Структурная схема моноимпульсного фазометра с МВП

Для возвращения фазометра в исходное состояние после окончания измерений напряжение $U_7(t)$ подаётся на блок управления 8, что приводит к открытию ключевых мостовых схем и быстрому разряду конденсаторов C через малые сопротивления нагрузок ФД 2.к. Таким образом, фазометр подготовлен к измерению УФС между следующими радиоимпульсными сигналами. В таком фазометре измерение осуществляется с приходом каждого импульса, т.е. он способен работать по одному импульсу. Такой режим измерения получил название моноимпульсного. Фазометры с МВП гармонических и радиоимпульсных сигналов находят применение в автоматизированных системах контроля технологических процессов, при определении угловых и линейных размеров и

т.д. МВП можно оценить по отношению $m = T_{\Omega} / T_{\omega} = \omega / \Omega$, величина которого может достигать нескольких тысяч раз.

3.3.1.2. Измерители нелинейности фазовых характеристик электрических цепей

При передаче по электрической цепи многочастотного сигнала обычно приходится считаться с тем, что между фазовым сдвигом и частотой нет линейной зависимости. В силу этого обстоятельства наблюдается явление дисперсии, выражающееся в искажении формы сигнала [53].

В теории передачи многочастотного сигнала установлены понятия о центре группирования спектра многочастотного сигнала, который образуется обычно вблизи наиболее эффективно выраженной составляющей спектра.

В результате наличия фазовых искажений получается смещение во времени (ускорение или запаздывание) центра группирования, которое и является наиболее удобной мерой для оценки фазовых искажений во многих передающих и приёмных системах. Это время смещения называется групповым временем распространения (чаще запаздывания), обозначается t_{gp} и для каждой частоты определяется как производная полной фазы по частоте (рис. 3.15). Таким образом, ряд систем и устройств может быть охарактеризован не ФЧХ $\varphi = f(\omega)$, а частотной характеристикой группового времени запаздывания (ГВЗ) $t_{gp} = F(\omega)$ [37].

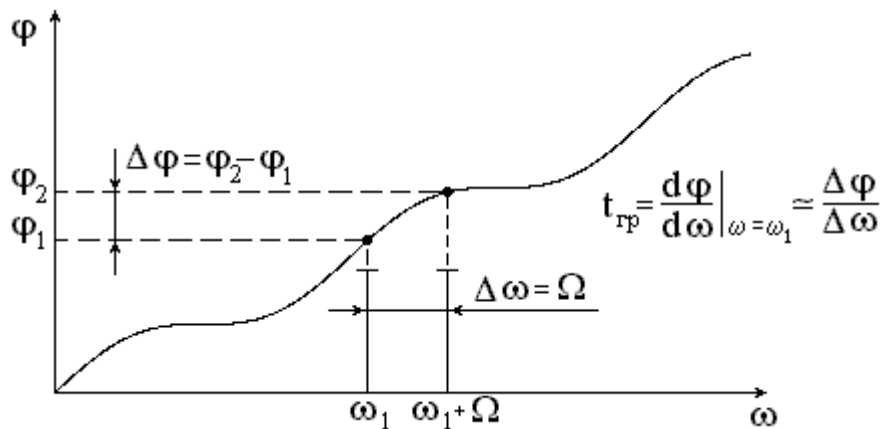


Рис. 3.15. Структурная схема измерителя ГВЗ ЧП

Для измерения ГВЗ применяется ряд методов. В основе этих методов лежит передача по исследуемой цепи (каналу) группового сигнала, состоящего из нескольких гармонических напряжений, и последующего определения групповой скорости распространения для высокочастотных составляющих сигнала по сдвигу фазы огибающей мгновенных значений напряжения группового сигнала. Огибающая группового сигнала в процессе детектирования преобразуется в низкочастотные колебания, характеризующиеся разностной частотой, равной разности частот отдельных составляющих группового сигнала. Таким образом, измерение ГВЗ сводится к измерению фазовых сдвигов между двумя напряжениями низких частот.

Впервые был предложен метод с одним испытательным АМС, так называемый метод Найквиста [149]. Подавляющее большинство других методов,

предложенных позднее, являются лишь модификацией метода с одним АМС, среди которых можно выделить следующие [18]:

- а) метод с двумя АМС (метод Яумана);
- б) метод с трёхчастотной амплитудной модуляцией (метод Ринга);
- в) метод о передаче двух синусоидальных сигналов и одного АМС;
- г) метод с самовозбуждением схемы по цепи модулирующего сигнала (метод Уэлла);
- д) метод с подавленной одной боковой или несущей спектральной составляющей АМС (метод, предложенный Супьяном [83]).

При реализации двухчастотного метода с подавленной боковой спектральной составляющей (рис. 3.15) на исследуемую цепь подаются два гармонических колебания с частотами ω_1 и $\omega_1 + \Omega$, $\Omega \ll \omega_1$ с высокой стабильностью мгновенной фазы между ними. Кроме того, при $\Omega = const$ величина ω_1 должна изменяться в широком диапазоне для получения зависимости $t_{rp} = F(\omega)$. Обычно такой испытательный сигнал формируют с помощью балансных или кольцевых модуляторов [53]. На сравнительно низких частотах, когда ω_1 лежит в пределах 100...200 кГц, подавление боковой становится трудной задачей и решается с помощью применения систем фазовой синхронизации [99]. Это существенно усложняет устройство и снижает точность измерения ГВЗ. Поэтому в указанном диапазоне частот задача формирования двухчастотного сигнала может быть решена с помощью ИПЦ [57].

В [101] предлагается измеритель ГВЗ ЧП, на результат измерения которого оказывают влияние начальная фаза напряжения тахогенератора, являющегося опорным, и фаза, вносимая резонансными контурами при работе в диапазоне частот.

Для исключения отмеченных недостатков предлагается измеритель ГВЗ ЧП, в котором ИПЦ работает в режиме смещения частоты (см. математическую модель рис. 2.13 при $N = 2$), структурная схема которого приведена на рис. 3.16. Измеритель состоит из генератора 1, цепи 90° -ного фазового сдвига 2, ВТ 3 со статорными косинусной 4, синусной 5 и роторной 6 обмотками, ЭД 7, усилителя 8, сумматора 9, преобразователя частоты 10, исследуемого ЧП 11, амплитудного детектора 12 и фазоиндикатора 13.

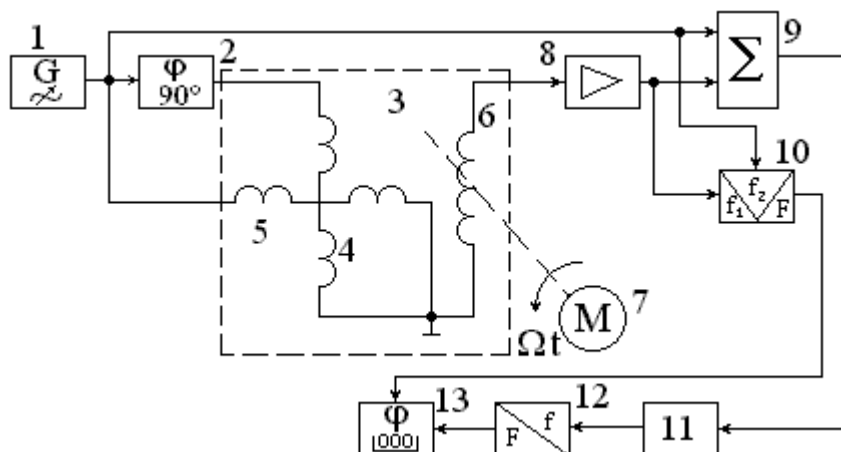


Рис. 3.16. Структурная схема измерителя ГВЗ ЧП

Измеритель работает следующим образом. Напряжение с выхода генератора 1 $U_1(t) = U_m \cos \omega t$ подаётся на синусную обмотку 5 статора ВТ 3 непосредственно, а на косинусную обмотку 4 - через цепь 90° -ного фазового сдвига 2, напряжение на выходе которого имеет вид $U_2(t) = U_m \sin \omega t$. Эти напряжения вызывают в статорных обмотках 4 и 5 токи $I_4(t)$ и $I_5(t)$. При вращении роторной обмотки 6, механически связанной с ЭД 7, с УСВ Ω взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками равны $M_1(t) = M \exp[j(\Omega t + \pi/2)]$. В этом случае СМП статора определяется из таблицы 2.2, п. 3, а и равен:

$$\Phi_\Sigma(t) = \left(\frac{U_m M}{\omega L} \right) \exp(j\Omega t) \{ \sin \omega t - j \cos \omega t \} = -j \left(\frac{U_m M}{\omega L} \right) \exp\{j(\omega + \Omega)t\} \quad (3.94)$$

ЭДС, наведенная СМП статора (3.94) в роторной обмотке 6, будет определяться из (2.26) и иметь вид:

$$U_p(t) = k_{TP} U_m \left(1 + \frac{\Omega}{\omega} \right) \cos(\omega + \Omega)t \approx k_{TP} U_m \cos(\omega + \Omega)t. \quad (3.95)$$

Далее напряжение $U_p(t)$ подаётся на усилитель 8, коэффициент передачи которого равняется $K_8 = L/M = 1/k_{TP}$. Измерительный сигнал формируется на выходе сумматора 9 и имеет вид:

$$U_9(t) = U_m \{ \cos \omega t + \cos[(\omega + \Omega)t + \Delta\varphi_8(\omega + \Omega)] \}, \quad (3.36)$$

где $\Delta\varphi_8(\omega + \Omega)$ - фазовый сдвиг, вносимый усилителем 8 на частоте $\omega + \Omega$.

Таким образом, измерительный сигнал состоит из двух гармонических напряжений, разница частот между которыми равняется Ω , т.е. определяется УСВ ротора 6 и может быть сделана достаточно малой по сравнению с частотой ω , что позволяет исследовать цепи с узкой полосой пропускания (высокочастотные электрические цепи с крутыми ФЧХ).

Напряжение на выходе исследуемого ЧП 11 при условии, что его коэффициенты передачи на частотах ω и $\omega + \Omega$ изменяются незначительно и $K_{11}(\omega) = K_{11}(\omega + \Omega) = K_{11}$, имеет вид:

$$U_{11}(t) = K_{11} U_m \{ \cos[\omega t + \varphi_{11}(\omega)] + \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_8(\omega + \Omega) + \varphi_{11}(\omega + \Omega)] \}. \quad (3.97)$$

Далее напряжение $U_{11}(t)$ поступает на вход амплитудного детектора 12, работающего в квадратичном режиме, напряжение на выходе которого будет иметь вид:

$$U_{12}(t) = 0.5 a_2 R_H K_{11}^2 U_m^2 \cos[\Omega t + \varphi_8(\omega + \Omega) + \varphi_{11}(\omega + \Omega) - \varphi_{11}(\omega)], \quad (3.98)$$

где a_2 - коэффициент аппроксимации характеристики нелинейного элемента амплитудного детектора 12; R_H - сопротивление нагрузки амплитудного детектора 12.

Опорное напряжение формируется с помощью преобразователя частоты 10, на входы которого подаются напряжения $U_1(t)$ и $U_8(t) = U_m \cos[(\omega + \Omega)t +$

$+ \varphi_8(\omega + \Omega)]$, а выходное напряжение преобразователя частоты имеет вид:

$$U_{10}(t) = 0.5K_{10}U_m^2 \cos[\Omega t + \varphi_8(\omega + \Omega)], \quad (3.99)$$

где K_{10} - коэффициент передачи преобразователя частоты 10.

Определение нелинейности фазовой характеристики, а соответственно и характеристики ГВЗ, сводится к измерению УФС между напряжениями $U_{12}(t)$ и $U_{10}(t)$, равного

$$\Delta\varphi_{11}(\omega) = \varphi_{11}(\omega + \Omega) - \varphi_{11}(\omega), \quad (3.100)$$

а частотная характеристика ГВЗ определяется как $t_{ГР}(\omega) = \Delta\varphi_{11}(\omega)/\Omega$. Шкалу фазоиндикатора 13 можно проградуировать в единицах времени, так как частота Ω неизменна в процессе измерения.

Таким образом, в измерителе ГВЗ ЧП (рис.3.16) существенно упрощается устройство формирования двухчастотного сигнала. Недостатком такого измерителя является наличие погрешности измерения ГВЗ из-за наличия погрешностей, вносимых ВТ 3, преобразователем частоты 10 и амплитудным детектором 12.

Для исключения погрешности от неидентичности ФЧХ измерительного и опорного каналов при снятии зависимости $t_{ГР} = F(\omega)$ в диапазоне частот можно использовать метод коммутации исследуемого ЧП [57, 48]. Этот метод заключается в том, что при отключенном исследуемом ЧП снимается разностная характеристика ГВЗ измерительного и опорного каналов $t_{ГР1}(\omega)$, потом подключается исследуемый ЧП и снимается характеристика $t_{ГР2}(\omega)$, а характеристика ГВЗ исследуемого ЧП определяется как разность этих двух характеристик: $t_{ГР} = t_{ГР2}(\omega) - t_{ГР1}(\omega)$.

Для исключения отмеченной выше погрешности в [48, 139] предлагается коммутационный измеритель ГВЗ ЧП, в котором ИЩ работает в режиме линейного балансного амплитудного модулятора (см. математическую модель рис. 2.17 при $N = 2$). Структурная схема такого измерителя приведена на рис. 3.17 и состоит из генератора 1, ЭД 2, ВТ 3 с роторной 4 и статорной 5 обмотками, усилителей 6 и 12, электронного ключа 7, исследуемого ЧП 8, амплитудных детекторов 9 и 10, фазоиндикатора 11, амплитудного ограничителя 13 и делителя частоты 14.

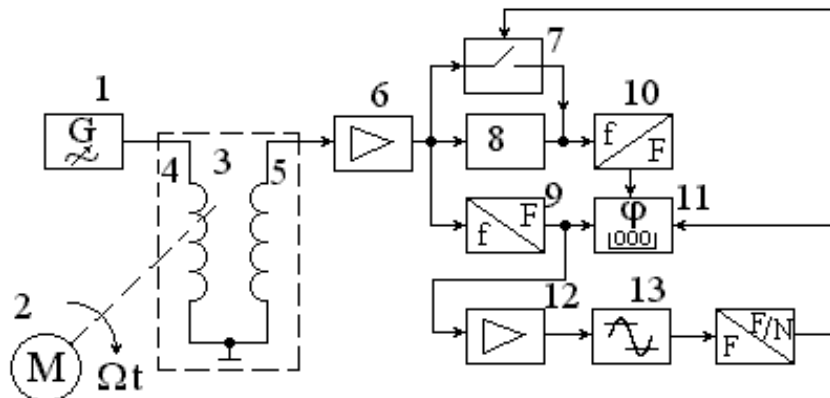


Рис. 3.17. Структурная схема коммутационного измерителя ГВЗ ЧП

Измеритель работает следующим образом. Напряжение с выхода генератора 1 $U_1(t) = U_m \cos \omega t$ подаётся на роторную обмотку 4 ВТ 3, вызывая в ней ток $I_4(t) = (U_m / \omega L_p) \sin \omega t$. При вращении роторной обмотки, механически связанной с ЭД 2, с УСВ и взаимная индуктивность между статорной и роторной обмотками равна $\dot{M}(t) = M \exp(j\Omega t)$. В этом случае магнитный поток статора определяется из выражения (2.29) и равен:

$$\Phi(t) = j \left(\frac{U_m M}{2\omega L_p} \right) \{ \exp[-j(\omega - \Omega)t] - \exp[j(\omega + \Omega)t] \}. \quad (3.101)$$

ЭДС, наведенная магнитным потоком (3.101) в статорной обмотке 5, будет определяться из выражения (2.31) и иметь вид (при $\omega \gg \Omega$):

$$U_5(t) = 0.5k_{TP} U_m [\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t]. \quad (3.182)$$

Далее напряжение (3.102) поступает на усилитель 6. Если учесть, что коэффициент передачи усилителя 6 на частотах $\omega - \Omega$ и $\omega + \Omega$ изменяется незначительно и $K_6(\omega - \Omega) = K_6(\omega + \Omega) = K_6(\omega)$, получим напряжение на выходе усилителя 6:

$$U_6(t) = 0.5k_{TP} K_6(\omega) U_m \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_6(\omega - \Omega)] + \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_6(\omega + \Omega)] \} \quad (3.103)$$

где $\varphi_6(\omega - \Omega)$ и $\varphi_6(\omega + \Omega)$ - фазовые сдвиги, вносимые усилителем 6 на частотах $\omega - \Omega$ и $\omega + \Omega$ соответственно.

После этого напряжение $U_6(t)$ одновременно поступает на входы электронного ключа 7, исследуемого ЧП 8 и амплитудного детектора 9. Выходное напряжение амплитудного детектора 9, работающего в квадратичном режиме, которое является опорным, определяется таким образом:

$$U_9(t) = 0.125k_{TP}^2 K_6^2(\omega) a_2 R_H U_m^2 \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_6(\omega) + \Delta\varphi_9(\omega)], \quad (3.104)$$

где $\Delta\varphi_6(\omega) = \varphi_6(\omega + \Omega) - \varphi_6(\omega - \Omega)$; $\Delta\varphi_9(\omega) = \varphi_9(\omega + \Omega) - \varphi_9(\omega - \Omega)$ - фазовый сдвиг, который вносится амплитудным детектором 9 в опорном канале.

В измерительном канале при разомкнутом электронном ключе 7 напряжение $U_6(t)$ проходит через исследуемый ЧП 8, а при замкнутом электронном ключе 7 исследуемый ЧП отключается из измерительного канала и напряжение $U_6(t)$ поступает на амплитудный детектор 10.

При разомкнутом электронном ключе 7 напряжение в измерительном канале (на выходе амплитудного детектора 10, работающего в квадратичном режиме) имеет вид (при условии, что коэффициент передачи исследуемого ЧП на частотах $\omega - \Omega$ и $\omega + \Omega$ изменяется незначительно и $K_8(\omega - \Omega) = K_8(\omega + \Omega) = K_8(\omega)$):

$$U'_{10}(t) = 0.125k_{TP}^2 K_6^2(\omega) K_8^2(\omega) a_2 R_H U_m^2 \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_6(\omega) + \Delta\varphi_8(\omega) + \Delta\varphi_{10}(\omega)], \quad (3.105)$$

где $\Delta\varphi_8(\omega) = \varphi_8(\omega + \Omega) - \varphi_8(\omega - \Omega)$ - фазовый сдвиг, который вносится исследуемым ЧП 8; $\Delta\varphi_{10}(\omega) = \varphi_{10}(\omega + \Omega) - \varphi_{10}(\omega - \Omega)$ - фазовый сдвиг, который вносится амплитудным детектором 10 в измерительном канале.

При замкнутом электронном ключе 7 напряжение на выходе амплитудного детектора 10 будет иметь вид:

$$U''_{10}(t) = 0.125k_{TP}^2 K_6^2(\omega) a_2 R_H U_m^2 \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_6(\omega) + \Delta\varphi_{10}(\omega)]. \quad (3.106)$$

Напряжение $U_9(t)$, пройдя через цепь усилитель 12 – амплитудный ограничитель 13 – делитель частоты 14, преобразуется в прямоугольные импульсы, длительность полупериода которых составляет $0.5 \cdot T_K = 0.5 \cdot NT_{2\Omega} = \pi N / 2\Omega$, где N - коэффициент деления делителя частоты 14. Коммутирующие импульсы, длительность которых $0.5 \cdot T_K > T_\Omega$, подаются на электронный ключ 7 и на управляющий вход фазоиндикатора 11. В первый полупериод коммутации фазоиндикатор 11 измеряет УФС между напряжениями $U_9(t)$ и U'_{10} , равный $\varphi_{ИЗМ1} = \varphi_8(\omega) + \varphi_{10}(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega)$, а во второй полупериод - фазовый сдвиг между напряжениями $U_9(t)$ и U''_{10} , равный $\varphi_{ИЗМ2} = \varphi_{10}(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega)$. По окончании второго полупериода коммутации в фазоиндикаторе 11 устанавливается режим вычитания результатов измерения, при этом результат измерения за период коммутирующих импульсов равен $\varphi_{ИЗМ} = \varphi_{ИЗМ2} - \varphi_{ИЗМ1} = \varphi_8(\omega + \Omega) - \varphi_8(\omega - \Omega) - \Delta\varphi_8(\omega)$, а ГВЗ равно:

$$t_{ГВЗ}(\omega) = \frac{\varphi_{ИЗМ}}{2\Omega} = \frac{\varphi_8(\omega + \Omega) - \varphi_8(\omega - \Omega)}{2\Omega} = \frac{\Delta\varphi_8(\omega)}{2\Omega}. \quad (3.107)$$

Таким образом, в результате периодической коммутации исследуемого ЧП 8 исключается погрешность от неидентичности фазовых характеристик измерительного и опорного каналов.

Однако устройства, структурные схемы которых приведены на рис. 3.16 и 3.17, не могут использоваться для измерения ГВЗ протяжённых объектов (например, линий связи). В таких устройствах необходимо сформировать в приёмной части опорное колебание с жёсткой привязкой по фазе к измерительному колебанию. Это можно сделать, если опорное колебание формировать из многочастотного измерительного сигнала, прошедшего через объект контроля. Поставленная задача решается в измерителе ГВЗ протяжённых объектов, в котором ИПЦ работает в режиме линейного балансного амплитудного модулятора (см. математическую модель рис. 2.17 для $N = 1$). Структурная схема такого измерителя приведена на рис. 3.18 и состоит из кварцевого генератора 1, перестраиваемого генератора 2, сумматора 3, ЭД 4, ВТ 5 с роторной б и статорной 7 обмотками, усилителей 8 и 10, протяжённого объекта 9, частотного селектора 11, амплитудных детекторов 12, 13 и фазоиндикатора 14.

Измеритель работает следующим образом. Диапазон частот, в котором необходимо снять частотную характеристику ГВЗ протяжённого объекта, разбивается на два поддиапазона, при этом частота кварцевого генератора 1 лежит в одном из поддиапазонов, а частота перестраиваемого генератора 2 изменяется в пределах второго поддиапазона. В этом случае напряжение, которое подаётся на роторную обмотку б (выходное напряжение сумматора 3), можно записать как $U_3(t) = U_1(t) + U_2(t) = U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t$, где ω_1 и ω_2 - соответственно частоты кварцевого генератора 1 и перестраиваемого генератора 2. При враще-

нии роторной обмотки б, механически связанной с ЭД 4, с УСВ и взаимная индуктивность между статорной и роторной обмотками равна $\dot{M}(t) = M \exp(j\Omega t)$, при этом магнитный поток статора равен:

$$\dot{\Phi}(t) = \left\{ \left(\frac{U_{m1}}{\omega_1 L_P} \right) \sin \omega_1 t + (U_{m2} / \omega L_P) \sin \omega t \right\} \cdot M \exp(j\Omega t). \quad (3.108)$$

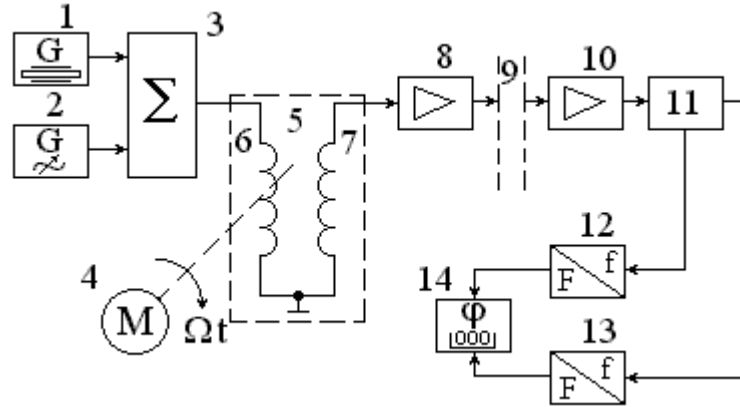


Рис. 3.18. Структурная схема измерителя ГВЗ протяжённых объектов

ЭДС, наведенная магнитным потоком (3.108) в статорной обмотке 7, будет определяться из соотношения (2.31) и иметь вид (при $\omega \gg \Omega$):

$$U_p(t) = 0.5k_{TP} \{ U_{m1} [\cos(\omega_1 - \Omega)t + \cos(\omega_1 + \Omega)t] + U_{m2} [\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t] \}. \quad (3.109)$$

Полагая, что коэффициент передачи усилителей 8, 10 и протяжённого объекта 9 на частотах $\omega_1 - \Omega$ и $\omega_1 + \Omega$, $\omega - \Omega$ и $\omega + \Omega$ изменяется незначительно и $K_i(\omega_i - \Omega) = K_i(\omega + \Omega) = K_i(\omega)$, напряжение на выходе усилителя 10 запишем следующим образом:

$$U_{10}(t) = 0.5k_{TP} K_8(\omega_1) K_9(\omega_1) K_{10}(\omega_1) U_{m1} \{ \cos[(\omega_1 - \Omega)t + \varphi_8(\omega_1 - \Omega) + \varphi_9(\omega_1 - \Omega) + \varphi_{10}(\omega_1 - \Omega)] + \cos[(\omega_1 + \Omega)t + \varphi_8(\omega_1 + \Omega) + \varphi_9(\omega_1 + \Omega) + \varphi_{10}(\omega_1 + \Omega)] \} + 0.5k_{TP} K_8(\omega) K_9(\omega) K_{10}(\omega) U_{m2} \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_8(\omega - \Omega) + \varphi_9(\omega - \Omega) + \varphi_{10}(\omega - \Omega)] + \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_8(\omega + \Omega) + \varphi_9(\omega + \Omega) + \varphi_{10}(\omega + \Omega)] \}, \quad (3.110)$$

где $\varphi_i(\omega_j - \Omega)$ и $\varphi_i(\omega_j + \Omega)$ - фазовые сдвиги, вносимые усилителями 8, 10 и протяжённым объектом 9 на частотах $\omega_j - \Omega$ и $\omega_j + \Omega$ соответственно.

В частотном селекторе 11 спектральные составляющие напряжения $U_{10}(t)$ разделяются по частоте (ω_1 и ω) и поступают на амплитудные детекторы 12 и 13, напряжения на выходах которых будут иметь вид:

$$U_{12}(t) = 0.125k_{TP}^2 K_8^2(\omega_1) K_9^2(\omega_1) K_{10}^2(\omega_1) a_2 R_H U_{m1}^2 \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_8(\omega_1) + \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_{10}(\omega_1) + \Delta\varphi_{12}(\omega_1)];$$

$$U_{13}(t) = 0.125k_{TP}^2 K_8^2(\omega) K_9^2(\omega) K_{10}^2(\omega) a_2 R_H U_{m2}^2 \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_8(\omega) + \Delta\varphi_9(\omega) + \Delta\varphi_{10}(\omega) + \Delta\varphi_{13}(\omega)], \quad (3.111)$$

где $\Delta\varphi_i(\omega_j) = \varphi_i(\omega_j + \Omega) - \varphi_i(\omega_j - \Omega)$.

Далее напряжения $U_{12}(t)$ и $U_{13}(t)$ поступают на входы фазоиндикатора 14, который измеряет УФС между ними, равный:

$$\begin{aligned}\varphi_{ИЗМ} &= \Delta\varphi_8(\omega) - \Delta\varphi_8(\omega_1) + \Delta\varphi_9(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_{10}(\omega_1) + \Delta\varphi_{13}(\omega) - \Delta\varphi_{12}(\omega_1) = \\ &= \Delta\varphi_9(\omega) - \Delta\varphi_9(\omega_1) + \Delta\varphi_K(\omega) - \Delta\varphi_K(\omega_1),\end{aligned}\quad (3.112)$$

где $\Delta\varphi_K(\omega)$ и $\Delta\varphi_K(\omega_1)$ - фазовые сдвиги, вносимые измерительным каналом на частотах ω и ω_1 соответственно.

Снимаемая в этом случае частотная характеристика ГВЗ имеет вид:

$$\begin{aligned}t_{ГР}(\omega) &= \varphi_{ИЗМ} / 2\Omega = \Delta\varphi_9(\omega) / 2\Omega - \Delta\varphi_9(\omega_1) / 2\Omega + \Delta\varphi_K(\omega) / 2\Omega - \Delta\varphi_K(\omega_1) / 2\Omega = \\ &= t_{ГР9}(\omega) - t_{ГР9}(\omega_1) + t_{ГР.K}(\omega) - t_{ГР.K}(\omega_1),\end{aligned}\quad (3.113)$$

т.е. состоит из частотной характеристики ГВЗ протяжённого объекта 9, смещённой вниз на постоянную величину (задержку $t_{ГР9}(\omega_1)$), и частотной характеристики ГВЗ измерительного канала, также смещённой вниз на постоянную задержку $t_{ГР.K}(\omega_1)$ (ГВЗ измерительного канала на фиксированной частоте ω_1).

Таким образом, ИПЦ могут использоваться в формирователях испытательных сигналов измерителей ГВЗ в диапазоне относительно низких частот до 200 кГц (так как частота вращения ротора может составлять несколько Гц), где формирование двухчастотных сигналов электронным путём технически существенно затруднено [78]. Кроме того, при использовании двухчастотных испытательных сигналов с жёсткой привязкой по фазе между гармониками исключается погрешность, возникающая за счёт нарушения симметрии группового сигнала и допустимого усреднения результатов измерения [53] при неравномерных АЧХ и ФЧХ.

3.3.2. Исследование и разработка измерителя угловой скорости вращения вала рабочего механизма

Большая группа приборов и устройств, а также современные системы автоматического контроля состояния изделий, промышленных установок и качества выполнения операций технологических процессов производства включают в свой состав различные устройства контроля УСВ.

Из всего разнообразия известных в настоящее время приборов и устройств контроля УСВ наиболее широкое применение получили изделия, выполняемые на тахогенераторах постоянного и переменного тока [66, 2], а также на индукционных и модуляционных первичных преобразователях параметров движения [15, 51, 67].

Как показано в [63, 82], общепромышленное и специальное оборудование по величине УСВ можно классифицировать следующим образом:

- 1) оборудование с УСВ до 1000 об/мин;
- 2) оборудование с УСВ до 3000 об/мин;
- 3) группа оборудования с "повышенной" УСВ до 6000 об/мин;
- 4) группа "высокоскоростного" оборудования с УСВ до 30000 об/мин;

5) группа "сверхвысокоскоростного" оборудования с УСВ до 100000 об/мин (1667 Гц).

Выпускаемые приборостроением средства измерения и контроля УСВ в комплексе обеспечивают весь круг задач, решаемых в процессе производства. Однако наличие недостатков в используемых устройствах ограничивает эффективность контроля УСВ. В связи с этим создание более совершенных приборов и устройств контроля УСВ является актуальной задачей, имеющей важное значение для дальнейшего улучшения качества и надёжности выпускаемой продукции, а также повышения эффективности современного производства.

Для решения этой задачи в [135] предлагается измеритель УСВ вала рабочего механизма, в котором ИПЦ работает в режиме смещения частоты (см. математическую модель рис. 2.13). Структурная схема такого измерителя изображена на рис. 3.19 и состоит из кварцевого генератора 1, 90°-ной фазосдвигающей цепи 2, ВТ 3 со статорными косинусной 4, синусной 5 и роторной б обмотками, вала рабочего механизма 7, частотного детектора 8, усилителя постоянного тока 9 и вольтметра 10.

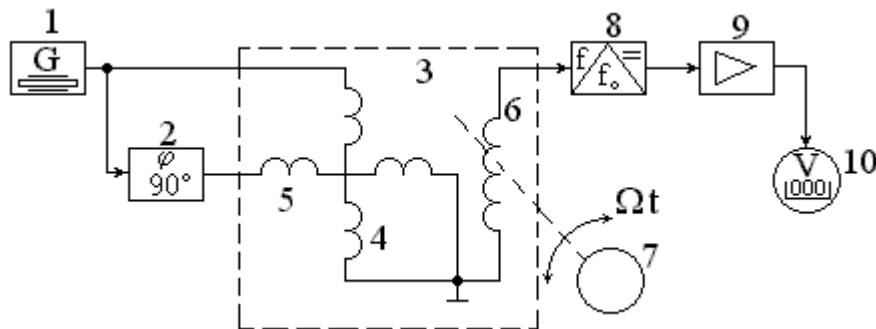


Рис. 3.19. Структурная схема измерителя УСВ вала рабочего механизма

Работает измеритель следующим образом. Выходное напряжение кварцевого генератора 1 $U_1(t) = U_m \cos \omega t$ подаётся на косинусную обмотку 4 ВТ 3 непосредственно, а на синусную обмотку 5 - через цепь 90°-ного фазового сдвига 2, выходное напряжение которой имеет вид $U_2(t) = U_m \sin \omega t$. Вал рабочего механизма 7, УСВ которого нужно измерить, механически соединён с роторной обмоткой б. При вращении вала рабочего механизма 7 по часовой стрелке с УСВ Ω взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками изменяются во времени и равны $\dot{M}_1(t) = M \exp\{j(\Omega t + \pi/2)\}$, $\dot{M}_2(t) = M \exp(j\Omega t)$. В этом случае СМП статора определяется из выражения (2.24) и равен:

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = -\left(\frac{U_m M}{\omega L}\right) \exp\{-j(\omega - \Omega)t\}. \quad (3.114)$$

ЭДС, наведенная СМП статора (3.114) в роторной обмотке б, будет определяться из (2.26) и иметь вид:

$$U_P(t) = k_{TP} U_m (1 - \Omega/\omega) \sin(\omega - \Omega)t = 2A_1 \sin(\omega - \Omega)t, \quad (3.115)$$

При вращении вала рабочего механизма 7 против часовой стрелки с УСВ Ω взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками изме-

няются во времени и равным $\dot{M}'_1 = M \exp(j\Omega t)$, $\dot{M}'_1(t) = M \exp\{j(\Omega t + \pi/2)\}$. В этом случае СМП статора равен:

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = -j \left(\frac{U_m M}{\omega L} \right) \exp\{j(\omega + \Omega)t\}. \quad (3.116)$$

ЭДС, наведенная СМП статора (3.116) в роторной обмотке б, будет иметь следующий вид:

$$U'_p(t) = k_{TP} U_m \left(1 + \frac{\Omega}{\omega} \right) \cos(\omega + \Omega)t = 2A_2 \cos(\omega + \Omega)t. \quad (3.117)$$

Таким образом, ЭДС, наведенная в роторной обмотке б ВТ 3 при вращении механически связанного с ней вала рабочего механизма 7 с УСВ Ω , изменяет свою частоту вверх или вниз на величину Ω относительно частоты напряжения кварцевого генератора 1 ω при изменении направления вращения.

Далее ЭДС, наведенная в роторной обмотке б, поступает на вход частотного детектора 8, настроенного на частоту ω , выходное напряжение которого через усилитель постоянного тока 9 поступает на вольтметр 10. Напряжение на входе вольтметра 10 можно записать в виде:

$$\begin{aligned} U_{10} &= K_9 S_{\text{чд}} (2A_2) \Omega, \text{ при вращении против часовой стрелки;} \\ U_{10} &= -K_9 S_{\text{чд}} (2A_1) \Omega, \text{ при вращении по часовой стрелке,} \end{aligned} \quad (3.118)$$

где $S_{\text{чд}}(2A_1, 2A_2)$ - крутизна характеристики частотного детектора 8; K_9 - коэффициент передачи усилителя постоянного тока 9.

Таким образом, устройство, структурная схема которого приведена на рис. 3.19, позволяет достаточно просто проводить измерение УСВ и направления вращения, при этом вольтметр 10 может быть проградуирован в единицах УСВ, а знак напряжения U_{10} будет указывать направление вращения.

3.3.3. Разработка и исследование устройства задания угла фазового сдвига с повышенной точностью на основе индуктивных параметрических цепей

Для повышения точности задания УФС между двумя гармоническими колебаниями могут быть использованы гетеродинные методы детектирования оптических полей на основе акустооптического взаимодействия, что позволяет обеспечить передачу УФС между сигналам оптического диапазона в радиодиапазон без существенных погрешностей.

На рис. 3.20 приведена структурная схема ИДГ с преобразованием частоты [140], в котором ИПЦ работает в режиме смещения частоты (см. математическую модель рис. 2.13). Устройство состоит из лазера 1, устройства разведения лучей 2, измерителя линейных перемещений 3, АОМ 4 и 5, расположенных на платформе б, измерителя плоского угла 7, поляризатора 8, устройства сведения лучей 9, фотоприёмника 10, кварцевого генератора 11, удвоителя частоты 12, фазовращателя 13, цепи 90° -ного фазового сдвига 14, ВТ 15 со статорными ко-

синусной 16, синусной 17 и роторной 18 обмотками, ЭД 19, источника питания 20, тахогенератора 21, частотомера 22, преобразователей частоты 23 и 24 и нуль-индикатора 25.

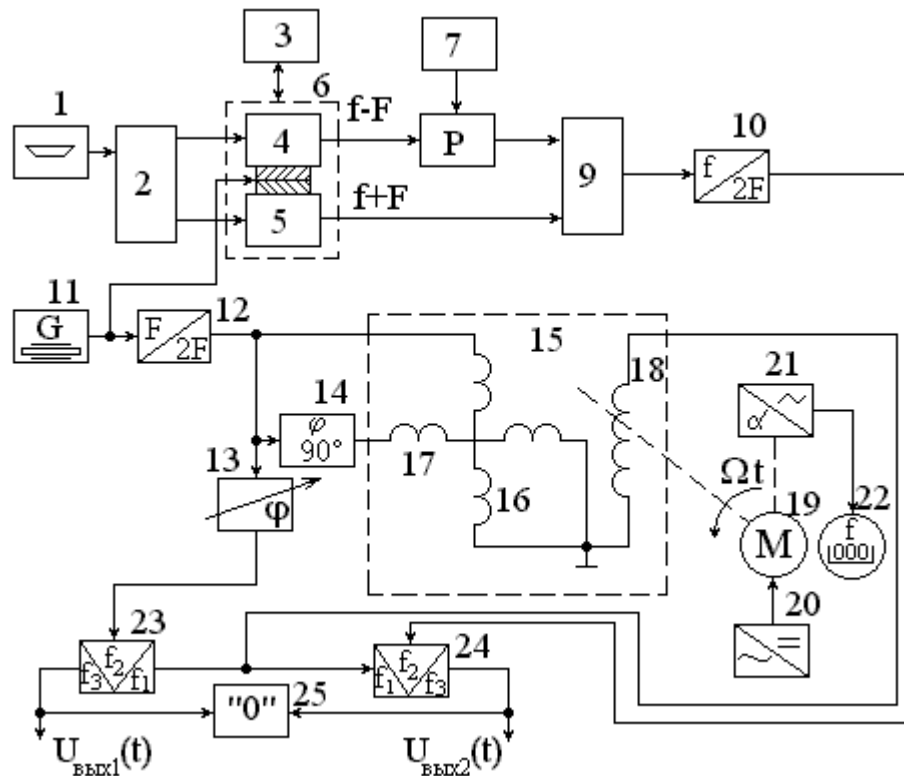


Рис. 3.20. Структурная схема ИДГ с преобразованием частоты

Устройство работает следующим образом. Излучение лазера 1 с помощью устройства разведения лучей 2 разделяется на два излучения, на пути которых под углом Брэгга установлены два АОМ 4 и 5, расположенные на платформе 6. На модуляционные входы АОМ подаётся напряжение возбуждения от кварцевого генератора 11 $U_{11}(t) = U_{m11} \cos(2\pi Ft + \varphi_o)$ частота которого F выбирается из диапазона 40...110 МГц. В результате акустического взаимодействия лазерного излучения с частотой f и волны возбуждения с частотой F на выходах АОМ за счёт дифракции излучения лазера появляются дифрагированные лучи ± 1 порядка, имеющие частоту $(f \pm F)$. На выходе АОМ 4 используется луч -1 порядка, а на выходе АОМ 5 – луч $+1$ порядка. Так как длина волны лазерного излучения λ намного меньше длины акустической волны в АОМ Λ , то на сравнительно небольшой базе можно обеспечить пространственную фильтрацию лучей на выходе АОМ. Кроме того, на пути луча -1 порядка находится поляризатор 8, соединённый с измерителем плоского угла 7, а платформа 6 с АОМ 4 и 5 может перемещаться в горизонтальной плоскости.

Пространственно разведённые лучи с выходов АОМ с помощью устройства сведения лучей 9 сводятся в плоскости фоточувствительной части фотоприёмника 10, работающего подобно смесителю радиодиапазона, на выходе которого получим напряжение:

$$U_{10}(t) = bE_1 E_2 \cos\{[(\omega - \Omega)t + \Delta\varphi_{B1} + \Delta\varphi_{a1} + \varphi_4 + \varphi_8 - \varphi_o] - [(\omega + \Omega)t + \Delta\varphi_{B2} + \Delta\varphi_{a1} +$$

$$+ \varphi_5 + \varphi_0 \}} - bE_1E_2 \cos[2\Omega t + \Delta\varphi_{B2} - \Delta\varphi_{B1} + \Delta\varphi_{a2} - \Delta\varphi_{a1} + \varphi_5 - \varphi_4 - \varphi_8 + \varphi_0], \quad (3.119)$$

где $\omega = 2\pi f$, $\Omega = 2\pi F$; E_1 и E_2 - интенсивности излучения на выходах АОМ 4 и 5; $\Delta\varphi_{B1}$ и $\Delta\varphi_{B2}$ - фазовые нестабильности, вносимые АОМ 4 и 5 при вибрациях; $\Delta\varphi_{a1}$ и $\Delta\varphi_{a2}$ - фазовые задержки света в первом и втором каналах интерферометра соответственно; φ_4 , φ_5 и φ_8 - фазовые задержки, вносимые АОМ 4 и 5 и поляризатором 8; b - коэффициент, характеризующий чувствительность фотоприёмника 10.

Разность между фазовыми набегами в каналах интерферометра $\Delta\varphi_a = \Delta\varphi_{a2} - \Delta\varphi_{a1}$ за счёт разности хода лучей в каналах можно исключить с помощью фазовращателя 13 по показаниям нуль-индикатора 25 перед началом работы, т.е. $\varphi_{13} = \Delta\varphi_a$

Далее работу устройства рассмотрим для двух различных режимов задания УФС. Первый режим – задание УФС между электрическими сигналами путём изменения линейного перемещения. Сущность этого режима заключается в том, что линейное перемещение платформы 6 с АОМ 4 и 5, работающих в режиме дифракции Брэгга, вдоль распространения акустической волны приводит к изменению УФС между сигналами радиодиапазона, которые снимаются с фотоприёмника 10 и фазовращателя 13. За счёт того, что АОМ 4 и 5 расположены на одной платформе 6, значительно уменьшается влияние вибраций (практически до полной их взаимокompенсации) за счёт повышения степени корреляции вибрационных фазовых нестабильностей. Кроме того, АОМ 4 и 5 установлены на платформе таким образом, как показано на рис.3.3,б, т.е. φ_4 и φ_5 имеют противоположные знаки и в интерферирующем луче складываются:

$$\varphi_5 - (-\varphi_4) = K2\Delta X = (2\pi/\Lambda)2\Delta X = \varphi_M. \quad (3.120)$$

С учётом этого выражение (3.119) можно переписать;

$$U_{10}(t) = bE_1E_2 \cos[2\Omega t + \varphi_M + \varphi_0 + \Delta\varphi_a]. \quad (3.121)$$

Таким образом, платформа с АОМ 4 и 5 служит в качестве оптического фазовращателя, а линейное перемещение АОМ, измеряемое измерителем линейных перемещений 3, определяет задаваемый фазовый сдвиг на выходе фотоприёмника 10.

Погрешность задания УФС перемещением АОМ 4 и 5 определяется точностью измерения линейного перемещения платформы 6, которая для прибора ИПЛ-ЗОК составляет $\Delta l = 0.005$ мкм. Длина акустической волны в АОМ 4 и 5 в диапазоне $40 \div 110$ МГц (большинство выпускаемых серийно модуляторов работает в этом диапазоне частот) для основных акустооптических материалов (плавленый кварц, стекло, германий, молибдат свинца) составляет $\Lambda = 0.033 \div 0.149$ мм. Тогда погрешность задания УФС составит $\Delta\varphi = 360^\circ \Delta l / \Lambda = 0.0121 \div 0.0545^\circ$, что позволяет с высокой точностью производить поверку фазометров. Расширить частотный диапазон свыше 110 МГц можно гетеродинированием без существенных погрешностей [26].

Важной особенностью такого режима является то, что измеряя УФС между напряжениями $U_{\text{ВЫХ}1}(t)$ и $U_{\text{ВЫХ}2}(t)$ фазометром, можно задавать линейное перемещение платформы 6, т.е. калибровать измеритель линейных перемещений 3 или меру длины. При этом задание УФС с погрешностью $\pm 0.05^\circ$ на частоте 80 МГц позволяет измерить длину с погрешностью 0,125 мкм или $\lambda/50$, где $\lambda = 0,63$ мкм - длина волны излучения лазера.

Второй режим работы – задание УФС между электрическими сигналами путём изменения плоского угла. Сущность этого режима заключается в том, что УФС между электрическими сигналами на выходах фотоприёмника 10 и удвоителя частоты 12 можно регулировать изменением углового положения подвижного поляризатора 8. Плоский угол измеряют измерителем 7, например, автоколлиматором АФ-2 с дискретностью $0,01''$. Поворот подвижного поляризатора 8 изменяет фазу сигнала на выходе фотоприёмника 10 пропорционально углу поворота поляризатора при прохождении через него излучения лазера 1, модулированного по частоте в АОМ 4. С учётом этого при $\varphi_M = 0$ выражение (3.119) можно переписать так:

$$U_{10}(t) = bE_1 E_2 \cos[2\Omega t + 2\varphi_o - \varphi_8 + \Delta\varphi_a]. \quad (3.122)$$

Таким образом, реализуется соответствие между плоским углом и углом электрическим между сигналами в радиооптическом диапазоне. Задавая угол поворота поляризатора 8 с помощью измерителя плоского угла 7, можно получить два электрических сигнала радиодиапазона с калиброванным фазовым сдвигом, и наоборот.

Для переноса полученного УФС в диапазон инфранизких и низких частот выходное напряжение кварцевого генератора 11 поступает на удвоитель частоты 12 и далее на косинусную обмотку 16 статора ВТ 15 непосредственно, а на синусную 17 обмотку статора – через цепь 90° -ного фазового сдвига 14. При вращении роторной обмотки 18 ЭД-ем 19 с УСВ Ω_1 напряжение в ней будет иметь вид:

$$U_{18}(t) = K_{12} k_{TP} U_{m11} \cos[(2\Omega - \Omega_1)t + 2\varphi_o + \varphi_{BT}], \quad (3.123)$$

где k_{TP} и K_{12} - соответственно коэффициент трансформации ВТ 15 и коэффициент передачи удвоителя частоты 12; φ_{BT} - фазовый сдвиг, вносимый ВТ 15.

Далее напряжение $U_{18}(t)$ подается на первые входы преобразователей частоты 23 и 24, на вторые входы которых подаются соответственно напряжение с выхода удвоителя частоты 12, прошедшее через фазовращатель 13, и выходное напряжение фотоприёмника 10, определяемое выражениями (3.121) либо (3.122). В этом случае напряжения на выходах преобразователей частоты 23 и 24 будут иметь вид:

$$\begin{aligned} U_{23}(t) &= 0.5 K_{12}^2 K_{13} K_{23} k_{TP} U_{m11}^2 \cos(\Omega t + \varphi_{13} - \varphi_{BT}); \\ U_{24}(t) &= 0.5 K_{12} K_{24} k_{TP} bE_1 E_2 U_{m11} \cos[\Omega t + \varphi_M (-\varphi_8) + \Delta\varphi_a - \varphi_{BT}], \end{aligned}$$

где K_{13} , K_{23} и K_{24} - соответственно коэффициенты передачи фазовращателя 13

и преобразователей частоты 23 и 24; φ_{13} - фазовый сдвиг, вносимый фазовращателем 13.

Для установки абсолютных значений УФС на выходах устройства необходимо перед началом работы скомпенсировать систематический набег фаз в каналах ИДГ о помощью фазовращателя 13 по показаниям нуль-индикатора 25. Тогда УФС между напряжениями $U_{23}(t) = U_{\text{ВЫХ1}}(t)$ и $U_{24}(t) = U_{\text{ВЫХ2}}(t)$, являющимися выходными напряжениями устройства, будет определяться величиной φ_M (или φ_g). Передвигая платформу 6 с АОМ 4 и 5 на расстояние ΔX , равное половине длины акустической волны Λ , или поворачивая поляризатор 8 на угол α , можно на выходах устройства, структурная схема которого приведена на рис. 3.20, получить регулируемый фазовый сдвиг в пределах $0 \div 360^\circ$. Задаваемый УФС определяется по отсчётным устройствам измерителей линейных перемещений 3 или измерителя углов поворота 7.

Изменять частоту выходных напряжений ИДГ о преобразованием частоты можно при помощи изменения величины напряжения источника питания 20, подаваемого на ЭД 19, что приводит к изменению УСВ ротора 18 ВТ 15 Ω_1 , контролировать которую можно с помощью тахогенератора 21 по частотомеру 22.

Таким образом, ИДГ с преобразованием частоты, структурная схема которого приведена на рис. 3.20, позволяет без существенных погрешностей осуществлять задание УФС между двумя сигналами оптического диапазона при помощи линейного перемещения АОМ или поворота поляризатора с последующим преобразованием частоты сигналов в радиодиапазон (с сохранением фазовых соотношений), а с помощью ИПЦ, работающей в режиме преобразования спектра радиосигналов, можно осуществить перенос заданной в оптическом диапазоне разности фаз в диапазон инфранизких и низких частот (на частоту вращения ротора 18 ВТ 15).

3.3.4. Исследование и разработка индикатора несимметричности N-фазной системы напряжений с использованием индуктивной параметрической цепи

Устройства данного класса используются для индикации по вольтметру небольших (до $7 \dots 10^\circ$) отклонений от синфазности, квадратуры и противофазности двухфазной системы напряжений, или, в общем случае, асимметрии N-фазной системы напряжений.

Известные в литературе индикаторы [109, 117] не позволяют достаточно просто и эффективно проводить индикацию несимметричности двухфазной системы напряжений из-за наличия узкополосных селективных устройств и системы компенсации неинформативной составляющей спектра выходного сигнала роторной обмотки ВТ, неработоспособных при изменении частоты входных сигналов.

Для исключения отмеченных недостатков предлагается индикатор асимметрии синфазности, противофазности и квадратуры двухфазной системы нап-

ряжений, способный работать при изменении частоты входных сигналов в диапазоне частот, структурная схема которого приведена на рис. 3.21. Индикатор состоит из ВТ 1 со статорными косинусной 2, синусной 3 и роторной 4 обмотками, ЭД 5, 90° -ной фазосдвигающей цепи на частоте ω 6, преобразователей частоты 7, 8 и 9, 90° -ной фазосдвигающей цепи на частоте Ω 10, сумматора 11, коммутатора 12 и вольтметра 13. В таком индикаторе ИПЦ работает в режиме смещения частоты (см. математическую модель рис. 2.13 при $N = 2$).

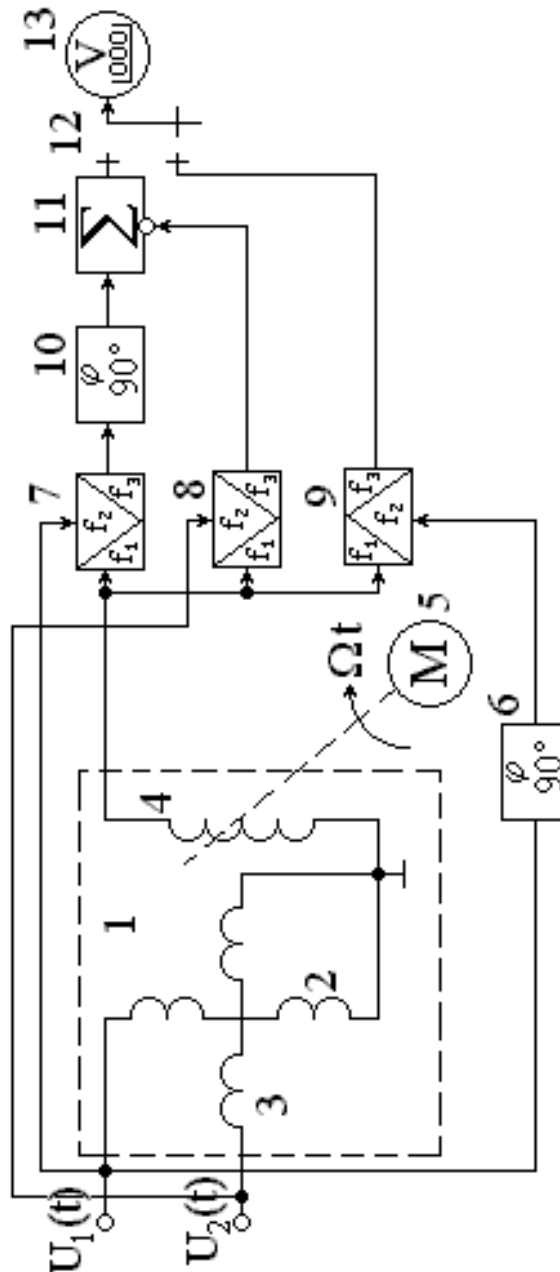


Рис. 3.21. Структурная схема индикатора асимметрии синфазности, противофазности и квадратуры двухфазной системы напряжений

Работает устройство следующим образом. Входные напряжения $U_1(t) = U_m \sin \omega t$ и $U_2(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ подаются на статорные обмотки 2 и 3 ВТ 1. При вращении роторной обмотки 4, механически связанной с ЭД 5, с УСВ Ω взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками изменяют-

ся во времени и равны $\dot{M}_1(t) = M \exp(j\Omega t)$, $\dot{M}_2(t) = M \exp[j(\Omega t - \pi/2)]$. В этом случае СМП статора определяется из табл. 2.2, п. 3, а и равен:

$$\dot{\Phi}_\Sigma(t) = -(U_m M / \omega L) \cdot \exp(j\Omega t) \cdot [\cos \omega t - j \cos(\omega t + \varphi)]. \quad (3.124)$$

ЭДС, наведенная СМП статора (3.124) в роторной обмотке 4, будет определяться из (2.26) и иметь следующий вид:

$$U_p(t) = k_{TP} U_m [\cos \Omega t \cdot \sin \omega t + \sin \Omega t \cdot \sin(\omega t + \varphi)]. \quad (3.125)$$

После этого напряжение $U_p(t)$ подаётся на первые входы преобразователей частоты 7, 8 и 9, на вторые входы которых подаются напряжения $U_1(t)$, $U_2(t)$ и выходное напряжение 90° -ной фазосдвигающей цепи на частоте ω $U_6(t) = -K_6 U_m \cos \omega t$ соответственно, где K_6 - коэффициент передачи 90° -ной фазосдвигающей цепи на частоте ω . На выходе преобразователей частоты 7, 8 и 9 получим напряжения, частота которых равняется УСВ роторной обмотки 4:

$$\begin{aligned} U_7(t) &= 0.5 \cdot K_7 k_{TP} U_m^2 [\cos \Omega t + \cos \varphi \cdot \sin \Omega t]; \\ U_8(t) &= 0.5 \cdot K_8 k_{TP} U_m^2 [\cos \varphi \cdot \cos \Omega t + \sin \Omega t]; \\ U_9(t) &= -0.5 \cdot K_9 k_{TP} U_m^2 \sin \varphi \cdot \sin \Omega t, \end{aligned} \quad (3.126)$$

где K_7 , K_8 и K_9 - соответственно коэффициенты передачи преобразователей частоты 7, 8 и 9; $k_{TP} = M/L$ - коэффициент трансформации.

После этого напряжение $U_7(t)$ проходит через 90° -ную фазосдвигающую цепь на частоте Ω 10, напряжение на выходе которой имеет вид:

$$U_{10}(t) = 0.5 \cdot K_7 K_{10} k_{TP} U_m^2 [\sin \Omega t - \cos \varphi \cdot \cos \Omega t], \quad (3.127)$$

где K_{10} - коэффициент передачи 90° -ной фазосдвигающей цепи 10.

Далее принцип работы индикатора рассмотрим на конкретных примерах (при малых значениях асимметрии $\Delta\varphi \ll 1$).

1) Измерение асимметрии синфазности: $\varphi = \pm \Delta\varphi$, $\cos(\pm \Delta\varphi) = 1$, $\sin(\pm \Delta\varphi) = \pm \Delta\varphi$. В этом случае напряжение на выходе преобразователя частоты 9:

$$U_9(t) = \mp 0.5 K_6 K_9 k_{mp} U_m^2 \Delta\varphi \cdot \sin \Omega t, \quad (3.128)$$

т.е. амплитуда напряжения (3.128) пропорциональна асимметрии синфазности $\Delta\varphi$.

2) Измерение асимметрии противофазности: $\varphi = \pi \pm \Delta\varphi$, $\cos(\pi \pm \Delta\varphi) = -\cos \Delta\varphi = -1$, $\sin(\pi \pm \Delta\varphi) = \mp \Delta\varphi$. В этом случае напряжение на выходе преобразователя частоты 9 будет иметь вид:

$$U_9(t) = \pm 0.5 K_6 K_9 k_{mp} U_m^2 \Delta\varphi \cdot \sin \Omega t, \quad (3.129)$$

т.е. амплитуда напряжения (3.129) пропорциональна асимметрии противофаз-

ности $\Delta\varphi$.

3) Измерение асимметрии квадратуры: $\varphi = (\pi/2) \pm \Delta\varphi$, $\cos((\pi/2) \pm \Delta\varphi) = \mp \sin \Delta\varphi = \mp \Delta\varphi$, $\sin((\pi/2) \pm \Delta\varphi) = \cos \Delta\varphi = 1$. В этом случае целесообразно напряжение $U_8(t)$ и $U_{10}(t)$ подать на сумматор 11, выходное напряжение которого будет иметь вид (при $K_7 K_{10} = K_8 = K$):

$$U_{11}(t) = U_{10}(t) - U_8(t) = \pm K k_{mp} U_m^2 \Delta\varphi \cdot \cos \Omega t, \quad (3.130)$$

т.е. амплитуда напряжения (3.130) пропорциональна асимметрии квадратуры $\Delta\varphi$.

Напряжения, определяемые выражениями (3.128), (3.129) и (3.130), через коммутатор 12 поступают на вольтметр 13, шкала которого может быть проградуирована в единицах асимметрии $\Delta\varphi$, причём при $K_7 K_{10} = K_8 = 0.5 K_6 K_9 = K$ шкала будет одинакова для всех режимов. Тогда в первом положении коммутатора 12 вольтметр 13 будет измерять асимметрию квадратуры, а во втором – асимметрию синфазности и противофазности.

Если амплитуды напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$ не равны, т.е. $U_1(t) = U_m \sin \omega t$ и $U_2(t) = U_m (1 + \xi) \sin(\omega t + \varphi)$, где ξ - относительное отклонение амплитуды, напряжения $U_9(t)$ и $U_{11}(t)$ запишутся таким образом:

$$U_9(t) = K k_{mp} U_m (1 + \xi) \Delta\varphi \cdot \sin \Omega t; \quad (3.131)$$

$$U_{11}(t) = K k_{TP} U_m^2 \sqrt{0.25 \xi^2 (2 + \xi)^2 + (1 + \xi)^2 \Delta\varphi^2} \cdot \sin \left(\Omega t + \arctg \frac{2(1 + \xi) \Delta\varphi}{\xi(2 + \xi)} \right). \quad (3.132)$$

Из выражения (3.131) погрешность измерения асимметрии синфазности и противофазности линейно зависит от ξ и равна $\delta\varphi = \xi \Delta\varphi$, а погрешность измерения асимметрии квадратуры из (3.132) равна:

$$\delta\varphi = \sqrt{0.25 \xi^2 (2 + \xi)^2 + (1 + \xi)^2 \Delta\varphi^2} - \Delta\varphi, \quad (3.133)$$

т.е. не линейно зависит от ξ и $\Delta\varphi$.

Таким образом, индикатор, структурная схема которого изображена на рис. 3.21, позволяет без применения сложных устройств проводить измерение асимметрии синфазности, противофазности и квадратуры в диапазоне частот входных напряжений, так как 90° -ная фазосдвигающая цепь на частоте ω б может быть выполнена на основе предложенной в параграфе 3.2.2 90° -ной фазоразностной цепи.

Однако, индикатор, структурная схема которого изображена на рис. 3.21, измеряет асимметрию лишь двухфазной системы напряжений. Для исключения этого недостатка разработан индикатор асимметрии N-фазной системы напряжений, в котором N-фазная ИПЦ работает в режиме смещения частоты (см. математическую модель рис. 2.13). Структурная схема такого индикатора приведена на рис. 3.22 и состоит из N-фазной ИПЦ 1 со статором 2 и ротором 3, ЭД 4, преобразователей частоты 5.1, ..., 5.k, ..., 5.N, фазосдвигающих устройств 6.2,

... , 6.k,..., 6.N, сумматоров 7.1,..., 7.N, коммутатора 8 на N положений и вольтметра 9.

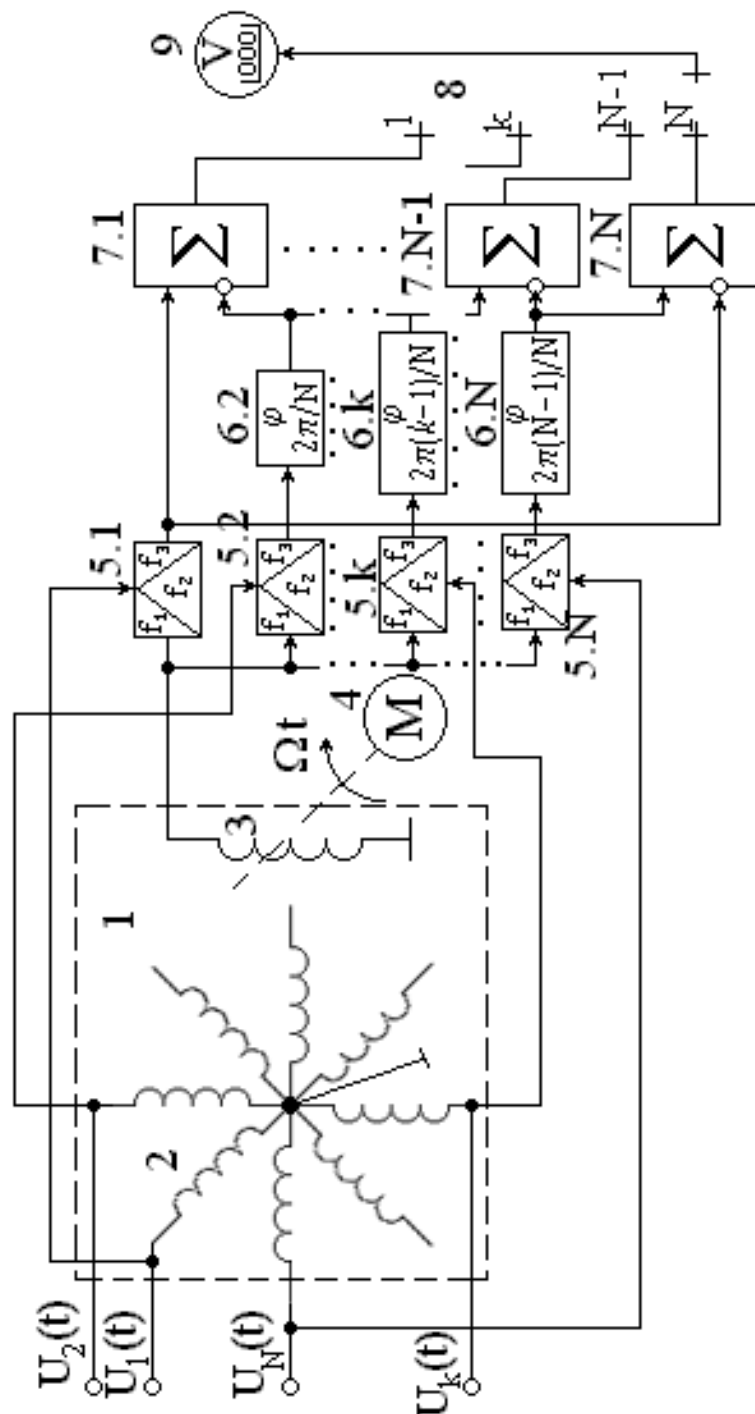


Рис.3.22. Структурная схема индикатора несимметричности N-фазной системы напряжений

Работает устройство следующим образом. Входные напряжения $U_k(t) = U_m \sin[\omega t + (2\pi(k-1)/N) + \Delta\varphi_k]$ подаются на соответствующие статорные обмотки N-фазной ИПЦ 1. При вращении ротора 3, механически связанного с ЭД-ем 4, с УСВ Ω взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками изменяются во времени и равны $M_k(t) = M \exp\{j[\Omega t + (2\pi(k-1)/N)]\}$. В этом случае СМП статора определяется из табл. 2.2, п. 3, а:

$$\dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = -\sum_{k=1}^N \left(\frac{U_m M}{2\omega L} \right) \cdot \exp\{-j[(\omega - \Omega)t + \Delta\varphi_k]\}, \quad (3.134)$$

где $\Delta\varphi_k$ - фазовая асимметрия в k -том входном напряжении, которую необходимо проиндцировать.

ЭДС, наведенная СМП статора (3.134) в роторной обмотке 3, будет также определяться из табл.2.2, п. 3, а и иметь вид (при $\omega \gg \Omega$):

$$U_p(t) = 0.5k_{TP}U_m \sum_{k=1}^N \sin[(\omega - \Omega)t + \Delta\varphi_k]. \quad (3.135)$$

После этого напряжение $U_p(t)$ подаётся на первые входы преобразователей частоты 5.1, ..., 5.k, ..., 5.N, на вторые входы которых подаются напряжения $U_k(t)$. На выходах преобразователей частоты получим напряжения, частота которых равняется УСВ ротора 3 N-фазной ИПЦ:

$$\begin{aligned} U_{5.1}(t) &= 0.25k_{TP}K_{5.1}U_m^2 [\cos\Omega t + \cos(\Omega t + \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2) + \dots + \cos(\Omega t + \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_k) + \dots + \\ &\quad + \cos(\Omega t + \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_N)]; \\ U_{5.2}(t) &= 0.25k_{TP}K_{5.2}U_m^2 \left[\cos\left(\Omega t + \frac{2\pi}{N} + \Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1\right) + \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi}{N}\right) + \dots + \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi}{N} + \Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_k\right) + \dots + \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi}{N} + \Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_N\right) \right]; \quad (3.136) \\ U_{5.k}(t) &= 0.25k_{TP}K_{5.k}U_m^2 \left[\cos\left(\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\varphi_k - \Delta\varphi_1\right) + \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\varphi_k - \Delta\varphi_2\right) + \right. \\ &\quad \left. + \dots + \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right) + \dots + \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\varphi_k - \Delta\varphi_N\right) \right] \\ U_{5.N}(t) &= 0.25k_{TP}K_{5.N}U_m^2 \left[\cos\left(\Omega t + \frac{2\pi(N-1)}{N} + \Delta\varphi_N - \Delta\varphi_1\right) + \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi(N-1)}{N} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \Delta\varphi_N - \Delta\varphi_2\right) + \dots + \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi(N-1)}{N} + \Delta\varphi_N - \Delta\varphi_k\right) + \dots + \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi(N-1)}{N}\right) \right]; \end{aligned}$$

где $K_{5.1}, K_{5.2}, \dots, K_{5.k}, \dots, K_{5.N}$ - коэффициенты передачи преобразователей частоты 5.1, 5.2, ..., 5.k, ..., 5.N соответственно.

Учитывая, что $\cos\left[\left(\frac{\sum_{i=1}^{N/2} \Delta\varphi_i - \sum_{j=N/2+1}^N \Delta\varphi_j}{N}\right)/N\right] \approx 1$, перепишем выражения (3.136):

$$\begin{aligned} U_{5.1}(t) &= 0.25k_{TP}K_{5.1}NU_m^2 \cos\left[\Omega t + \frac{(N-1)\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2 + \dots + \Delta\varphi_k + \dots + \Delta\varphi_N}{N}\right]; \\ U_{5.2}(t) &= 0.25k_{TP}K_{5.2}NU_m^2 \cos\left(\Omega t + \frac{2\pi}{N} + \frac{(N-1)\Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1 + \dots + \Delta\varphi_k + \dots + \Delta\varphi_N}{N}\right); \\ &\quad - \frac{\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 + \dots + \Delta\varphi_k + \dots + \Delta\varphi_N - \Delta\varphi_k}{N}; \end{aligned}$$

будет индцировать фазовую асимметрию между напряжениями $U_1(t)$ и $U_2(t)$, в положении (k-1) - фазовую асимметрию между напряжениями $U_{k-1}(t)$ и $U_k(t)$, а в положении N - фазовую асимметрию между напряжениями $U_N(t)$ и $U_1(t)$. Если в каждом положении коммутатора 8 показания вольтметра 9 одинаковы, но не равны нулю, то это говорит о том, что система входных напряжений сдвинута в пространстве на угол $\delta\varphi$. Такая асимметрия устраняется поворотом статора N-фазной ИПЦ 1 на угол $\alpha = \delta\varphi$.

Если же в различных положениях коммутатора 8 показания вольтметра 9 неидентичны, то это говорит о том, что асимметрия $\delta\varphi_k$ от канала к каналу имеет случайный характер. Добиться симметричности N-фазной системы напряжений можно путем включения перед статорными обмотками регулируемых фазовращателей, компенсирующих фазовые асимметрии $\delta\varphi_k$ между двумя соседними напряжениями $U_{k+1}(t)$ и $U_k(t)$.

Таким образом, индикатор, структурная схема которого приведена на рис. 3.22, позволяет достаточно эффективно индцировать и компенсировать асимметрию $\delta\varphi_k$ N-фазной системы напряжений при работе устройства в диапазоне частот. При использовании калиброванной системы напряжений $\{U_k(t)\}$ такое устройство может быть использовано для индикации фазовой погрешности реальных ИПЦ.

3.4. Исследование и разработка измерительных N - фазных генераторов на основе индуктивных параметрических цепей

При работе ИПЦ, в тахиметрическом режиме (см. математическую модель рис. 2.17) её предлагается использовать в качестве источника гармонического сигнала, частота которого равна УСВ ротора (якоря), а начальная фаза этого напряжения определяется угловым положением статора относительно вращающегося ротора. В этом случае ИПЦ работает в режиме магнитоэлектрического или электромагнитного возбуждения ЭДС на выходе.

На рис. 3.23 приведена структурная схема измерительного N-фазного генератора на двух N-фазных ИПЦ с магнитоэлектрическим возбуждением [57], содержащего ЭД 1, источник питания 2, две N-фазные ИПЦ 3 и 4 и отсчётное устройство 5.

Работает устройство следующим образом. Магнитные потоки, возникающие в k-той статорной обмотке первой 3 и второй 4 N-фазной ИПЦ при вращении роторов ЭД-ем с УСВ Ω , можно записать из табл. 2.2, п.4:

$$\begin{aligned}\dot{\Phi}_{1k}(t) &= \Phi K_{yc} \dot{\Theta}_{1k}(t) = \left[\Phi \frac{Sp}{2\pi\gamma} \right] \exp \left\{ j \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \right\}; \\ \dot{\Phi}_{2k}(t) &= \Phi K_{yc} \dot{\Theta}_{2k}(t) = \left[\Phi \frac{Sp}{2\pi\gamma} \right] \exp \left\{ j \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \alpha \right] \right\},\end{aligned}\quad (3.141)$$

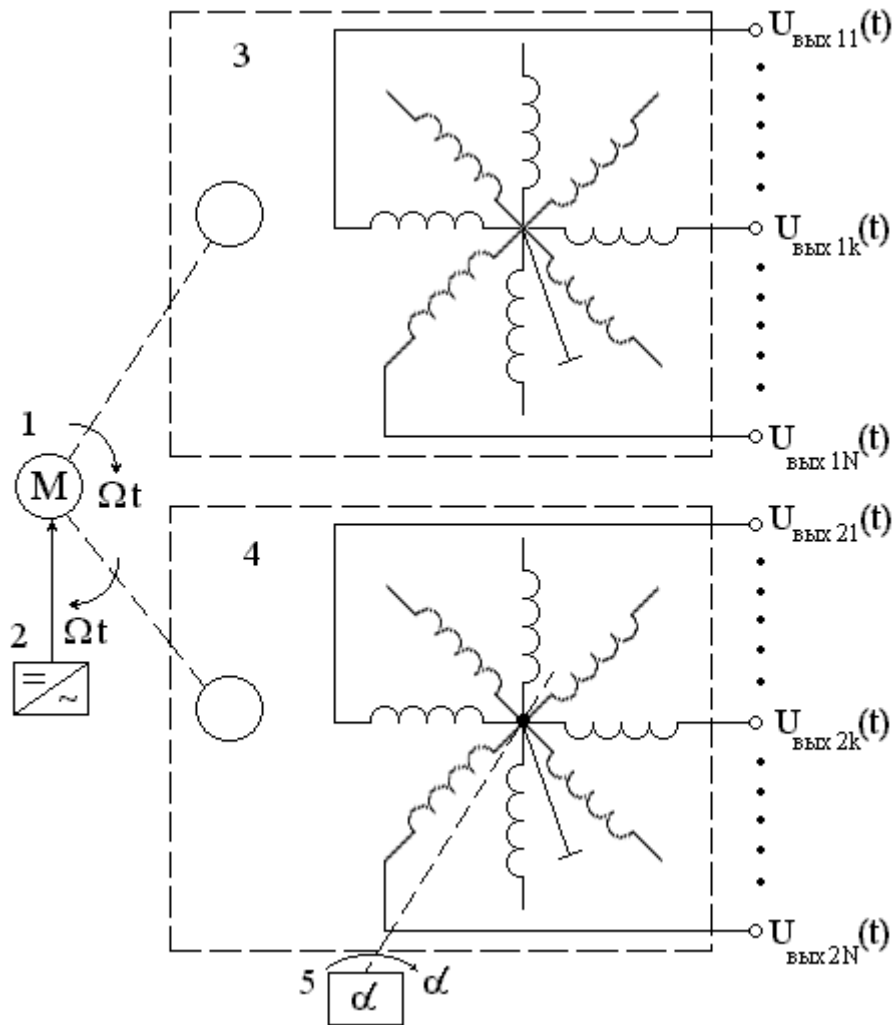


Рис. 3.23. Структурная схема ИДГ на двух N-фазных ИПЦ с магнитоэлектрическим возбуждением

где S – число проводников в обмотке статора; p – число пар полюсов ИПЦ; γ – число пар параллельных ветвей; $K_{yc} = Sp/2\pi\gamma$ – статический коэффициент усиления (крутизна выходной характеристики).

Мгновенные значения напряжений, наведенных в статорных обмотках N-фазных ИПЦ, будут определяться из (2.93) и иметь вид:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых.}1k}(t) &= \operatorname{Re} \left\{ \Phi K_{yc} \frac{d\dot{\Theta}_{1,k}(t)}{dt} \right\} = -K_{yc} \Omega \Phi \sin \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] = -U_m \sin \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right]; \\
 U_{\text{вых.}2k}(t) &= \operatorname{Re} \left\{ \Phi K_{yc} \frac{d\dot{\Theta}_{2,k}(t)}{dt} \right\} = -K_{yc} \Omega \Phi \sin \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \alpha \right] = \\
 &= -U_m \sin \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \alpha \right].
 \end{aligned} \tag{3.142}$$

Так как статор второй N-фазной ИПЦ 4 механически соединен с отсчётным устройством 5, при его повороте на угол α относительно неподвижного статора первой N-фазной ИПЦ 3 УФС между напряжениями $U_{\text{вых.}1k}(t)$ и $U_{\text{вых.}2k}(t)$ будет изменяться пропорционально угловому перемещению одного

из статоров, т.е. $\varphi = \alpha$.

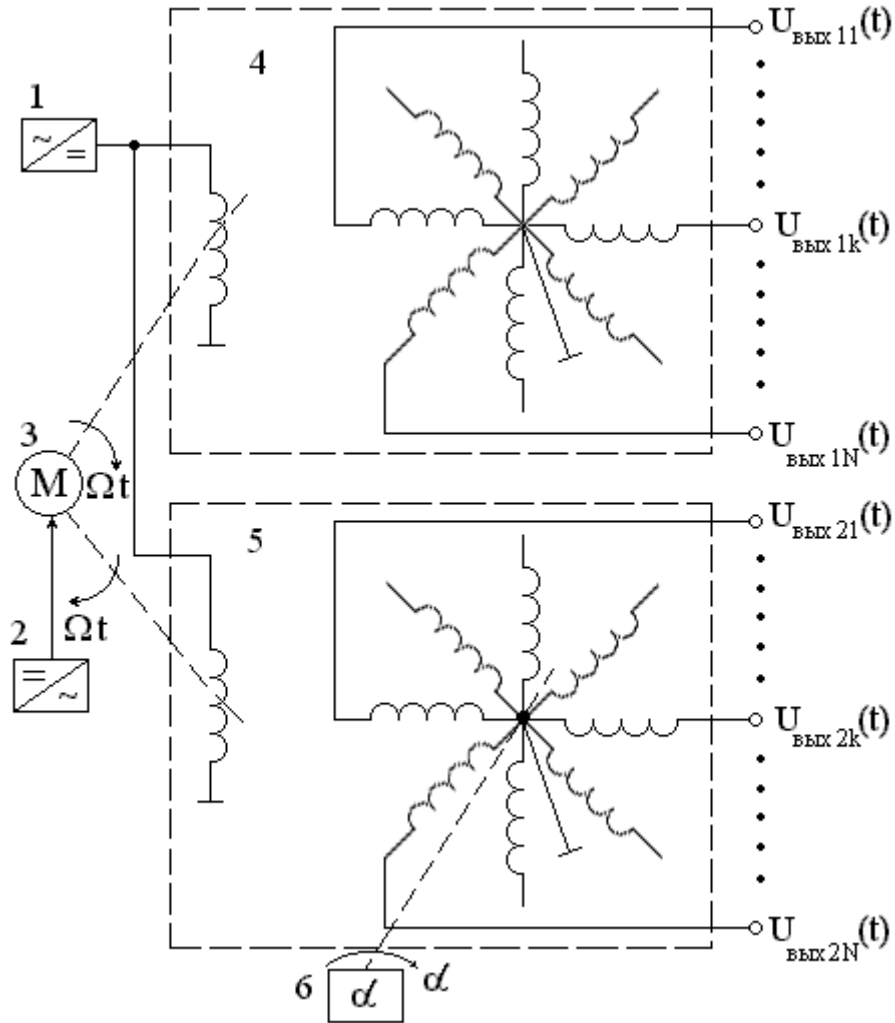


Рис. 3.24. Структурная схема ИДГ на двух N-фазных ИПЦ с электромагнитным возбуждением

На рис. 3.24 приведена структурная схема измерительного N-фазного генератора на двух N-фазных ИПЦ с электромагнитным возбуждением [57], содержащего источник постоянного тока 1, регулируемый источник питания 2, ЭД 3, две N-фазные ИПЦ 4 и 5 и отсчётное устройство 6.

Работает устройство следующим образом. Напряжение U_0 источника постоянного тока 1 вызывает в роторных обмотках первой 4 и второй 5 N-фазных ИПЦ токи $I_1 = U_0/r_1$ и $I_2 = U_0/r_2$. При вращении роторов ЭД-ем с УСВ Ω взаимные индуктивности между статорными и роторной обмотками становятся периодическими функциями времени, а магнитные потоки, возникающие в k-ой статорной обмотке первой 4 и второй 5 N-фазной ИПЦ, можно также записать из табл.2.2, п.4 таким образом:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{1k}(t) &= I_1 \dot{M}_{1k}(t) = \frac{U_0 M}{r_1} \exp \left\{ j \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \right\}; \\ \dot{\Phi}_{2k}(t) &= I_2 \dot{M}_{2k}(t) = \frac{U_0 M}{r_2} \exp \left\{ j \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \alpha \right] \right\}, \end{aligned} \quad (3.143)$$

где r_1 и r_2 - активные сопротивления роторных обмоток первой 4 и второй 5 N-фазных ИПЦ.

Мгновенные значения напряжений, наведенных в статорных обмотках N-фазных ИПЦ, будут иметь вид:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых.1k}}(t) &= \operatorname{Re} \left[\frac{d\dot{\Phi}_{1k}(t)}{dt} \right] = -\frac{U_0 \Omega M}{r_1} \sin \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right]; \\ U_{\text{вых.2k}}(t) &= \operatorname{Re} \left[\frac{d\dot{\Phi}_{2k}(t)}{dt} \right] = -\frac{U_0 \Omega M}{r_2} \sin \left[\Omega t + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \alpha \right]. \end{aligned} \quad (3.144)$$

При условии, что $r_1 = r_2$, амплитуды напряжений $U_{\text{вых.1k}}(t)$ и $U_{\text{вых.2k}}(t)$ равны. УФС между напряжениями (3.144) задаётся с помощью отсчётного устройства 6.

Таким образом, устройства, структурные схемы которых представлены на рис. 3.23 и 3.24, являются источниками (генераторами) переменных напряжений с частотой Ω и УФС между напряжениями в каналах α , определяемым угловым положением статора одной N-фазной ИПЦ относительно неподвижного статора другой. Частоту выходных напряжений сравнительно легко изменить, например, путём изменения напряжения питания ЭД. При использовании сельсинов ($N=3$) можно получить на выходе каждой из двух ИПЦ три напряжения, УФС между которыми $0, 120^\circ$ и 240° , т.е. имитировать источник трёхфазного напряжения в широком диапазоне низких частот до 500...600 Гц.

По сравнению с известными ИДГ на управляемых делителях частоты [30, 88, 113] устройства, структурные схемы которых приведены на рис. 3.10, 3.23 и 3.24, обладают рядом преимуществ:

- независимость от частоты формы выходного гармонического напряжения;
- независимость от частоты градуировки шкалы установки УФС;
- возможность непрерывной регулировки УФС в пределах $0...360^\circ$;
- возможность непрерывного изменения частоты выходных гармонических напряжений.

Устройства, структурные схемы которых изображены на рис. 3.23 и 3.24, могут найти применение преимущественно в диапазоне инфранизких частот, что является их недостатком по сравнению с другими видами ИДГ.

3.5. Исследование и разработка системы фазовой автоподстройки частоты вращения валов синхронных электродвигателей

Необходимость в ФАПЧ вращения валов ЭД встречается в системах записи и воспроизведения информации на магнитных носителях [69], в оптических следящих системах [19, 61], при корреляционной обработке сигналов [40], в прецизионных системах электрического привода в станках с ЧПУ [50] и в других практически важных случаях. Для обеспечения синхронизации по УСВ используются синхронные ЭД переменного тока. Однако, возникает проблема сведения к нулю остаточной расстройки между начальными углами простран-

ственного положения валов двух синхронных ЭД в фиксированный момент времени, т.е. обеспечения синфазности вращения.

Если описать вращение валов двух ЭД гармоническими функциями $a_1(t) = A_1 \cos \psi_1(t) = A_1 \cos(\Omega_1 t + \varphi_1)$ и $a_2(t) = A_2 \cos \psi_2(t) = A_2 \cos(\Omega_2 t + \varphi_2)$ то при синхронности и синфазности вращения необходимо выполнить условия:

$\Omega_1 = \Omega_2$, $\varphi_1 = \varphi_2$. В этом случае должно соблюдаться или равенство полных фаз $\Omega_1 t + \varphi_1 = \Omega_2 t + \varphi_2$, или постоянство разности полных фаз $\Delta\varphi = \psi_1(t) - \psi_2(t) = (\Omega_1 - \Omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2$ во времени.

Общими недостатками известных систем ФАПЧ вращения валов синхронных ЭД [59, 145, 151] является то, что для управления полной фазой вращения вала синхронного ЭД сначала надо получить нулевое рассогласование между частотой ведущего генератора Ω_1 и УСВ вала Ω_2 , т.е. с частотой напряжения датчика обратной связи. После этого система входит в режим синхронизации по фазе, когда угол рассогласования $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ не зависит от времени. Если использовать астатическую систему фазовой синхронизации, то остаточная расстройка будет равна нулю ($\Delta\varphi = 0$) [76]. Статическая система ФАПЧ, обладая остаточной расстройкой по фазе $\Delta\varphi \neq 0$, является астатической по частоте ($\Omega_1 = \Omega_2$).

Для исключения остаточной ошибки по фазе применяются системы ФАПЧ вращения синхронного ЭД с управлением по углу рассогласования (астатические системы) [141], содержащие дополнительно включенный между выходом ведущего генератора и входом ФД управляемый напряжением рассогласования фазовращатель. Однако при фазовой синхронизации вращения валов мощных исполнительных синхронных ЭД требуется применение дополнительных обмоток возбуждения и мощных усилителей питания ЭД. Это обстоятельство существенно усложняет систему, приводит к снижению устойчивости и точности работы. Задача усложняется ещё и тем, что обычно синхронные ЭД мощностью 70 Вт и выше должны иметь трёхфазное питание от сети переменного тока [55].

Для исключения отмеченных недостатков в [57, 138] предлагается астатическая система ФАПЧ вращения валов двух трёхфазных синхронных ЭД с управлением по углу рассогласования, структурная схема которой приведена на рис. 3.25. ИПЦ, работающей в режиме ФАПЧ вращения синхронного ЭД (ом. математическую модель рис. 2.13), в этой системе является трёхфазный синхронный ЭД. Система состоит из двух трёхфазных синхронных ЭД 1 и 2 с роторами 3 и 4 и статорами 5 и 6, двух тахогенераторов 7 и 8, ФД 9, пропорционально-интегрирующего фильтра 10, усилителя постоянного тока 11, исполнительного ЭД постоянного тока 12 и редуктора 13.

Система работает следующим образом. При включении статорных обмоток 5 и 6 трёхфазных синхронных ЭД 1 и 2 в сеть трёхфазного переменного тока УСВ роторов 3 и 4 одинакова и равна угловой частоте сети, т.е. система астатическая по частоте и статическая по фазовому рассогласованию. С роторами трёхфазных синхронных ЭД механически связаны тахогенераторы 7 и 8, которые вырабатывают напряжения $U_7(t) = U_{m7} \cos(\Omega t + \varphi_1)$ и $U_8(t) =$

$= U_{m8} \cos(\Omega t + \varphi_2)$. Эти напряжения подаются на входы ФД 9, выходное напряжение которого через пропорционально-интегрирующий фильтр 10 поступает на усилитель постоянного тока 11. Напряжение на выходе усилителя постоянного тока 11 будет иметь вид:

$$U_{11} = 0.5K_9K_{10}K_{11}U_{m7}U_{m8} \cos(\varphi_1 - \varphi_2),$$

где K_9 , K_{10} и K_{11} - соответственно коэффициенты передачи ФД 9, пропорционально-интегрирующего фильтра 10 и усилителя постоянного тока 11.

Постоянное напряжение U_{11} , пропорциональное фазовому рассогласованию $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$, подаётся на исполнительный ЭД постоянного тока 12, который механически соединён со статором трёхфазного синхронного ЭД 2 через редуктор 13. Напряжение рассогласования U_{11} приводит во вращение исполнительный ЭД постоянного тока 12 до тех пор, пока фазовое рассогласование $\Delta\varphi$ не станет равным нулю, т.е. пока система не сведётся к астатизму по фазовому рассогласованию. При этом угол поворота статора 6 трёхфазного синхронного ЭД 2 будет равен $\alpha = -(\pi/2) + \varphi_1 - \varphi_2$, а угол пространственного рассогласования статоров 5 и 6 в любом случае будет равен 90° .

На рис. 3.26 приведена конструкция узла поворота статора трёхфазного синхронного ЭД, которая реализует способ регулирования фазы вращения вала трёхфазного синхронного ЭД по сигналу рассогласования.

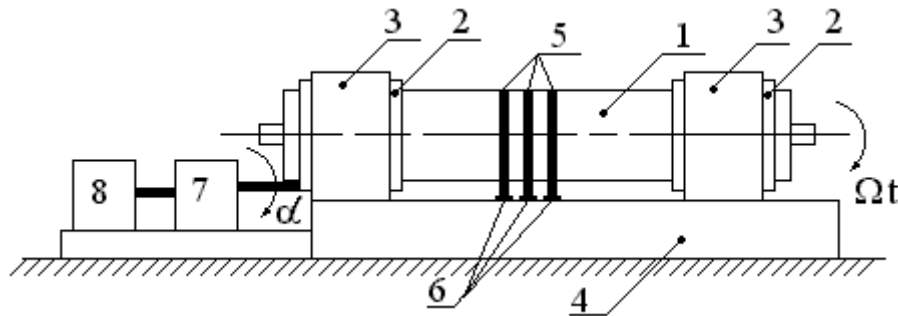


Рис. 3.26. Конструкция Узла поворота статора трёхфазного синхронного ЭД

Узел поворота статора работает следующим образом. Статор трёхфазного синхронного ЭД 1 помещён во внутренние кольца 2 подшипников скольжения 3. Внешние кольца подшипников закреплёны неподвижно на основании 4. На корпусе статора трёхфазного синхронного ЭД 1 размещены три ламелевые кольца 5 для подведения трёхфазного переменного напряжения питания на статорные обмотки через неподвижные контакты 6. С внутренним кольцом одного из опорных подшипников 3 соединяется ось редуктора 7, через который осуществляется поворот статора 1 трёхфазного синхронного ЭД относительно вращающегося ротора с помощью исполнительного ЭД постоянного тока 8 по сигналу рассогласования.

Поворот оси редуктора на угол α позволяет изменить угол пространственного положения мгновенных значений напряжений статора 6 трёхфазного синхронного ЭД 2 (в каждой из фаз одновременно) относительно положения мгновенных значений напряжений неподвижного статора 5 трёхфазного синх-

ронного ЭД 1 (рис. 3.25). С целью увеличения точности передаточное отношение редуктора 13 выбирается большим. Для уменьшения обратного вращающего момента, действующего на статор 6 трёхфазного синхронного ЭД 2, применяются подшипники трения и червячная редукторная передача.

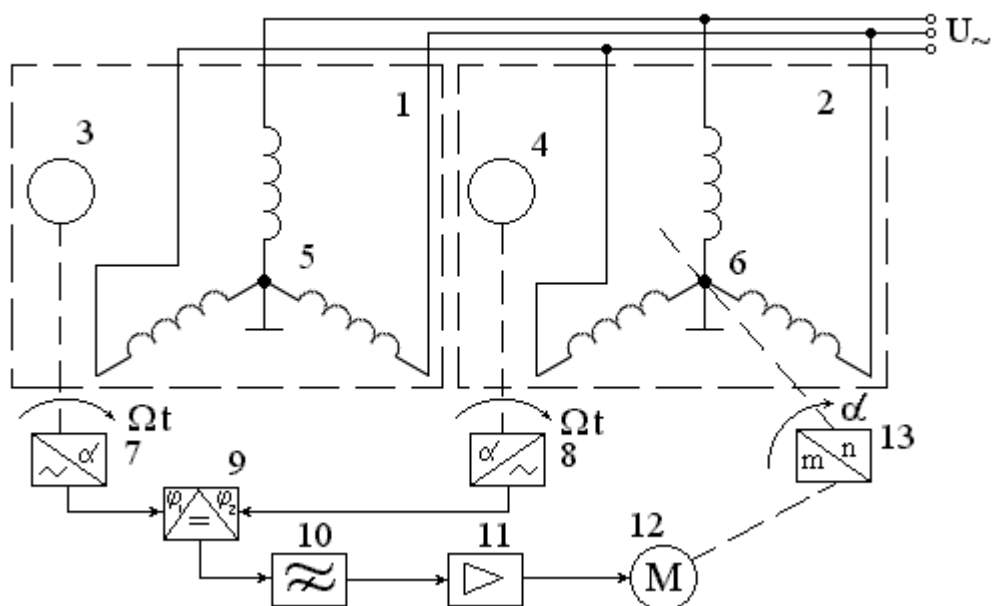


Рис.3.25. Структурная схема астатической системы ФАПЧ вращения валов двух трёхфазных синхронных ЭД с управлением по углу рассогласования

Экспериментальная установка, собранная по структурным схемам рис. 3.25 и 3.26 с применением синхронных ЭД трёхфазного переменного тока типа Г411У4, позволила осуществить автоподстройку фазы вращения ЭД с абсолютной погрешностью не хуже $\pm 0.2^\circ$, что позволяет использовать подобные системы для подстройки механических узлов оптических адаптивных систем.

Выводы

1. На основе математических моделей N-фазной ИПЦ при работе в индикаторном режиме на постоянном токе (рис. 2.14) и N-фааной ИПЦ с фазным ротором при работе в индикаторном режиме на постоянном токе (рис. 2.15), а также данных таблицы 2.2, п.2, а, б, разработаны оптимальные структурные схемы измерителей УФС при двухканальных некоррелированных (рис. 3.1, 3.4) и коррелированных (рис. 3.2) шумах по критерию максимального правдоподобия.

2. На основе математической модели N-фазной ИПЦ при работе в индикаторном режиме на переменном токе (рис. 2.14) и данных таблицы 2.2, п.2, в, г разработаны структурные схемы фазометра гармонических сигналов с индикацией на переменном токе (рис. 3.5) и фазометра с МВП коротких радиоимпульсных сигналов (рис. 3.6).

3. По математической модели N-фазной ИПЦ при работе в статическом режиме фазовращателя (рис. 2.13) и данных таблицы 2.2, п.1 разработаны структурная схема фазометра периодического сравнения (рис. 3.7), в котором ис-

ключается погрешность измерения УФС, связанная с неидентичностью выполнения измерительных каналов, структурные схемы 90° -ных фазоразностных цепей (рис. 3.8 и 3.9) и структурная схема ИДГ (рис. 3.10).

4. С использованием математической модели N-фазной ИПЦ при работе в режиме преобразования спектра радиосигналов (смещение частоты) (рис. 2.13) и данных таблицы 2.2, п.3, а разработаны структурная схема фазометра с МВП гармонических сигналов (рис. 3.11), структурная схема измерителя ГВЗ четырёхполюсников (рис. 3.16), структурная схема измерителя УСВ вала рабочего механизма (рис. 3.19), структурная схема ИДГ с преобразованием частоты (рис. 3.20), структурная схема индикатора асимметрии синфазности, противофазности и квадратуры двухфазной системы напряжений (рис. 3.21) и структурная схема индикатора асимметрии N-фазной системы напряжений (рис. 3.22).

5. На основе математической модели N-фазной ИПЦ при работе в режиме преобразования спектра радиосигналов (линейная балансная амплитудная модуляция) (рис. 2.17) и данных таблицы 2.2, п.3, б разработаны структурная схема фазометра с МВП гармонических сигналов (рис. 3.12), структурная схема коммутационного измерителя ГВЗ четырёхполюсников (рис. 3.17) и измерителя ГВЗ протяжённых объектов (рис. 3.18).

6. По математической модели N-фазной ИПЦ при работе в режиме преобразования спектра радиосигналов (считывание информации при МВП гармонических и радиоимпульсных сигналов) (рис. 2.13) и данных таблицы 2.2, п.3, в, г разработаны структурная схема компенсационного фазометра с МВП гармонических сигналов (рис. 3.13) и структурная схема моноимпульсного фазометра с МВП (рис. 3.14).

7. По математической модели N-фазной ИПЦ при работе в тахометрическом режиме (рис. 2.17) и данных таблицы 2.2, п. 4 разработаны структурные схемы измерительных N-фазных генераторов с магнитоэлектрическим (рис. 3.23) и электромагнитным (рис. 3.24) возбуждением, которые могут найти применение преимущественно в диапазоне инфранизких частот (до 500...600 Гц).

8. По математической модели N-фазной ИПЦ при работе в режиме ФАПЧ вращения синхронного электродвигателя (рис. 2.13) и данных таблицы 2.2, п.5 разработана структурная схема астатической системы ФАПЧ вращения валов двух трёхфазных синхронных электродвигателей с управлением по углу рассогласования (рис. 3.25), которая может быть использована для подстройки механических узлов оптических адаптивных систем.

9. На основе обобщённой математической модели N-фазной ИПЦ (рис. 2.19) разработан целый класс устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов с использованием ИПЦ, который наиболее целесообразно использовать в диапазоне низких частот (до 200 кГц).

4. АНАЛИЗ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ, ВНОСИМЫХ ИНДУКТИВНЫМИ ПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ ЦЕПЯМИ, В УСТРОЙСТВАХ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ И ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ

Во второй главе получено математическое выражение для СМП (2.46), описывающее алгоритм функционирования N-фазной ИПЦ в идеальном случае, когда не учитывается амплитудная и фазовая асимметрия ИПЦ. Из этого выражения можно получить СМП для реального случая:

$$\Phi(t) = \sum \Phi_{m,k} \cos \left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k \right] \exp \left\{ j \left[\Omega t + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k \right] \right\}, \quad (4.1)$$

где $\Phi_{m,k}$ – амплитуда k-ой составляющей СМП;

$\Delta\beta_k$ – асимметрия в фазировании сигналов на частоте ω ;

$\Delta\alpha_k$ – асимметрия пространственного углового положения обмоток.

Переход от выражения (4.1) к выражению (2.46) может быть достигнут при удовлетворении требований, приведенных в параграфе 2.5. Выражение (4.1) применимо для различных режимов работы N-фазной ИПЦ.

В настоящей главе ставятся следующие задачи:

- анализ инструментальных погрешностей по обобщённой математической модели N-фазной ИПЦ;
- численное моделирование составляющих инструментальной погрешности по частным математическим моделям N-фазных ИПЦ методом Монте-Карло;
- экспериментальная проверка адекватности обобщённой математической модели N-фазной ИПЦ.

Решение поставленных в данной главе задач позволит подтвердить корректность разработанных в главе 2 математических моделей и алгоритмов функционирования N-фазных ИПЦ.

4.1. Анализ инструментальных погрешностей по обобщённой математической модели N-фазной индуктивной параметрической цепи

Выходными сигналами (информативными параметрами) N-фазной ИПЦ являются выходное напряжение и угол поворота ротора. Определим аналитические выражения для составляющих инструментальной погрешности N-фазной ИПЦ по обобщённой математической модели.

Выражение (4.1) можно преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned}
\dot{\Phi}_{\Sigma}(t) = & \sum_{k=1}^N 0.5\Phi_{m.k} \left\{ \cos \left[(\omega + \Omega)t + \varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k + \Delta\beta_k \right] + \right. \\
& + \cos \left[(\omega - \Omega)t + \varphi - \alpha + \Delta\beta_k - \Delta\alpha_k \right] + j \sin \left[(\omega + \Omega)t + \varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k + \Delta\beta_k \right] - \\
& \left. - j \sin \left[(\omega - \Omega)t + \varphi - \alpha + \Delta\beta_k - \Delta\alpha_k \right] \right\} = \sum_{k=1}^N 0.5\Phi_{m.k} \exp \left\{ -j \left[(\omega - \Omega)t + \varphi - \alpha + \Delta\beta_k - \Delta\alpha_k \right] \right\} + \\
& + \sum_{k=1}^N 0.5\Phi_{m.k} \exp \left\{ j \left[(\omega + \Omega)t + \varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k + \Delta\beta_k \right] \right\}, \quad (4.2)
\end{aligned}$$

т.е. СМП состоит из информативной и остаточной составляющих. Фаза СМП (4.1) определяется из следующего соотношения:

$$\begin{aligned}
\varphi_{\Sigma} = \arg \{ \dot{\Phi}_{\Sigma}(t) \} = \operatorname{arctg} & \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k \right] \sin \left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k \right]}{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k \right] \cos \left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k \right]} = \\
= \operatorname{arctg} & \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \left\{ \sin \left[\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k + \Delta\beta_k \right] - \sin \left[\varphi - \alpha + \Delta\beta_k - \Delta\alpha_k \right] \right\}}{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \left\{ \cos \left[\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k + \Delta\beta_k \right] + \cos \left[\varphi - \alpha + \Delta\beta_k - \Delta\alpha_k \right] \right\}}, \quad (4.3)
\end{aligned}$$

где $\dot{\Phi}_{m.k} = I_{m.k} M \cos \omega t \cdot \exp(j\Omega t)$ – амплитуда k -ой составляющей СМП.

Абсолютную фазовую погрешность определим при помощи соотношения (4.3):

$$\begin{aligned}
\Delta\varphi = \varphi_{\Sigma} - (-\varphi) = \operatorname{arctg} & \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k \right] \sin \left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k \right]}{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k \right] \cos \left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k \right]} = \\
= \operatorname{arctg} & \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \left\{ \sin \left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k + \Delta\beta_k \right] - \sin \left[\Delta\beta_k - \Delta\alpha_k - \alpha \right] \right\}}{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \left\{ \cos \left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k + \Delta\beta_k \right] + \cos \left[\Delta\beta_k - \Delta\alpha_k - \alpha \right] \right\}}. \quad (4.4)
\end{aligned}$$

Из выражения (4.4) не трудно видеть, что при $\Delta\alpha_k = \Delta\beta_k = 0$ и $\dot{\Phi}_{m.k} = \dot{\Phi}_m = \text{const}$ погрешность $\Delta\varphi$ равна нулю.

Для случая малых погрешностей $\Delta\alpha_k$, $\Delta\beta_k$ и $\dot{\Phi}_{m.k}$ можно положить, что погрешность $\Delta\varphi$ не зависит от φ . Систематическую инструментальную погрешность в этом случае можно определить из (4.4) при условии, что

$$\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \sin \left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k + \Delta\alpha_k \right] \approx \sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos \left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k + \Delta\alpha_k \right] \approx 0$$

как сумма приближённо равных по амплитуде N векторов, тогда

$$\Delta\varphi \approx \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \sin[\Delta\alpha_k - \Delta\beta_k + \alpha]}{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos[\Delta\alpha_k - \Delta\beta_k + \alpha]}. \quad (4.5)$$

Относительная фазовая погрешность N-фазной ИПЦ:

$$\delta\varphi = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \sin\left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right]}{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \cos\left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right]}. \quad (4.6)$$

При малых отклонениях параметров N-фазной ИПЦ от номинальных значений относительная фазовая погрешность имеет вид:

$$\delta\varphi = \frac{1}{2\pi} \left\{ \sum_{k=1}^N \frac{d\varphi_{\Sigma}}{d\dot{\Phi}_{m.k}} \Delta\dot{\Phi}_{m.k} + \sum_{k=1}^N \frac{d\varphi_{\Sigma}}{d\beta_k} \Delta\beta_k + \sum_{k=1}^N \frac{d\varphi_{\Sigma}}{d\alpha_k} \Delta\alpha_k \right\}. \quad (4.7)$$

В [68] показано, что при идентичных математических ожиданиях ошибок параметров математическое ожидание $M(\Delta\varphi)$ определяется как

$$M(\Delta\varphi) = M(\Delta\alpha) + M(\Delta\beta), \quad (4.8)$$

т.е. не зависит от $M(\Delta\dot{\Phi}_{m.k})$. Дисперсия относительной фазовой погрешности при идентичных дисперсиях ошибок параметров определяется следующим уравнением:

4.1.2. Влияние погрешности в фазировании сигналов на высокой частоте

В реальной N-фазной ИПЦ возможна погрешность в фазировании сигналов на высокой частоте, т.е. коэффициенты разложения ряда (2.46) имеют следующий вид:

$$a_k(t) = I_{m.k} \cos\left[\omega t + \varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right]. \quad (4.15)$$

Определим погрешность, возникающую за счёт асимметрии в фазировании сигналов на высокой частоте. В этом случае при выполнении условий $\dot{\Phi}_{m.1} = \dot{\Phi}_{m.2} = \dots = \dot{\Phi}_{m.N}$ и $\Delta\alpha_1 = \Delta\alpha_2 = \dots = \Delta\alpha_N = 0$ из выражения (4.4) получим:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{\beta} &= \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \sin\left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]}{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.k} \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \cos\left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]} = \\ &= \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N \left\{ \sin\left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] - \sin[\Delta\beta_k - \alpha] \right\}}{\sum_{k=1}^N \left\{ \cos\left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] + \cos[\Delta\beta_k - \alpha] \right\}}. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Когда $\Delta\beta_k = \Delta\beta$, т.е. если во всех каналах допущены одинаковые по величине и знаку погрешности фазирования $\Delta\beta$ сигнала, подающегося на обмотки N -фазной ИПЦ, то это приводит к дополнительному фазовому сдвигу выходного сигнала $\Delta\varphi_\beta = -\Delta\beta$ (при $\alpha = 0$), т.е. к смещению нулевого показания. Иначе говоря, сдвиг по фазе на $\Delta\beta$ N -фазной системы сигналов высокой частоты приводит к фазовому сдвигу выходного сигнала на величину $\Delta\varphi_\beta = -\Delta\beta$. В этом случае погрешность не зависит от φ .

Ввиду малого разброса $\Delta\beta_k$ при $\alpha = 0$ фазовую погрешность из (4.16) можно приближённо определить (при условии, что $\sum_{k=1}^N \sin\left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \approx \sum_{k=1}^N \cos\left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \approx 0$ как сумма приближённо равных по амплитуде N векторов) как

$$\Delta\varphi_k \approx \operatorname{arctg} \frac{-\sum_{k=1}^N \sin \Delta\beta_k}{\sum_{k=1}^N \cos \Delta\beta_k} \approx -\operatorname{arctg} \frac{K_2 \cdot \sum_{k=1}^N \Delta\beta_k}{N}. \quad (4.17)$$

где K_2 – коэффициент, зависящий от $M(\Delta\beta_k)$, значения которого определим при численном моделировании составляющих инструментальной погрешности N -фазной ИПЦ.

4.1.3. Влияние погрешности от асимметрии пространственного положения обмоток

В реальной N -фазной ИПЦ также возможна асимметрия пространственного углового положения обмоток, т.е. аппроксимирующие функции ряда (2.46) будут иметь следующий вид:

$$\dot{f}_k(t) = M e^{j\left[\Omega t + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right]}. \quad (4.18)$$

Определим погрешность, возникающую за счёт асимметрии пространственного углового положения обмоток. В этом случае при выполнении условий $\dot{\Phi}_{m,1} = \dot{\Phi}_{m,2} = \dots = \dot{\Phi}_{m,N}$ и $\Delta\alpha_1 = \Delta\alpha_2 = \dots = \Delta\alpha_N = 0$ из выражения (4.4) получим:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_\alpha &= \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \sin\left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right]}{\sum_{k=1}^N \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cos\left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right]} = \\ &= \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N \left\{ \sin\left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right] + \sin[\Delta\alpha_k + \alpha] \right\}}{\sum_{k=1}^N \left\{ \cos\left[2\varphi + \alpha + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right] + \cos[\Delta\alpha_k + \alpha] \right\}}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Когда $\Delta\alpha_k = \Delta\alpha$, т.е. если в пространственном фазировании допущены одинаковые по величине и знаку погрешности $\Delta\alpha$, то это приводит к дополнительному фазовому сдвигу выходного сигнала $\Delta\varphi_\alpha = \Delta\alpha$ (при $\alpha = 0$).

Иначе говоря, если во всех фазах N-фазной ИПЦ допущена одинаковая погрешность пространственного фазирования $\Delta\alpha$, это приводит к дополнительному фазовому сдвигу выходного сигнала $\Delta\varphi_\alpha = \Delta\alpha$.

Ввиду малого разброса $\Delta\alpha_k$ при $\alpha = 0$ фазовую погрешность из (4.19) можно приближённо определить по формуле:

$$\Delta\varphi_k \approx \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N \sin \Delta\alpha_k}{\sum_{k=1}^N \cos \Delta\alpha_k} \approx \operatorname{arctg} \frac{K_3 \cdot \sum_{k=1}^N \Delta\alpha_k}{N}, \quad (4.20)$$

где K_3 – коэффициент, зависящий от $M(\Delta\alpha_k)$, значения которого определим при численном моделировании составляющих инструментальной погрешности N-фазной ИПЦ.

Если $\Delta\alpha_k = \Delta\beta_k = \Delta \neq 0$, то $\Delta\varphi_{\alpha,\beta} = 0$, т.е. постоянную погрешность в фазировании сигналов на высокой частоте можно скомпенсировать равной погрешностью от асимметрии пространственного углового положения обмоток.

В любом случае, погрешность $\Delta\varphi_\alpha$, возникающая за счёт асимметрии пространственного фазирования обмоток, частично компенсируется погрешностью $\Delta\varphi_\beta$, возникающей за счёт неточности фазирования сигналов высокой частоты, т.е.

$$\Delta\varphi_{\alpha,\beta} \approx \operatorname{arctg} \frac{K_3 \cdot \sum_{k=1}^N \Delta\alpha_k}{N} - \operatorname{arctg} \frac{K_2 \cdot \sum_{k=1}^N \Delta\beta_k}{N} \approx \operatorname{arctg} \frac{K_{2,3} \cdot \sum_{k=1}^N (\Delta\alpha_k - \Delta\beta_k)}{N}. \quad (4.21)$$

Максимальную абсолютную фазовую погрешность, как показывает анализ выражений (4.4) и (4.5), можно найти по приближённой формуле [39, 73]:

$$\Delta\varphi_{\Sigma\max} \approx \operatorname{arctg} \frac{K_1 \cdot \sum_{k=1}^N \delta\dot{\Phi}_{m,k}}{N} + \operatorname{arctg} \frac{K_{2,3} \cdot \sum_{k=1}^N (\Delta\alpha_k - \Delta\beta_k)}{N}. \quad (4.22)$$

4.1.4. Влияние инструментальной погрешности для статического режима фазовращателя и динамических режимов работы

Для статического режима фазовращателя и динамических режимов работы, для которых выходным сигналом N-фазной ИПЦ является напряжение, снимаемое с роторной обмотки (смещение частоты, считывание информации при МВП), СМП статора можно записать следующим образом:

$$\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t) = \sqrt{[\operatorname{Re}\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\}]^2 + [\operatorname{Im}\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\}]^2} \exp \left\{ j \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\}}{\operatorname{Re}\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\}} \right\}. \quad (4.23)$$

На основании выражений (4.1) и (4.23) определим комплексное значение

выходного напряжения в роторной обмотке:

$$\begin{aligned} \dot{U}_p(t) &= \frac{d\{\dot{\Phi}_{\Sigma CT}(t)\}}{dt} = (\omega \pm \Omega) \sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m.CT.k} \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \cdot \\ &\cdot \exp\left\{j\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right]\right\} = \sum_{k=1}^N \dot{U}_{m.CT.k} \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \cdot \\ &\cdot \exp\left\{j\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right]\right\} = U_m D_u \exp\{-j[(\omega \pm \Omega)t + \varphi - \alpha + \Delta\varphi]\}, \quad (4.24) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} D_u &= \sqrt{\left\{\sum_{k=1}^N (1 + \delta U_{m.k}) \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \cos\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right]\right\}^2 +} \\ &+ \left\{\sum_{k=1}^N (1 + \delta U_{m.k}) \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \sin\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right]\right\}^2}; \quad (4.25) \end{aligned}$$

$\Delta\varphi$ – фазовая погрешность, определяемая соотношением (4.4).

Для фазовой погрешности $\Delta\varphi$ справедливы все выводы, полученные в подпараграфах 4.1.1÷4.1.3. Рассмотрим теперь влияние амплитудных и фазовых асимметрий на значение амплитудного коэффициента D_u . Из выражения (4.25) не трудно видеть, что при $\Delta\alpha_k = \Delta\beta_k = 0$, $\alpha = 0$ и $\delta U_{m.k} = \delta U_m = 0$ значение амплитудного коэффициента D_u равно $0.5N$.

Рассмотрим влияние неидентичности относительной амплитуды $\delta U_{m.k}$ на значение амплитудного коэффициента. В этом случае при $\Delta\beta_k = \Delta\alpha_k = 0$ и $\alpha = 0$ из выражения (4.25) получим:

$$\begin{aligned} D_{u_\phi} &= \sqrt{\left\{\sum_{k=1}^N (1 + \delta U_{m.k}) \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \cos\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\}^2 +} \\ &+ \left\{\sum_{k=1}^N (1 + \delta U_{m.k}) \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right] \sin\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\}^2} = N + \sum_{k=1}^N \delta U_{m.k}, \quad (4.26) \end{aligned}$$

т.е. абсолютное изменение амплитудного коэффициента D_{u_ϕ} относительно N определяется суммой относительных амплитуд $\delta U_{m.k}$.

Рассмотрим влияние погрешности в фазировании сигналов на высокой частоте на значение амплитудного коэффициента. В этом случае при $\alpha = 0$ и при выполнении условия $\Delta\alpha_k = \delta U_{m.k} = 0$ из выражения (4.25) подучим:

$$\begin{aligned} D_{u_p} &= \sqrt{\left\{\sum_{k=1}^N \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \cos\left[\frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\}^2 +} \\ &+ \left\{\sum_{k=1}^N \cos\left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right] \sin\left[\frac{2\pi(k-1)}{N}\right]\right\}^2} \approx \\ &\approx \sqrt{\left\{\sum_{k=1}^N \cos(\varphi + \Delta\beta_k)\right\}^2 + \left\{\sum_{k=1}^N \sin(\varphi + \Delta\beta_k)\right\}^2}. \quad (4.27) \end{aligned}$$

Аналогично можно получить значение амплитудного коэффициента с учётом влияния погрешности от асимметрии пространственного положения обмоток (при $\alpha = 0$ и выполнении условия $\Delta\alpha_k = \delta U_{m.k} = 0$):

$$\begin{aligned}
 D_{u_\alpha} &= \sqrt{\left\{ \sum_{k=1}^N \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \cos \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k \right] \right\}^2 +} \\
 &+ \left\{ \sum_{k=1}^N \cos \left[\varphi + \frac{2\pi(k-1)}{N} \right] \sin \left[\frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k \right] \right\}^2 \approx \\
 &\approx \sqrt{\left\{ \sum_{k=1}^N \cos(\varphi - \Delta\alpha_k) \right\}^2 + \left\{ \sum_{k=1}^N \sin(\varphi - \Delta\alpha_k) \right\}^2}. \quad (4.28)
 \end{aligned}$$

Для динамических режимов работы, в которых выходными сигналами ИПЦ являются напряжения, снимаемые со статорных обмоток (тахометрический режим и режим линейного балансного амплитудного модулятора), мгновенное значение выходного напряжения в k -ой статорной обмотке определяется из выражения (4.11). Согласно этому выражению амплитудная асимметрия в этом случае определяется относительным изменением коэффициента трансформации $\delta \mathcal{K}_{TP.k}$, фазовая асимметрия нижней боковой составляющей спектра равна $\Delta\varphi_1 = -\Delta\alpha_k$, а фазовая асимметрия верхней боковой определяется как $\Delta\varphi_2 = \Delta\alpha_k$.

4.2. Численное моделирование составляющих инструментальной погрешности по частным математическим моделям N -фазных индуктивных параметрических цепей методом Монте-Карло

В данном параграфе абсолютная фазовая погрешность $\Delta\varphi$, определяемая по формуле (4.4), и значения амплитудного коэффициента D_u , определяемые из выражения (4.25), были исследованы на ЭВМ методом Монте-Карло, являющимся методом статистических испытаний, по программе, приведенной в приложении 2, составленной в соответствии с алгоритмом, приведенным в приложении 1 [52]. Значения $\delta\Phi_{m.k}$, $\Delta\alpha_k$ и $\Delta\beta_k$ задавались с МО $M(\delta\Phi_{m.k}) = 0; \pm 0.01; \pm 0.02; \pm 0.03; \pm 0.04; \pm 0.05$, $M(\Delta\alpha_k) = 0; \pm 0.1^\circ; \pm 0.2^\circ; \pm 0.3^\circ; \pm 0.4^\circ; \pm 0.5^\circ$, $M(\Delta\beta_k) = 0; \pm 0.1^\circ; \pm 0.2^\circ; \pm 0.3^\circ; \pm 0.4^\circ; \pm 0.5^\circ$ и СКО от среднего значения $\bar{b}(\delta\Phi_{m.k}) = \bar{b}(\Delta\alpha_k) = \bar{b}(\Delta\beta_k) = 0; 0.01; 0.02; 0.03; 0.04; 0.05$. Из всего массива расчётов определялась максимальная величина составляющих абсолютной фазовой погрешности $|\Delta\varphi_{\beta.\max}|$, $|\Delta\varphi_{\alpha.\max}|$ и $|\Delta\varphi_{\Phi.\max}|$ при различных значениях фаз ИПЦ N , МО и СКО, а также максимальные отклонения значений амплитудных коэффициентов $D_{u.\alpha}$, $D_{u.\beta}$ и $D_{u.\Phi}$ при тех же условиях от идеального значения $0.5N$, т.е. максимальные относительные значения изменений амплитуды сигнала

на выходе ИПЦ $\xi_{D.\Phi} = \frac{D_{U.\Phi} - 0.5N}{0.5N}$, $\xi_{D.\alpha} = \frac{D_{U.\alpha} - 0.5N}{0.5N}$ и

$$\xi_{D.\beta} = \frac{D_{U.\beta} - 0.5N}{0.5N}$$

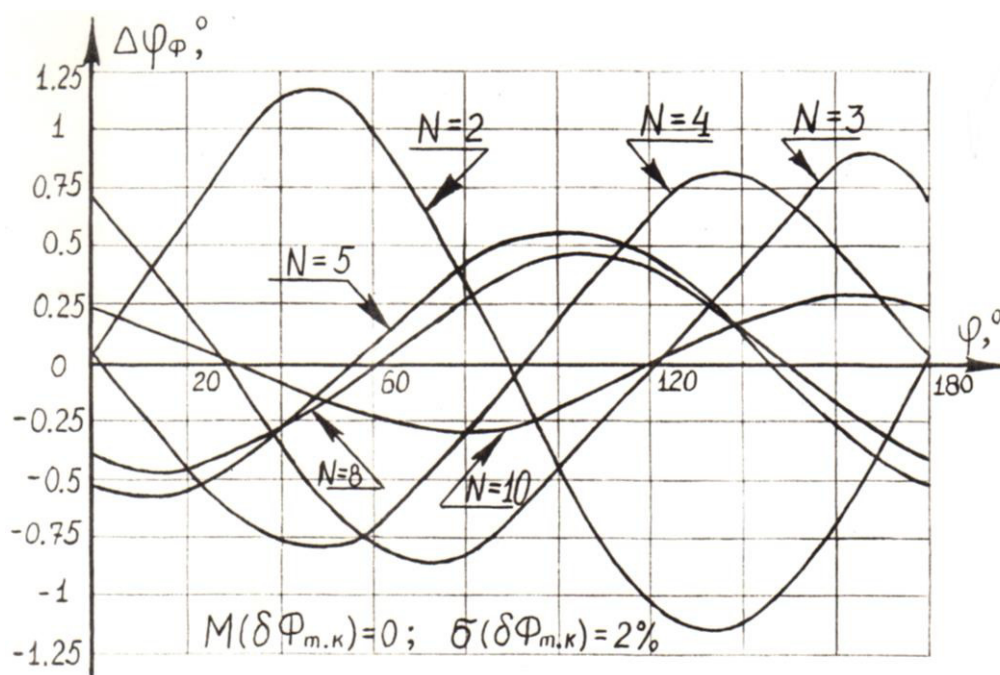


Рис 4.1. Графики зависимостей $\Delta\varphi_\varphi$ - $f(\varphi)$ при различных значениях N

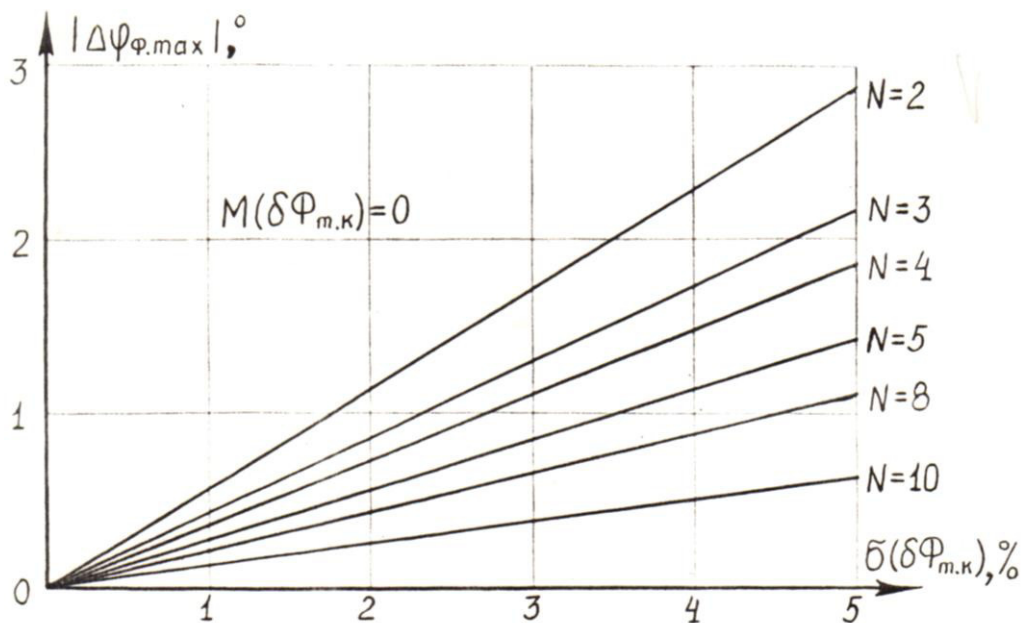


Рис. 4.2. Графики зависимостей $|\Delta\varphi_{\varphi,\max}|=f[\sigma(\delta\Phi_{m.k})]$ при различных значениях N

4.2.1. Численное моделирование составляющих инструментальной погрешности при работе N -фазной индуктивной параметрической цепи в индикаторном режиме

В таблице 2.2 индикаторный режим работы ИПЦ был подразделён на четыре различных случая:

1) индикаторный режим работы N-фазной ИПЦ на постоянном токе; при этом знак "+" соответствует отрицательным значениям $M(\delta\varphi_{m.k})$, а знак "-" – положительным.

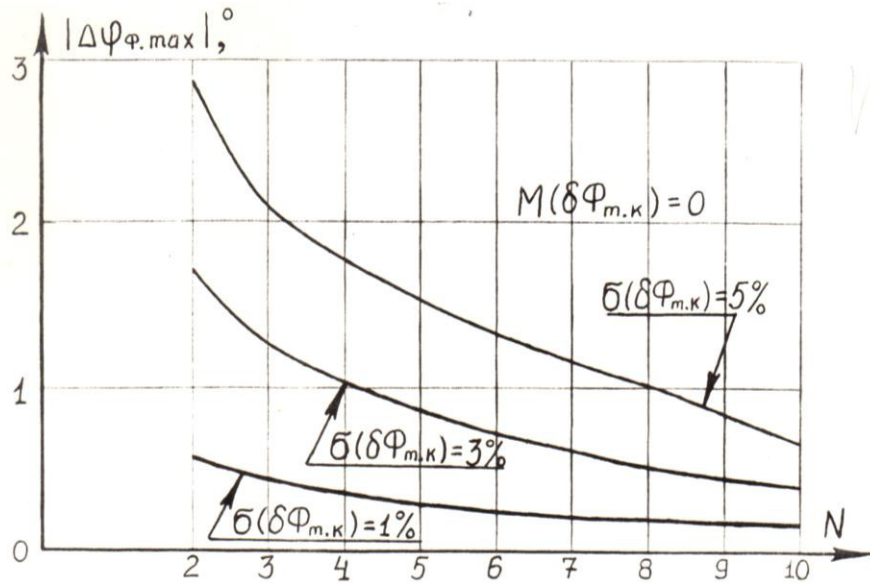


Рис. 4.3. Графики зависимостей $|\Delta\varphi_{\varphi,\max}|=f(N)$ при различных значениях $\sigma(\delta\varphi_{m,k})$

На рис. 4.4 приведены зависимости $\Delta\varphi_{\beta} = f(\varphi)$, рассчитанные по формуле (4.16), при $M(\Delta\beta_k) = 0$, $\sigma(\Delta\beta_k) = 0.02$ и различных значениях N , которые имеют явно выраженные экстремумы и достаточно точно могут быть аппроксимированы зависимостью $\Delta\varphi_{\beta} = \Delta\varphi_{\beta,\max} \cos(2\varphi + \varphi_{\beta,N})$, где $\varphi_{\beta,N}$ – начальная фаза зависимости $\Delta\varphi_{\beta} = f(\varphi)$ при фиксированном значении N . При этом максимумы и минимумы зависимостей на рис. 4.4 совпадают по абсолютной величине.

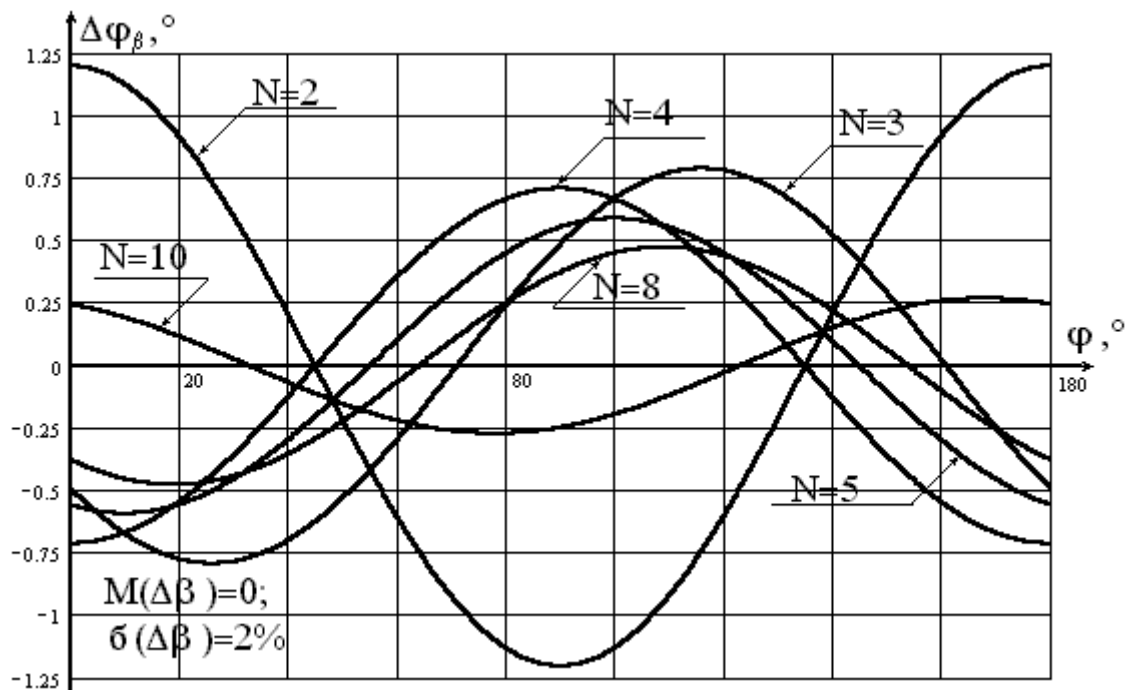


Рис. 4.4. Графики зависимостей $\Delta\varphi_{\beta} = f(\varphi)$ при различных значениях N

На рис. 4.5 и 4.6 приведены зависимости $|\Delta\varphi_{\beta.\max}| = f[\sigma(\Delta\beta_k)]$ при $M(\Delta\beta_k) = 0$ и различных значениях N и $|\Delta\varphi_{\beta.\max}| = f(N)$ при $M(\Delta\beta_k) = 0$ и различных значениях $\sigma(\Delta\beta_k)$, анализ которых показывает, что увеличение N и уменьшение $\sigma(\Delta\beta_k)$ приводят к уменьшению значения погрешности $|\Delta\varphi_{\beta.\max}|$. Если МО погрешности в фазировании сигналов на высокой частоте не равно нулю, то значение погрешности $|\Delta\varphi_{\beta.\max}|$ увеличивается на величину $M(\Delta\beta_k)$.

Зависимости, определяющие фазовые погрешности от асимметрии пространственного положения обмоток, достаточно точно описываются зависимостями, приведенными на рис.4.4÷4.6, и отличаются от них не более чем на 2%.

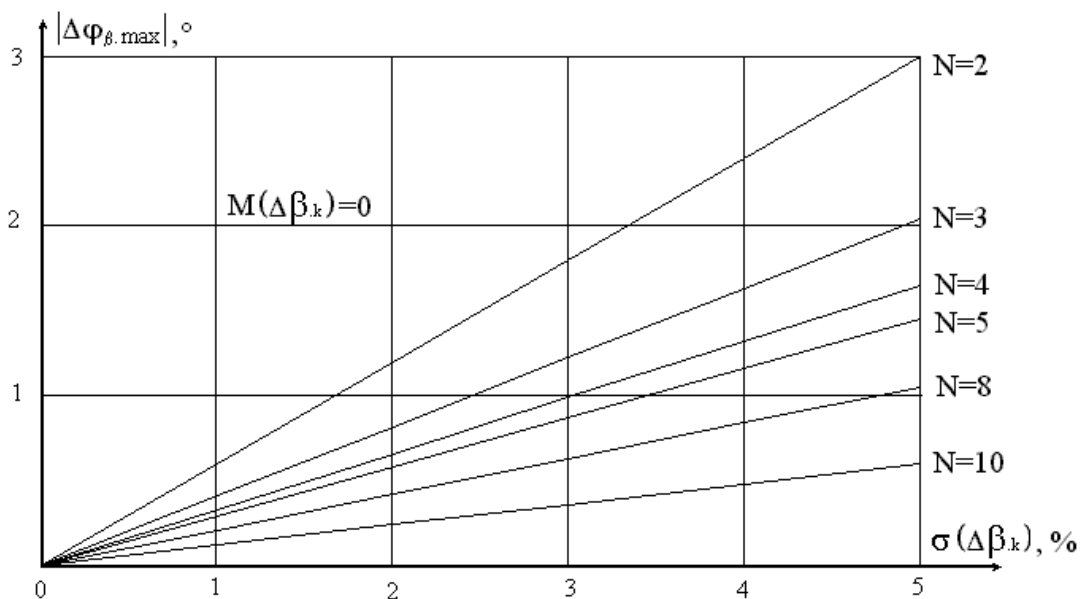


Рис. 4.5. Графики зависимостей $|\Delta\varphi_{\beta.\max}| = f[\sigma(\Delta\beta_k)]$ при различных значениях N

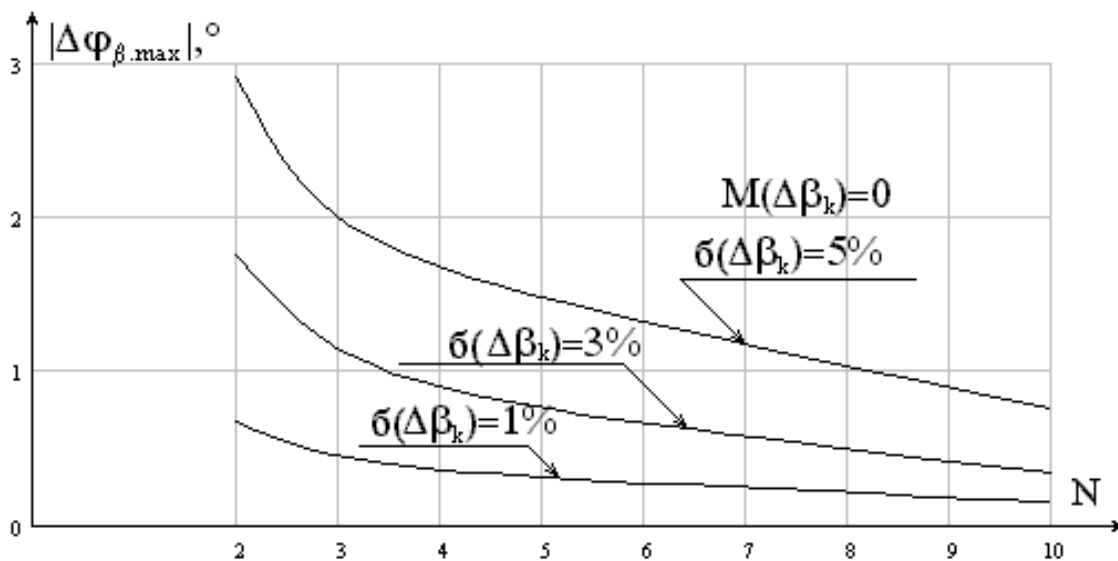


Рис. 4.6. Графики зависимостей $|\Delta\varphi_{\beta.\max}| = f(N)$ при различных значениях $\sigma(\Delta\beta_k)$

На рис. 4.7 приведены зависимости $\Delta\varphi = f(\varphi)$ при $M(\Delta\Phi_{m.k}) = M(\Delta\alpha_k) =$

$= M(\Delta\beta_k) = 0$, $\sigma(\delta\Phi_{m,k}) = \sigma(\Delta\alpha_k) = \sigma(\Delta\beta_k) = 0.01$ и различных значениях N . Анализ полученных зависимостей показывает, что распределение $\Delta\varphi = f(\varphi)$ является периодической функцией с периодом π , а разброс абсолютных значений погрешности $\Delta\varphi$ уменьшается с ростом N при идентичных МО и СКО ошибок параметров.

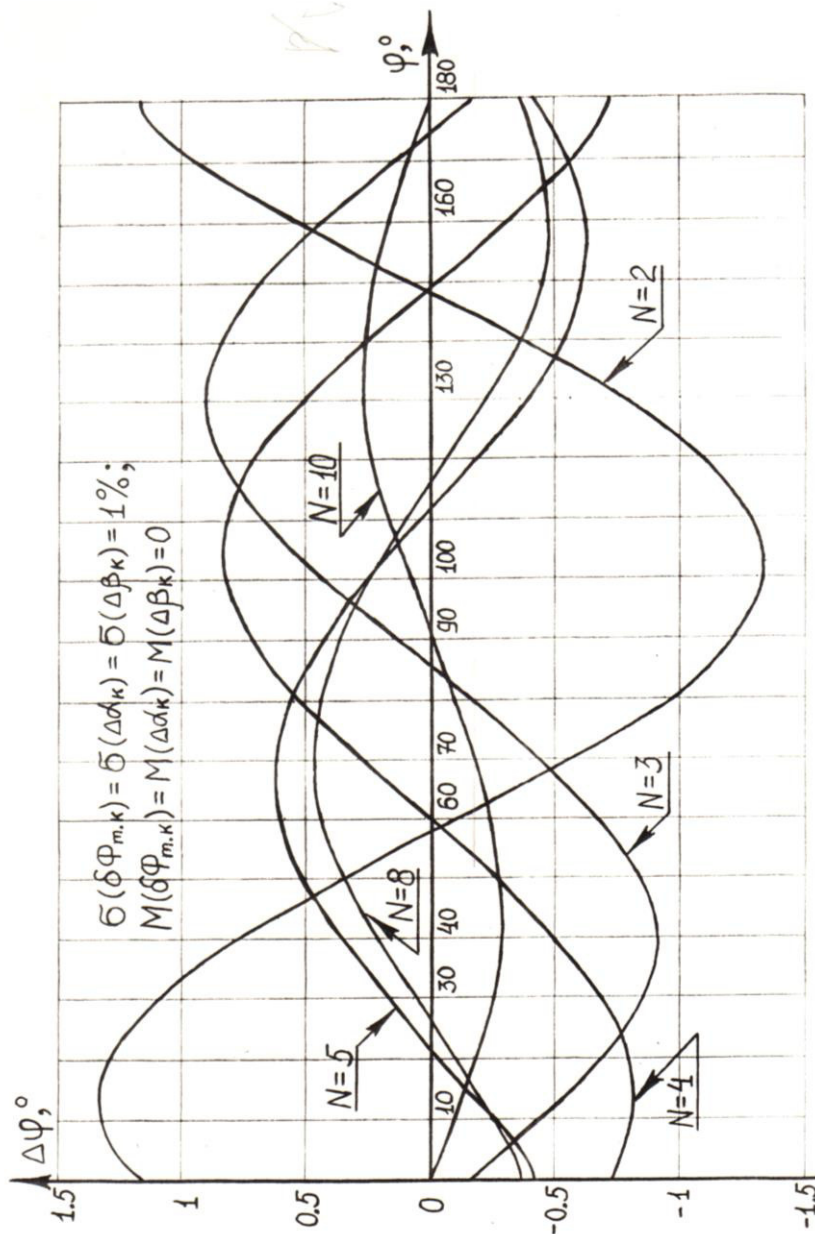


Рис. 4.7. Графики зависимостей $\Delta\varphi = f(\varphi)$ при различных значениях N

При работе N -фазной ИПЦ с N -фазным ротором в индикаторном режиме на постоянном токе (см. математическую модель рис.2.15) погрешность воспроизведения УФС равна разности систематических инструментальных погрешностей, возникающих в статорных и роторных обмотках. Так как систематические погрешности нелинейно зависят от φ , то максимальная погрешность не превысит удвоенного значения погрешности либо статора, либо ротора с доверительной вероятностью 0.5.

Все результаты, полученные для индикаторного режима работы N -фазной ИГЦ на постоянном токе, справедливы для индикаторного режима работы N -фазной ИПЦ на переменном токе при гармонических входных воздействиях

(см. математическую модель рис. 2.14) и индикаторного режима работы N-фазной ИПЦ на переменном токе при импульсных входных воздействиях.

4.2.2. Численное моделирование составляющих инструментальной погрешности при работе N-фазной индуктивной параметрической цепи в режимах, когда выходным сигналом является напряжение в роторной обмотке

В таблице 2.2 к режимам, в которых выходным сигналом N-фазной ИПЦ является напряжение в роторной обмотке, можно отнести следующие:

- 1) режим преобразования спектра радиосигналов (смещение частоты);
- 2) режим преобразования спектра радиосигналов (считывание информации при МВП);
- 3) статический режим работы фазовращателя.

Проведём численное моделирование составляющих инструментальной погрешности N-фазной ИПЦ при работе в режиме преобразования спектра радиосигналов (смещение частоты) (см. математическую модель рис. 2.13) и выявим зависимости, характеризующие систематические погрешности амплитуды СМП из-за отклонений от идеальных условий работы.

На рис. 4.8 приведены зависимости $\xi_{D,\Phi} = f(\varphi)$, рассчитанные с использованием формулы (4.26), при $M(\delta\Phi_{m,k}) = 0$, $b(\delta\Phi_{m,k}) = 0.02$ и различных значениях N, которые имеют явные максимумы и минимумы и достаточно точно могут быть аппроксимированы зависимостью $\xi_{D,\Phi} = \xi_{D,\Phi,\max} \cdot \cos(2\varphi + \varphi_{\Phi,N})$, где $\varphi_{\Phi,N}$ – начальная фаза зависимости $\xi_{D,\Phi} = f(\varphi)$ при фиксированном значении N. При этом максимумы и минимумы приведенных на рис. 4.8 зависимостей совпадают по абсолютной величине.

На рис. 4.9 и 4.10 приведены зависимости $|\xi_{D,\Phi,\max}| = f[b(\delta\Phi_{m,k})]$ при $M(\delta\Phi_{m,k}) = 0$ и различных значениях N и $|\xi_{D,\Phi,\max}| = f(N)$ при $M(\delta\Phi_{m,k}) = 0$ и различных значениях $b(\delta\Phi_{m,k})$, анализ которых показывает, что увеличение СКО относительной амплитуды $b(\delta\Phi_{m,k})$ от 0 до 5% приводит к практически линейному увеличению значения относительной погрешности $|\xi_{D,\Phi,\max}|$ (см. рис. 4.9), а значения относительной амплитудной погрешности при одинаковых СКО уменьшаются с ростом числа фаз ИПЦ N. При этом следует отметить, что при ненулевых значениях МО относительной амплитуды $M(\delta\Phi_{m,k}) \neq 0$ значение относительной амплитудной погрешности $|\xi_{D,\Phi,\max}|$ можно определить из следующего соотношения:

$$|\xi_{D,\Phi,\max}| \{M(\delta\Phi_{m,k}) \neq 0\} = M(\delta\Phi_{m,k}) + |\xi_{D,\Phi,\max}| \{M(\delta\Phi_{m,k}) = 0\}. \quad (4.30)$$

На рис. 4.11 приведены зависимости $\xi_{D,\beta} = f(\varphi)$, рассчитанные с использованием формулы (4.27), при $M(\Delta\beta_k) = 0$, $b(\Delta\beta_k) = 0.02$ и различных значениях N, которые имеют явно выраженные экстремумы и достаточно точно могут быть аппроксимированы зависимостью $\xi_{D,\beta} = \xi_{D,\beta,\max} \cos(2\varphi + \varphi_{\beta,N})$, где $\varphi_{\beta,N}$ – начальная

фаза зависимости $\xi_{D,\beta} = f(\varphi)$ при фиксированном значении N . При этом максимумы и минимумы приведенных на рис. 4.11 зависимостей совпадают по абсолютной величине.

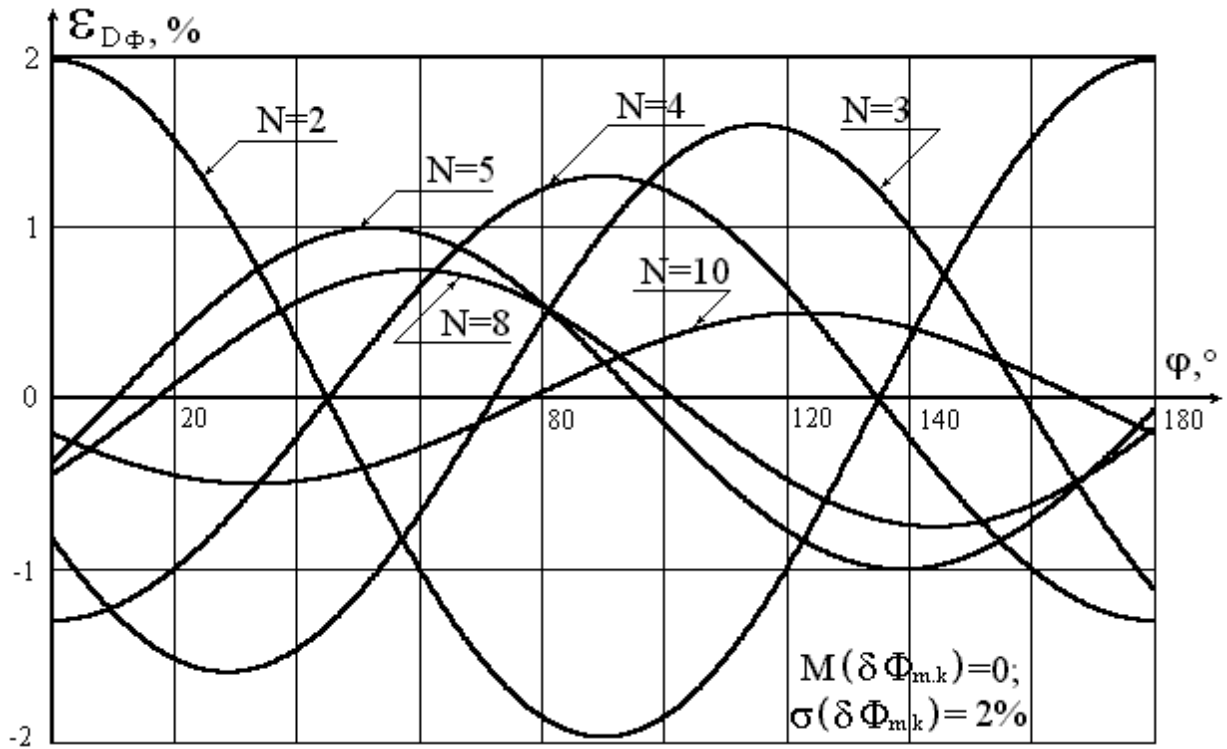


Рис. 4.8. Графики зависимостей $\varepsilon_{D,\phi} = f(\varphi)$ при различных значениях N

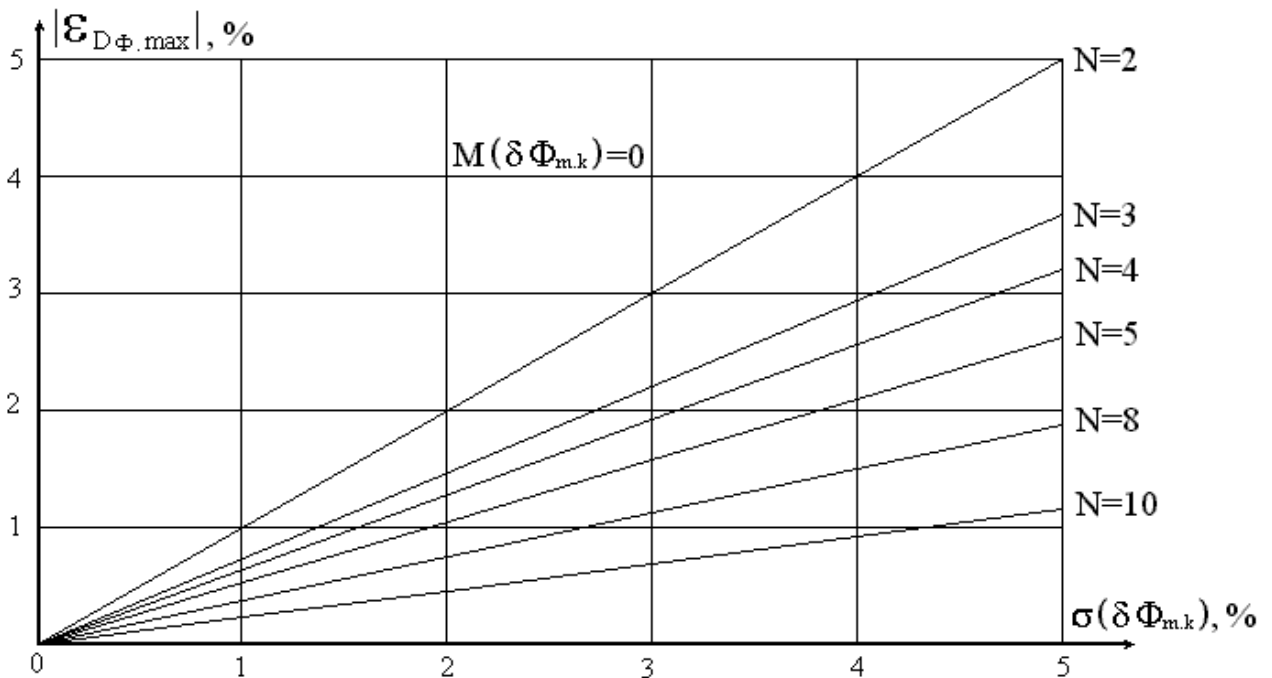


Рис. 4.9. Графики зависимостей $|\varepsilon_{D,\phi,max}| = f[\sigma(\delta\Phi_{m.k})]$ при различных значениях N

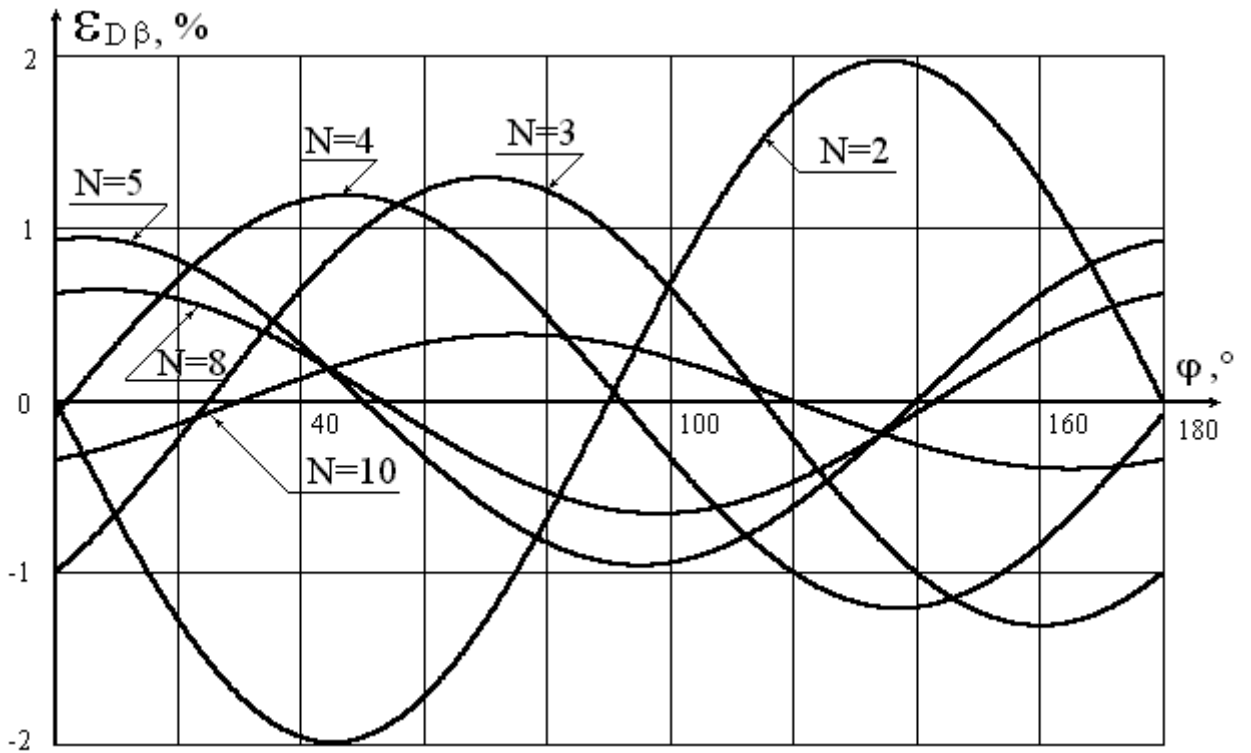


Рис. 4.10. Графики зависимостей $|\varepsilon_{D,\Phi,\max}| = f(N)$ при различных значениях $\sigma(\delta\Phi_{m,k})$

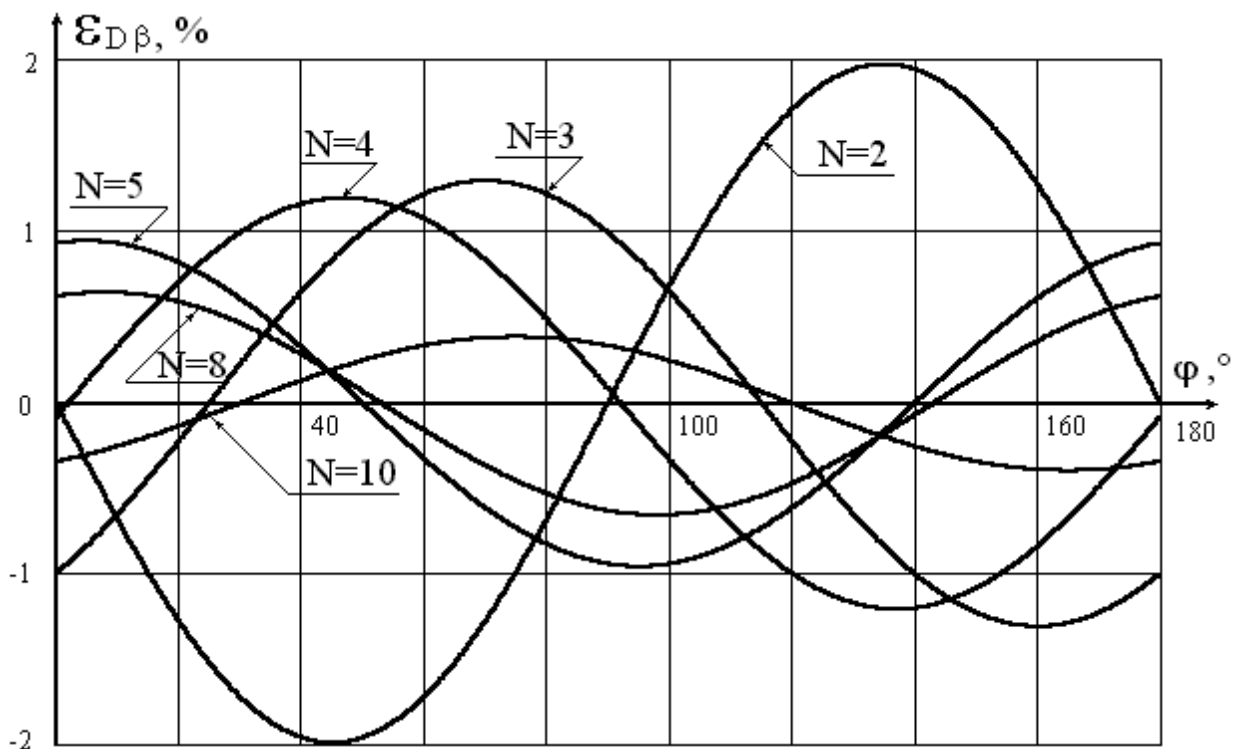


Рис. 4.11. Графики зависимостей $\varepsilon_{D,\beta} = f(\varphi)$ при различных значениях N

Зависимости $|\xi_{D,\beta,\max}| = f[\sigma(\Delta\beta_k)]$ при $M(\Delta\beta_k) = 0$ и различных значениях N и $|\xi_{D,\beta,\max}| = f(N)$ при $M(\Delta\beta_k) = 0$ и различных значениях $\sigma(\Delta\beta_k)$ достаточно точно

повторяют зависимости, приведенные на рис.4.9 и 4.10 (отклонение не превышает 3%). При этом следует отметить, что при ненулевых значениях МО погрешности в фазировании сигналов на высокой частоте $M(\Delta\beta_k) \neq 0$ значение относительной амплитудной погрешности $|\xi_{D,\beta,\max}|$ остается прежним и его можно определить из следующего соотношения:

$$|\xi_{D,\beta,\max}|_{\{M(\Delta\beta_k) \neq 0\}} = |\xi_{D,\beta,\max}|_{\{M(\Delta\beta_k) = 0\}}. \quad (4.31)$$

Зависимости, определяющие относительные амплитудные погрешности от асимметрии пространственного положения обмоток, достаточно точно описываются зависимостями, приведенными на рис. 4.9÷4.11, и отличаются от них не более чем на 0.6%.

На рис. 4.12 приведены зависимости $\xi_D = f(\varphi)$ при $M(\delta\Phi_{m,k}) = M(\Delta\alpha_k) = M(\Delta\beta_k) = 0$, $\bar{\sigma}(\delta\Phi_{m,k}) = \bar{\sigma}(\Delta\alpha_k) = \bar{\sigma}(\Delta\beta_k) = 0.01$ и различных значениях N . Анализ полученных зависимостей показывает, что распределение $\xi_D = f(\varphi)$ является периодической функцией с периодом π , а разброс значений относительной амплитудной погрешности ξ_D уменьшается с ростом N при идентичных МО и СКО ошибок параметров.

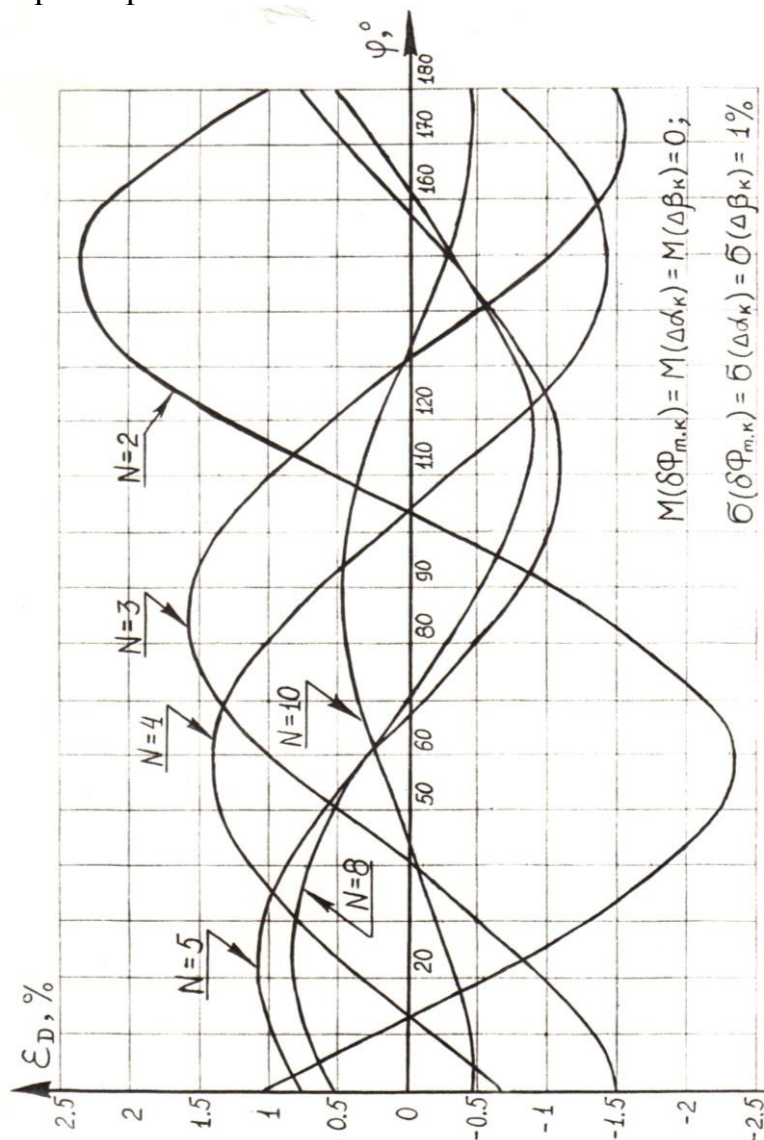


Рис. 4.12. Графики зависимостей $\xi_D = f(\varphi)$ при различных значениях N

В приложении 3 приведены некоторые экспериментальные данные численного моделирования составляющих инструментальной погрешности N-фазной ИПЦ методом Монте-Карло по программе, приведенной в приложении 2, составленной по алгоритму, приведенному в приложении 1. При этом буквенным обозначениям, приведенным в приложении 3, соответствуют: W – начальная фаза $\varphi, ^\circ$; R – абсолютная фазовая погрешность $\Delta\varphi, ^\circ$; D – значение амплитудного коэффициента; $D\%$ – относительное изменение амплитуды сигнала на выходе ИПЦ, %.

Фазовую погрешность в выражении (4.24) можно определить из (4.4) и для неё справедливы все выводы, полученные в подпараграфе 4.2.1. Аналогичные результаты получаются и для режима преобразования спектра радиосигналов (считывания информации при МВП).

Для анализа составляющих инструментальной погрешности N-фазной ИПЦ, работающей в статическом режиме фазовращателя (один из входных сигналов – угол поворота ротора α) целесообразно поле возбуждения представить в комплексной форме, а изменение взаимной индуктивности – в гармонической форме. Эта замена правомерна и не искажает результаты исследований, так как магнитное поле ИПЦ и поле возбуждения ортогональны в пространстве. В результате такой замены выражение (4.4) можно переписать следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta\alpha = \hat{\alpha} - (-\alpha) &= \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m,k} \cos\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right] \sin\left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right]}{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m,k} \cos\left[\alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k\right] \cos\left[\varphi + \alpha + \frac{2\pi(k-1)}{N} + \Delta\beta_k\right]} = \\ &= \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m,k} \left\{ \sin\left[2\alpha + \varphi + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k + \Delta\beta_k\right] + \sin[\Delta\beta_k - \Delta\alpha_k + \varphi] \right\}}{\sum_{k=1}^N \dot{\Phi}_{m,k} \left\{ \cos\left[2\alpha + \varphi + \frac{4\pi(k-1)}{N} + \Delta\alpha_k + \Delta\beta_k\right] + \cos[\Delta\beta_k - \Delta\alpha_k + \varphi] \right\}}. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Таким образом, используя данные рис. 4.1÷4.12, можно оценить погрешность воспроизведения фазы и максимальное значение изменения амплитуды сигнала на выходе ИПЦ при различных значениях N, математических ожиданиях и дисперсиях ошибок параметров N-фазной ИПЦ в различных режимах работы.

4.3. Экспериментальная проверка адекватности обобщённой математической модели N-фазной индуктивной параметрической цепи

Экспериментальную проверку адекватности обобщённой математической модели N-фазной ИПЦ проведём на основе проверки адекватности частных математических моделей (по режимам работы).

На рис. 4.13 приведена структурная схема устройства, позволяющего проверить адекватность математической модели для ВТ, работающего в статическом режиме фазовращателя (см. рис. 2.13), состоящего из генератора 1, цепи

90°-ного фазового сдвига 2, ВТ 3 со статорными косинусной 4, синусной 5 и роторной 6 обмотками, усилителя 7, отсчётного устройства 8, фазометра 9 и вольтметра 10.

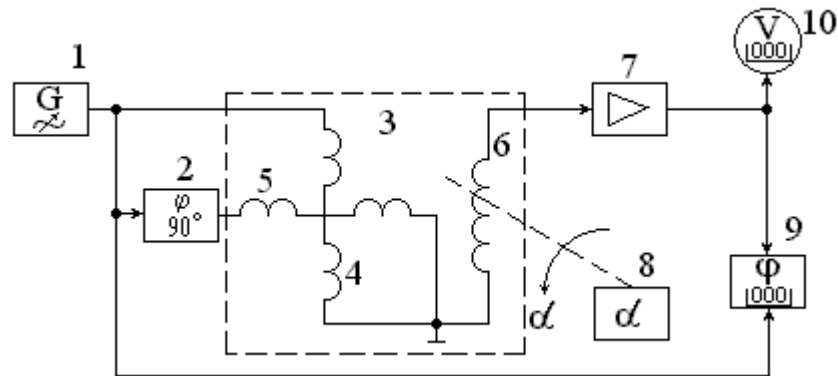


Рис. 4.13. Структурная схема устройства, позволяющего проверить адекватность математической модели для ВТ, работающего в статическом режиме фазовращателя

Работает устройство следующим образом. Выходное напряжение генератора 1 поступает на косинусную обмотку статора 4 ВТ 3 непосредственно, а на синусную обмотку 5 – через цепь 90°-ного фазового сдвига 2. При повороте роторной обмотки 6 при помощи отсчётного устройства 8 начальная фаза напряжения, снимаемого с роторной обмотки, изменяется на величину угла поворота ротора α , определяемого по шкале отсчётного устройства 8. В этом случае поворот ротора против часовой стрелки соответствует положительному приращению начальной фазы, а поворот по часовой стрелке – отрицательному. Усилитель 7 применяется для уменьшения фазоамплитудной погрешности фазометра 9, при этом его коэффициент передачи обратно пропорционален коэффициенту трансформации ВТ 3, т.е. $K_7 = 1/k_{TP}$. При использовании ВТ марки ВТ20-12-0.4-0.74-Д29, имеющего коэффициент трансформации $k_{TP} = 0.74$ и следующие точностные показатели в зависимости от класса точности:

1–ый класс – $\delta k_{TP} \leq 0.05\%$; $\Delta \alpha_k \leq \pm 1.67$; ;

3–ий класс – $\delta k_{TP} \leq 0.2\%$; $\Delta \alpha_k \leq \pm 6.67$, а также учитывая то, что напряжения, подаваемые на статорные обмотки ВТ, имеют амплитудные и фазовые погрешности, соответственно не превышающие 0.2% и 0.5°, были построены теоретические (сплошная линия.) и экспериментальные (пунктирная линия) зависимости $\Delta \varphi_{ФВ} = f(\alpha)$ (см. рис. 4.15) и $\xi_{D,ФВ} = f(\alpha)$ (см. рис. 4.16) для ВТ первого и третьего классов точности. Анализ зависимостей, приведенных на рис. 4.15 и рис. 4.16, показывает, что максимальная абсолютная погрешность показаний отсчётного устройства 8 и фазометра 9 (экспериментальная) не превышает $\pm 0.619^\circ$ для ВТ первого класса и $\pm 0.692^\circ$ для ВТ третьего класса точности, а максимальное относительное значение изменения амплитуды сигнала на выходе ИПЦ (амплитудной модуляции), измеренное при помощи вольтметра 10, не превышает $\pm 1.064\%$ для ВТ первого класса точности и $\pm 1.251\%$ для ВТ третьего класса в диапазоне изменения угла поворота ротора от 0 до 360°. При этом расхождение теоретических и экспериментальных исследований не превышает

$\pm 5,37\%$. Измерения проводились при номинальном напряжении возбуждения ВТ 3, равном 12В, и на номинальной частоте напряжения возбуждения 400 Гц. В этом случае следует отметить, что погрешности ВТ, работающего в режиме фазовращателя, более существенно зависят от амплитудной и фазовой асимметрий сигналов, подаваемых на статорные обмотки, чем от класса точности (погрешности) самого ВТ.

На рис. 4.14 приведена структурная схема устройства, позволяющего проверить адекватность математической модели для ВТ, работающего в режиме преобразования спектра радиосигналов (считывание информации при МВП) (см. рис. 2.13), состоящего из ВТ 1 со статорными косинусной 2, синусной 3 и роторной 4 обмотками, электродвигателя 5, регулируемого усилителя 6, тахогенератора 7, регулируемого фазовращателя 8, фазометра 9, частотомера 10 и вольтметра 11.

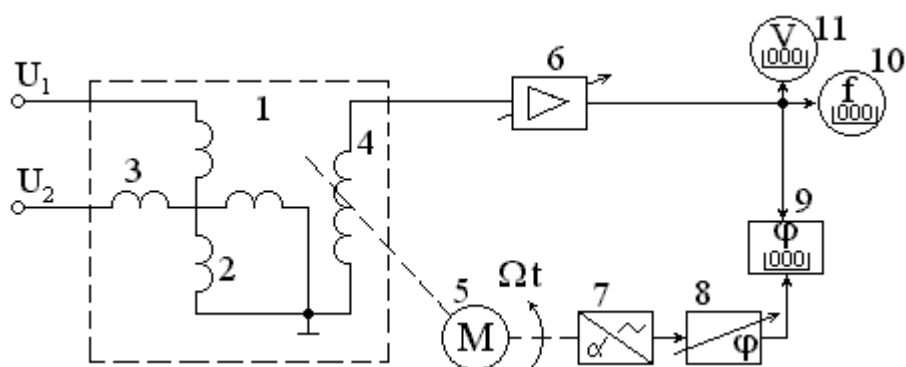


Рис. 4.14. Структурная схема устройства, позволяющего проверить адекватность математической модели для ВТ, работающего в режиме преобразования спектра радиосигналов (считывание информации при МВП)

Работает устройство следующим образом. Входные постоянные напряжения U_1 и U_2 , уровни которых пропорциональны $\cos\varphi$ и $\sin\varphi$, подаются на статорные обмотки ВТ 1. При вращении роторной обмотки ВТ 1 электродвигателем 5 в ней наводится напряжение с частотой, равной УСВ вала электродвигателя 5 и начальной фазой, определяемой уровнями постоянных напряжений U_1 и U_2 . Частоту выходного напряжения роторной обмотки можно контролировать по частотомеру 10. Регулируемый усилитель 6 используется для уменьшения фазоамплитудной погрешности фазометра 9, а регулируемый фазовращатель 8 – для компенсации начальной фазы выходного напряжения тахогенератора 7. При использовании ВТ марки БСКТ-220-1Д8 при УСВ ротора 2 Гц, имеющего коэффициент трансформации $k_{TP} = 0.22$, диапазон изменения напряжения возбуждения $0 \div 38$ В и следующие точностные показатели в зависимости от класса точности:

$$2\text{-ой класс} - \delta k_{TP,k} \leq 0.15\%; \quad \Delta\alpha_k \leq \pm 7;$$

$$3\text{-ий класс} - \delta k_{TP,k} \leq 0.25\%; \quad \Delta\alpha_k \leq \pm 12;$$

4-ый класс – $\delta k_{TP,k} \leq 0.35\%$; $\Delta\alpha_k \leq \pm 17$, а также учитывая то, что уровни напряжений, подаваемых на статорные обмотки ВТ, имеют амплитудную асимметрию, не превышающую 0.5%, были построены теоретические (сплошная линия)

и экспериментальные (пунктирная линия) зависимости $\Delta\varphi_{МВП} = f(\varphi)$ (см. рис. 4.17) и $\xi_{D.МВП} = f(\varphi)$ (см. рис. 4.18.) для различных классов точности ВТ.

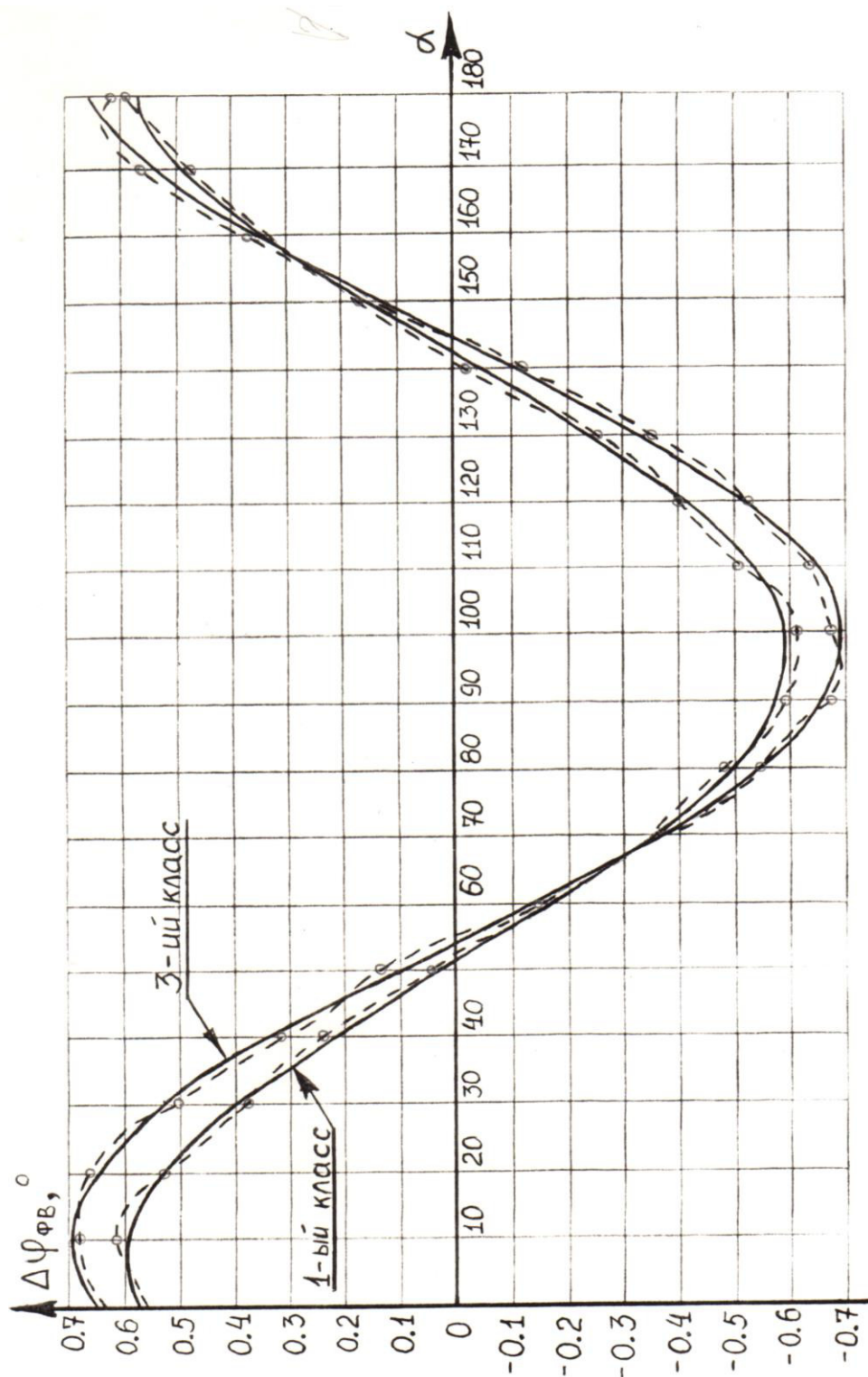


Рис. 4.15. Графики зависимостей (теоретические и экспериментальные) $\Delta\varphi_{ФВ} - f(\alpha)$ для различных классов точности ВТ20-12-0.4-0.74-Д29

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 4.17 и рис. 4.18, показывает, что максимальная абсолютная погрешность между показаниями фазометра 9 и информацией, заложенной в уровнях постоянных напряжений U_1 и U_2 (экспериментальная), не превышает $\pm 0.733^\circ$ для ВТ второго класса точности, $\pm 0.828^\circ$ для ВТ третьего класса точности и $\pm 0.905^\circ$ для ВТ четвертого класса, а максимальное относительное значение изменения амплитуды сигнала на выходе ИПЦ, измеренное при помощи вольтметра 11, не превышает $\pm 1.237\%$ для ВТ

второго класса точности, $\pm 1.405\%$ для ВТ третьего класса точности и $\pm 1.498\%$ для ВТ четвертого класса в диапазоне изменения уровней входных напряжений, пропорциональных изменению фазы от 0 до 360° . При этом расхождение теоретических и экспериментальных исследований не превышает $\pm 6.427\%$. Для этого случая также следует отметить, что погрешности ВТ, работающего в режиме преобразования спектра радиосигналов (считывание информации при МВП), более существенно зависят от амплитудной асимметрии сигналов, подаваемых на статорные обмотки, чем от класса точности (погрешности) самого ВТ.

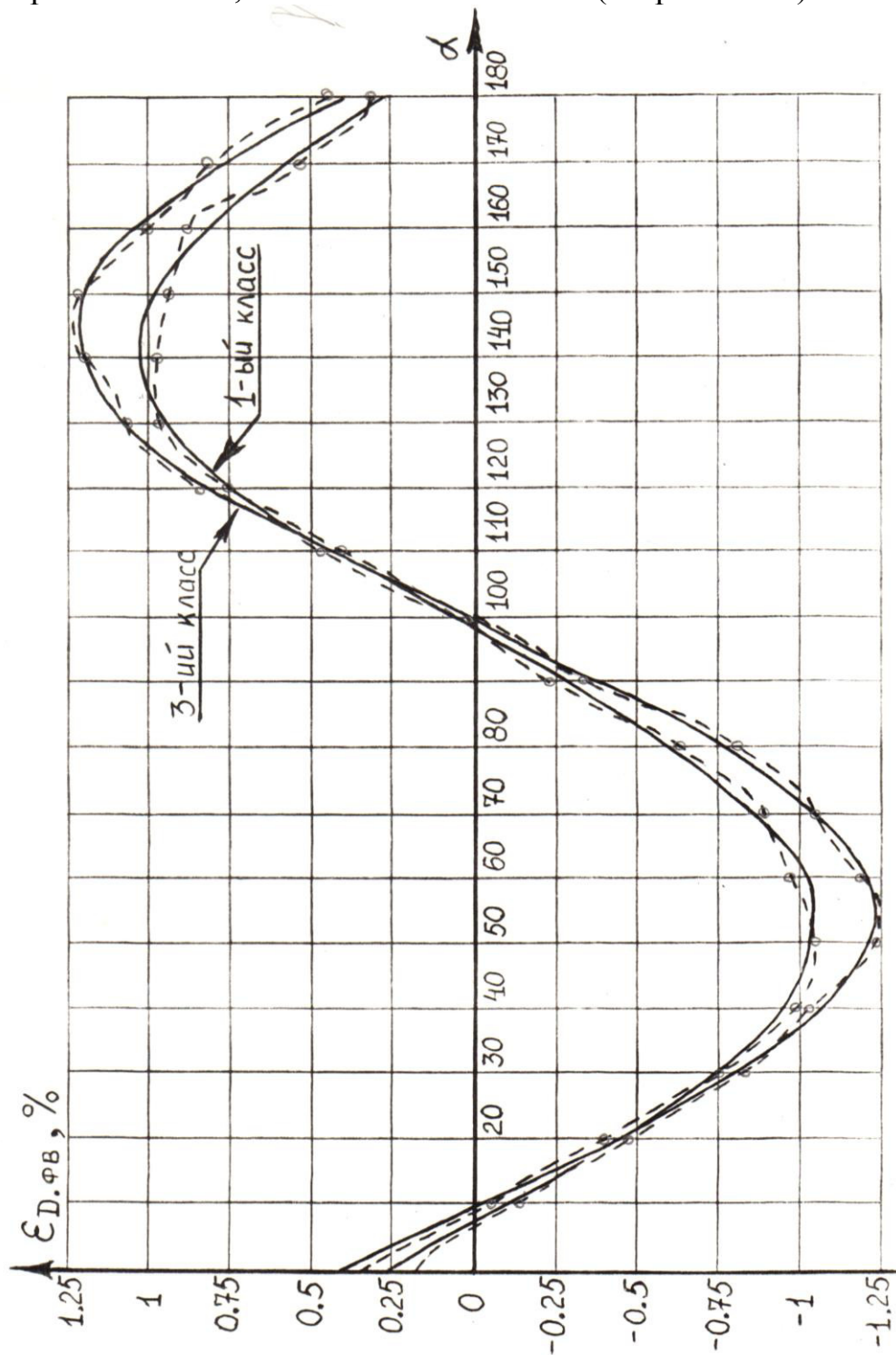


Рис. 4.16. Графики зависимостей (теоретические и экспериментальные) $\epsilon_{D.ФВ} = f(\alpha)$ для различных классов точности ВТ20-12-О.4-О.74-Д29

На рис. 4.19 и 4.20 представлен внешний вид измерителя УФС, в котором ИПЦ работает в индикаторном режиме на постоянном токе.

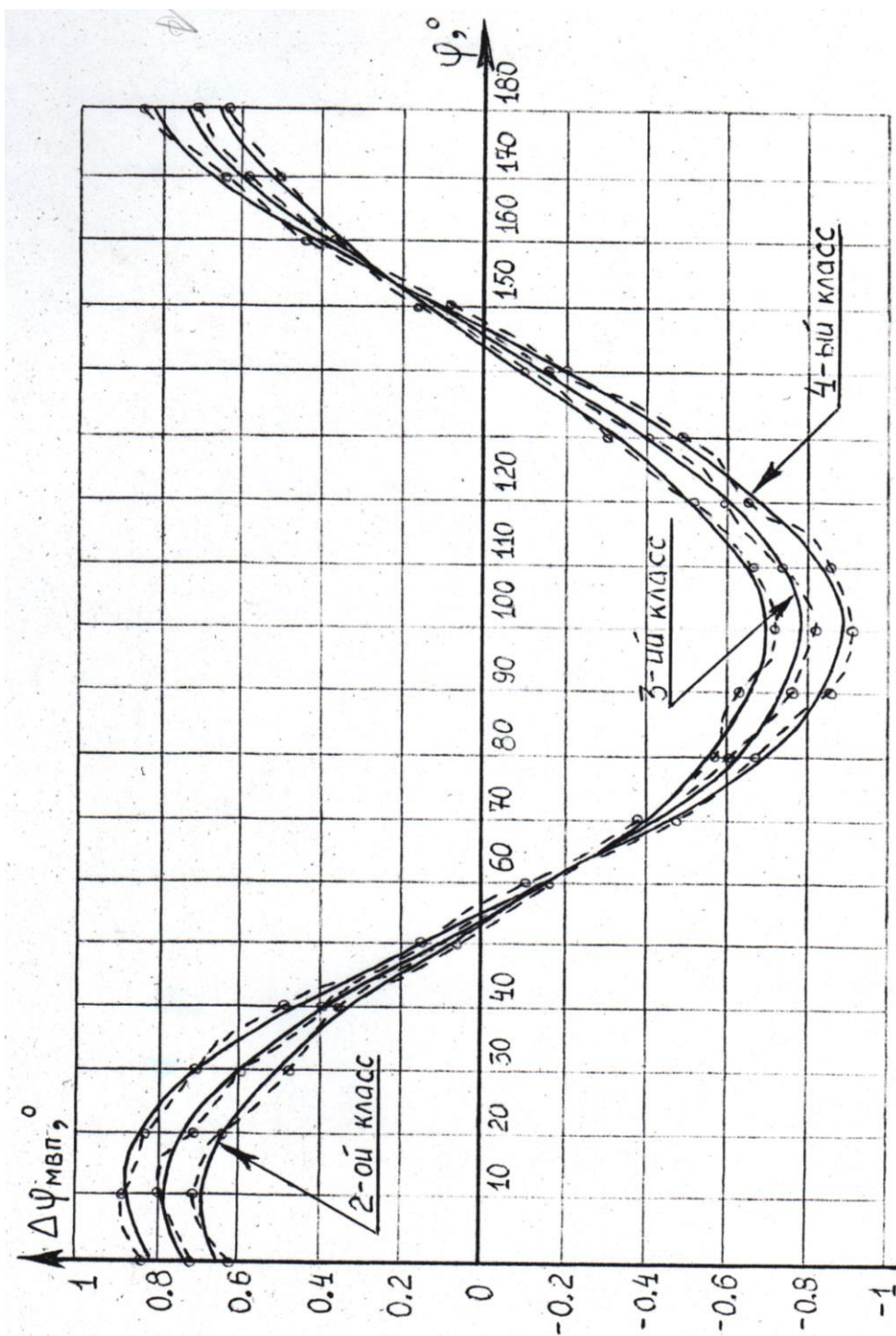


Рис. 4.17. Графики зависимостей (теоретические и экспериментальные) $\Delta\psi_{mvп}-f(\alpha)$ для различных классов точности БСКТ-220-1Д8

Такое устройство собрано по структурной схеме рис. 3.1 и позволяет проверить адекватность математической модели для ВТ, работающего в индикаторном режиме на постоянном токе (см. рис. 2.14). В качестве индикаторного устройства в измерителе УФС применяется ВТ типа ВТ-20-12-0.4-0.74-Д29 третьего класса точности, имеющий массу 20 г., что позволяет значительно улучшить малогабаритные и энергетические показатели электромеханического измерителя УФС за счёт меньшей массы и мощности возбуждения ВТ по сравнению с другими типами электромеханических преобразователей. Метрологическая аттестация поверяемого прибора проводилась в соответствии со структурной схемой рис. 4.21, на которой обозначены оптическая делительная головка (ОДГ) типа ОДГ-5Э (максимальная абсолютная погрешность не превышает 5")

1, поворотное (отсчетное) устройство 2, измерительный двухфазный генератор, состоящий из источника питания 3, тахогенераторов 4 и 5 на основе ВТ типа БСКТ-220-1Д8 и электродвигателя 6, поверяемый фазометр 7 и цифровой вольтметр 8.

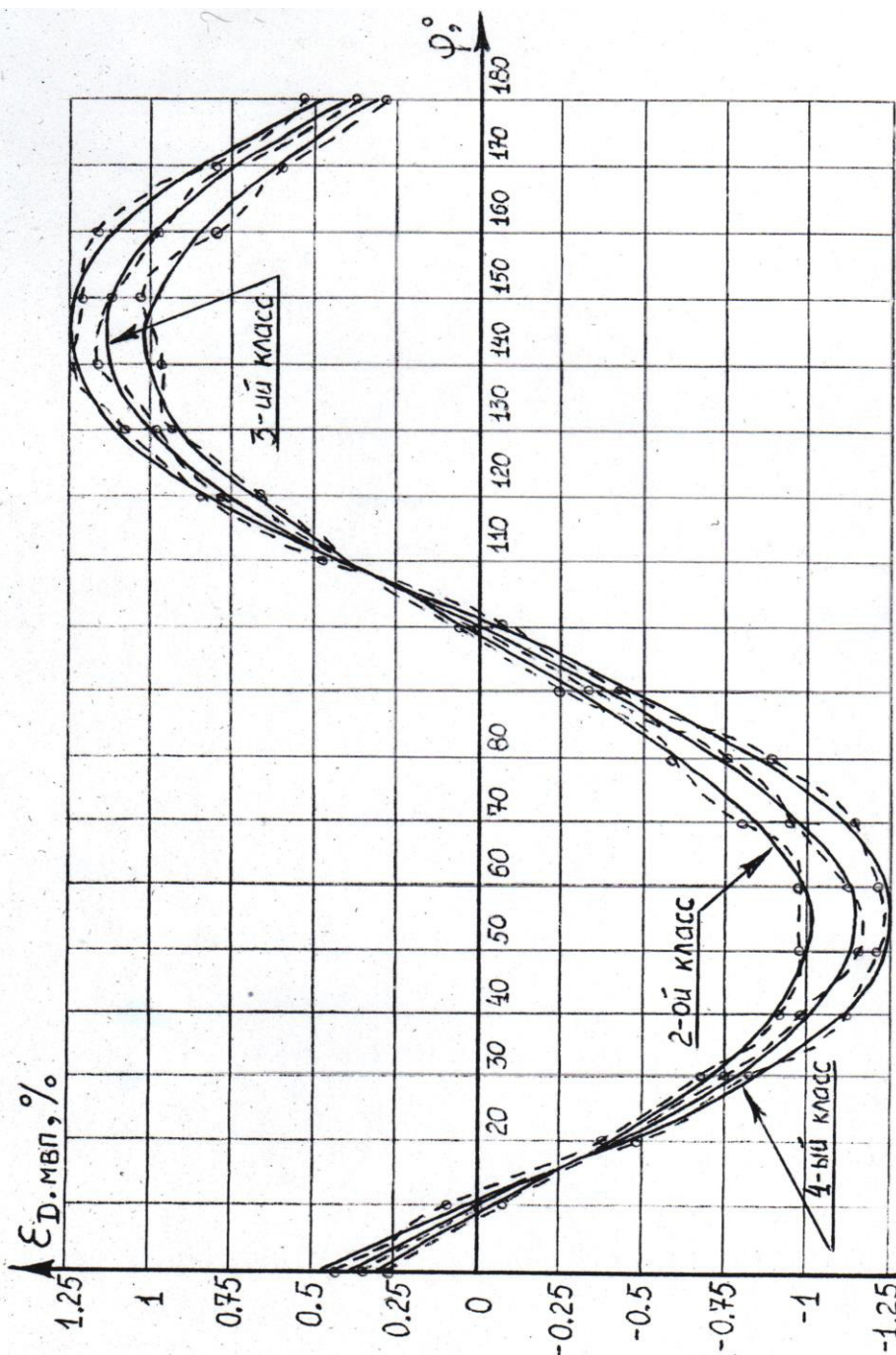


Рис. 4.18. Графики зависимостей (теоретические и экспериментальные) $\epsilon_{Д. мвп} - f(\alpha)$ для различных классов точности БСКТ-220-1Д8

Измерения проводились на частоте 200 Гц в диапазоне изменения значений φ от 0 до 360° по методу самоповерки Позднякова. УФС на входе фазометра задавался при помощи ОДГ 1 и определялась абсолютная суммарная фазовая погрешность ИДГ и поверяемого фазометра $\Delta\varphi$. Разделение абсолютных фазовых погрешностей поверяемого фазометра и ИДГ проводилось по методу самоповерки Позднякова [20], при этом определялась абсолютная фазовая погрешность фазометра $\Delta\varphi_{\phi}$, а абсолютная фазовая погрешность ИДГ $\Delta\varphi_{ИДГ}$ равняется разности двух найденных погрешностей. На рис. 4.22 приведены тео-

ретиические (сплошные линии) и экспериментальные (пунктирные линии) распределения абсолютных фазовых погрешностей: суммарной $\Delta\varphi_{\Sigma} = f(\varphi)$, поверяемого фазометра $\Delta\varphi_{\Phi} = f(\varphi)$ и ИДГ $\Delta\varphi_{ИДГ} = f(\varphi)$, а в приложении 4 приведены экспериментальные данные, полученные для отмеченных абсолютных фазовых погрешностей.

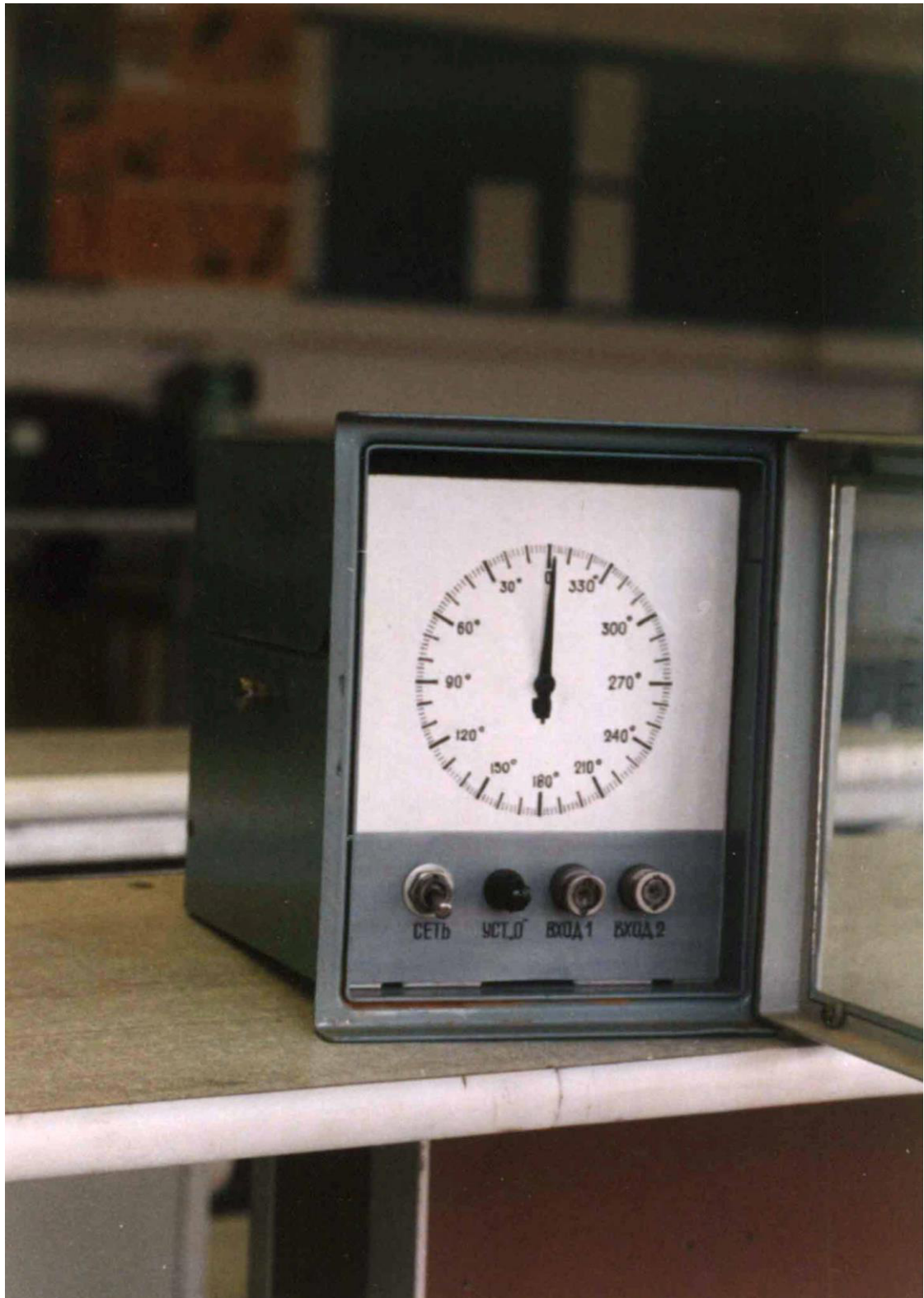


Рис. 4.19. Внешний вид измерителя угла фазового сдвига, в котором ИПЦ работает в индикаторном режиме на постоянном токе

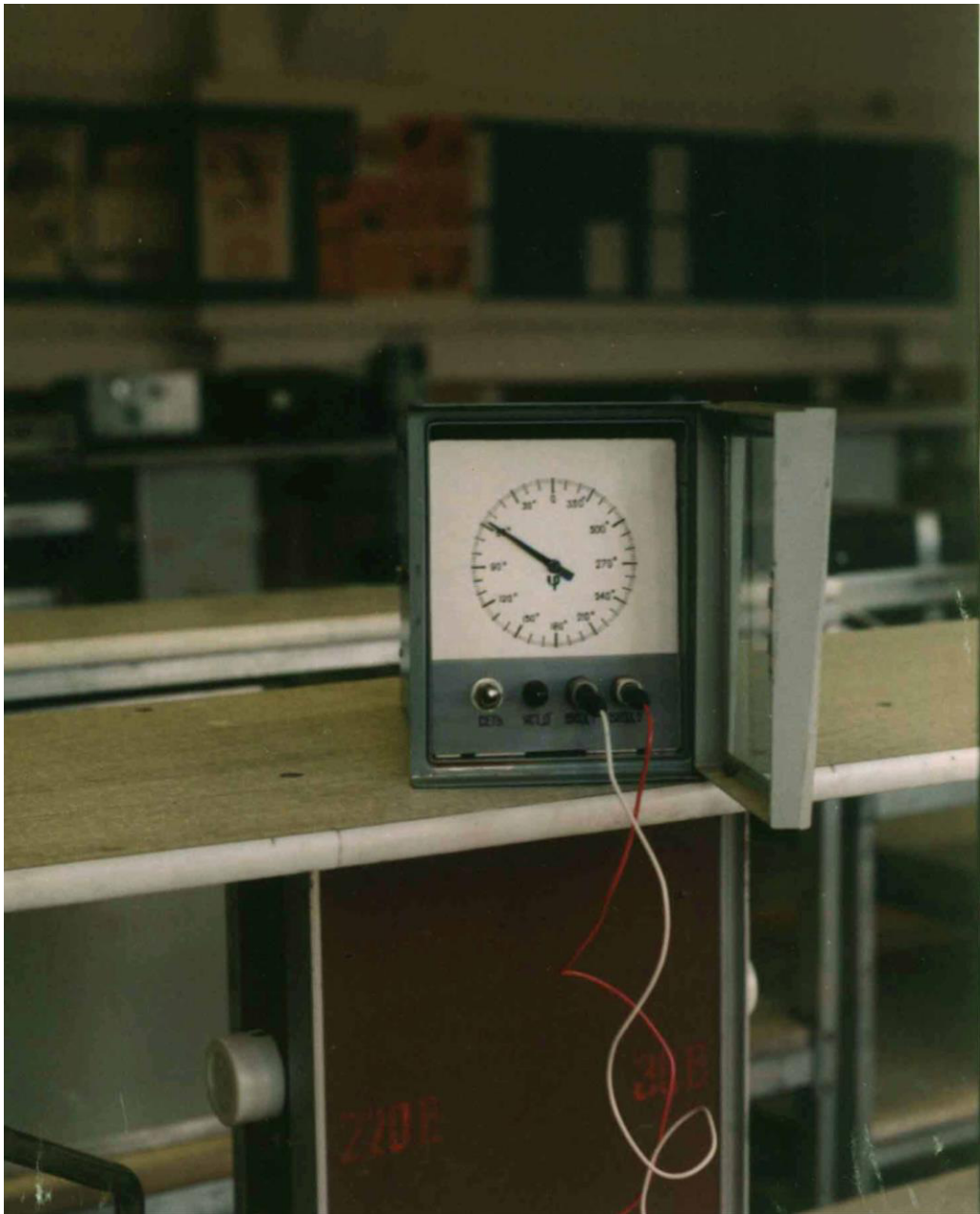


Рис. 4.20. Внешний вид измерителя угла фазового сдвига, в котором ИПЦ работает в индикаторном режиме на постоянном токе

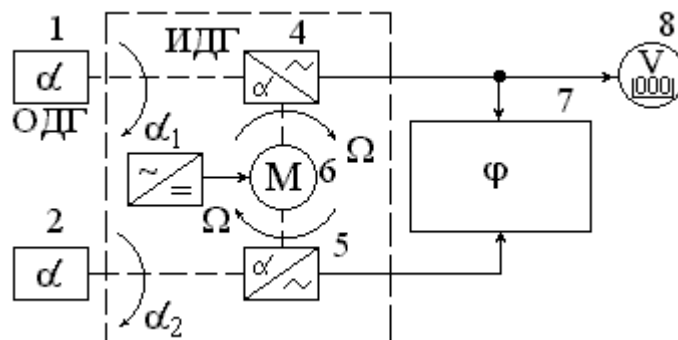


Рис. 4.21. Структурная схема устройства для раздельного определения абсолютных фазовых погрешностей фазометра и ИДГ по методу самопроверки Позднякова

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 4.22, показывает, что максимальная экспериментальная абсолютная фазовая погрешность ИДГ не превышает $\pm 0.398^\circ$, максимальная экспериментальная абсолютная фазовая погрешность поверяемого фазометра не превышает $\pm 0.793^\circ$, а максимальная экспериментальная суммарная абсолютная фазовая погрешность не превышает $\pm 1.194^\circ$. Во всех случаях расхождение теоретических и экспериментальных исследований не превышает $\pm 5.92\%$.

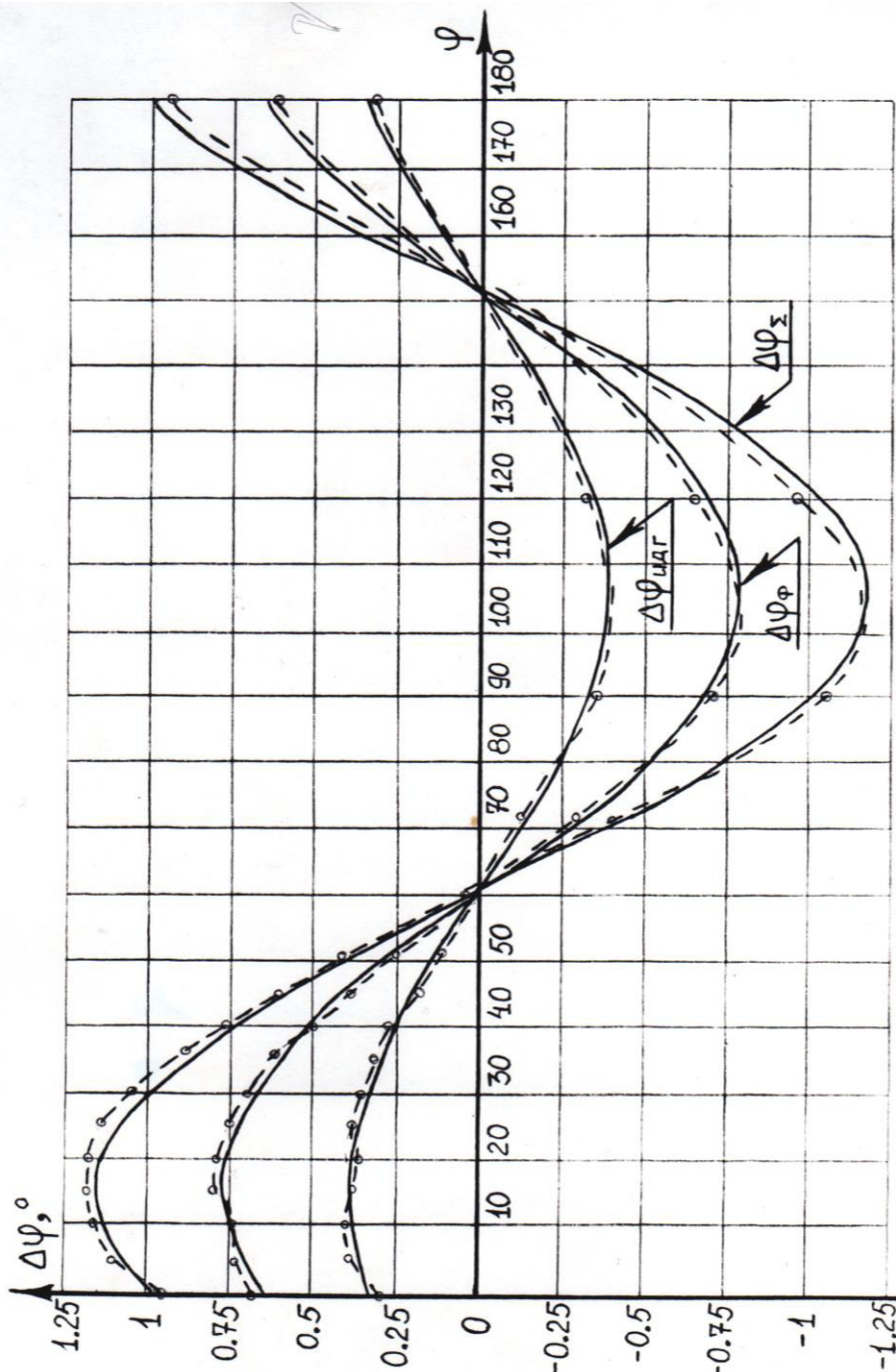


Рис. 4.22. Графики зависимостей (теоретические и экспериментальные) $\Delta\varphi_{\Sigma}-f(\varphi)$, $\Delta\varphi_{\Phi}-f(\varphi)$ и $\Delta\varphi_{\text{ИДГ}}-f(\varphi)$

На рис. 4.23 приведены теоретические (сплошные линии; и экспериментальная (пунктирная линия) распределения относительных значений изменений амплитуд сигналов на выходе ИДГ, а также поверяемого фазометра и суммарная (условные). Анализ зависимостей, приведенных на рис. 4.23, показывает, что максимальные значения распределений (теоретические) относительных изменений амплитуды сигналов соответственно не превышает: на выходе ИДГ –

± 0.6731 , поверяемого фазометра – $\pm 1.345\%$, суммарное – $\pm 1.994\%$. Амплитудные погрешности (теоретические) поверяемого фазометра и суммарная названы условными потому, что в поверяемом фазометре ИПЦ работает в индикаторном режиме и для нее отмеченную экспериментальную зависимость снять затруднительно. В случае ИДГ различие между теоретическими и экспериментальными значениями амплитудной погрешности не превышает $\pm 4,312\%$.

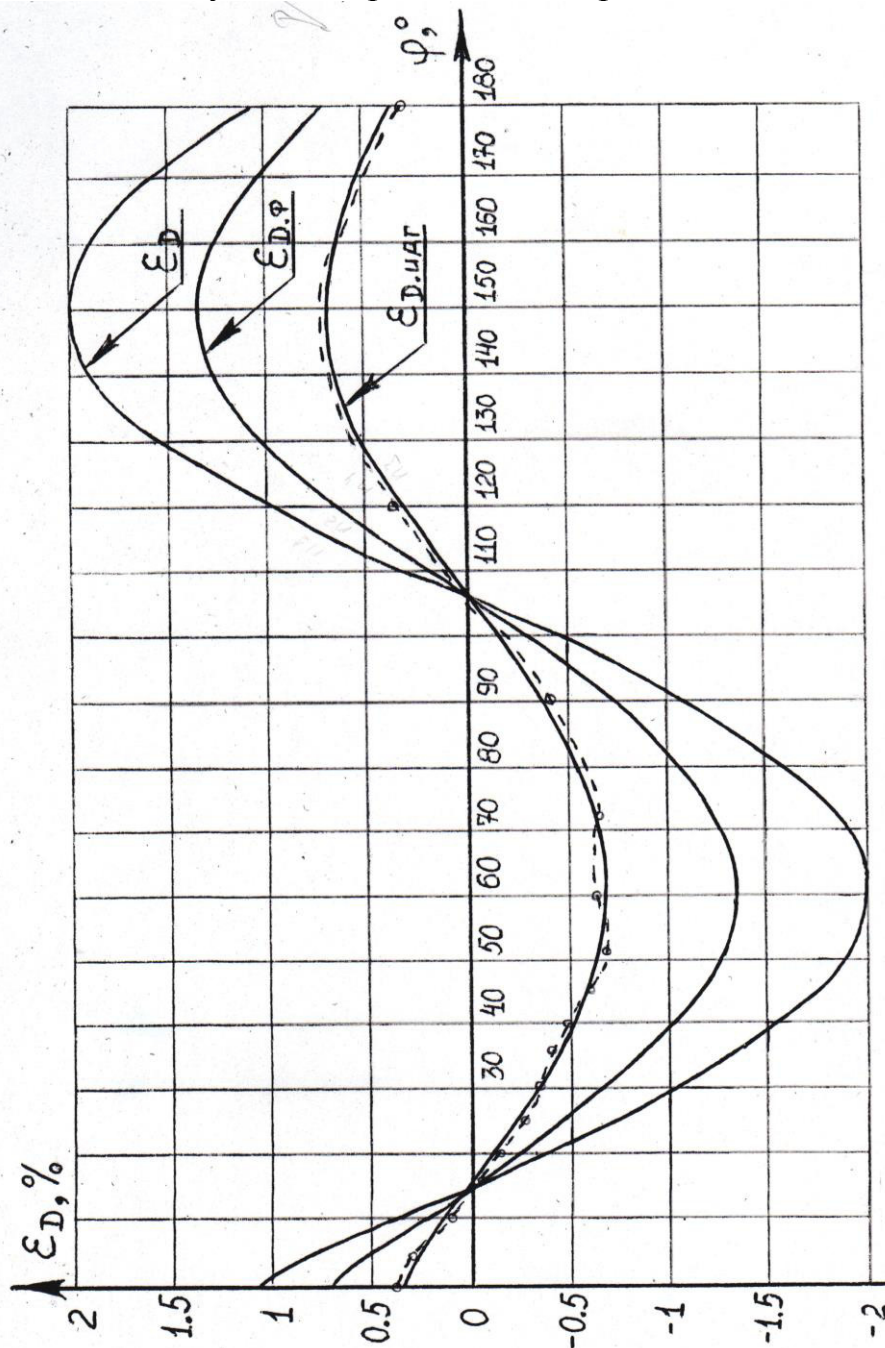


Рис. 4.23. Графики зависимостей (теоретические и экспериментальные) $\epsilon_D=f(\varphi)$, $\epsilon_{D.Ф}=f(\varphi)$ и $\epsilon_{D.ИДГ}=f(\varphi)$

Разработанные устройства имеют следующие основные параметры:

1) измеритель угла фазового сдвига:

- частота входных сигналов – 200 Гц;
- уровни входных сигналов – $0.01 \div 10$ В;
- пределы измерения УФС – $0 \div 360^\circ$;
- разрешающая способность измерения УФС – $0,18^\circ$;
- погрешность измерения УФС – $0,793^\circ$;

2) измерительный двухфазный генератор:

- диапазон частот выходных напряжений – 0.3–г250 Гц;
- уровни выходных напряжений – 0.006÷5 В;
- диапазон задания УФС – 0÷360°;
- погрешность задания УФС – 0.398°.

Во всех случаях фазовая погрешность определяется неидеальностью самого ВТ, неидентичностью фазовых характеристик каналов, погрешностью отсчёта по шкале отсчётного устройства и погрешностью фазометра (индикаторного устройства).

На рис. 4.24 приведена структурная схема устройства, позволяющего проверить адекватность математической модели для ВТ, работающего в режиме преобразования спектра радиосигналов (балансная амплитудная модуляция) (см. рис. 1.17), состоящего из генератора 1, электродвигателя 2, ВТ 3 с роторной 4 и статорной 5 обмотками, генератора пилообразного напряжения 6 и осциллографа 7.

Работает устройство следующим образом. Выходное напряжение генератора 1 подаётся на роторную обмотку 4 ВТ 3, вращаемую электродвигателем 2 с УСВ И. Тогда в статорной обмотке 5 ВТ 3 будет наводиться напряжение, совпадающее по форме с ДМС с частично подавленной несущей (имеет место некоторое прямое прохождение сигнала с частотой напряжения генератора 1). Если в этом случае напряжение с роторной обмотки подать на вертикальные пластины осциллографа 7, а на горизонтальные – выходное напряжение генератора пилообразного напряжения 6, то на экране осциллографа получим осциллограмму, приведенную на рис. 4.25. Установить наличие сигнала с частотой напряжения генератора 1 в статорной обмотке 5 ВТ 3 можно по смещению точки переворота фазы. При использовании ВТ марки 2.5БВТ-С в диапазонах частот напряжения возбуждения генератора 1 380÷21000 Гц и УСВ ротора 1÷5 Гц при номинальном напряжении возбуждения 12 В наблюдалось незначительное смещение вдоль оси X точки переворота фазы, по которому, однако, достаточно сложно оценить уровень сигнала с частотой напряжения генератора 1 в статорной обмотке 5 ВТ 3.

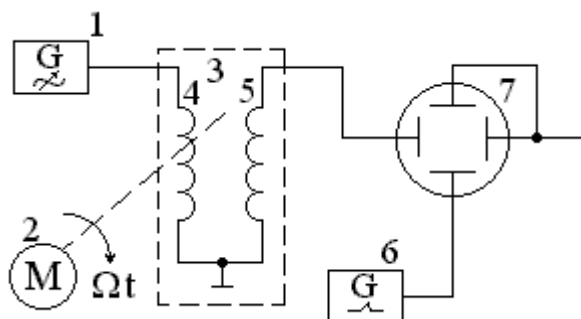


Рис. 4.24. Структурная схема устройства, позволяющего проверить адекватность математической модели для ВТ, работающего в режиме преобразования спектра радиосигналов (линейная балансная амплитудная модуляция)

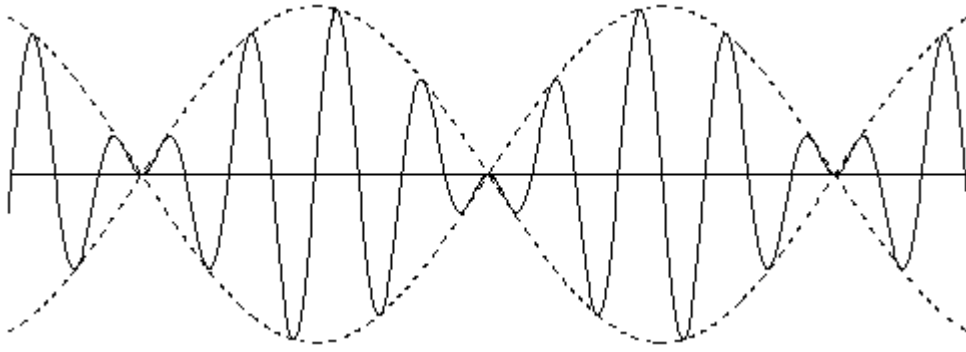


Рис. 4.25. Осциллограмма выходного напряжения в роторной обмотке при работе ВТ в режиме преобразования спектра радиосигналов (линейная балансная амплитудная модуляция)

Таким образом, проведенная экспериментальная проверка адекватности частных математических моделей (по режимам работы) показывает, что обобщённая математическая модель N -фазной ИПЦ может быть использована для получения выходных сигналов ИПЦ в различных режимах работы, при этом точность получения (воспроизведения) информативного параметра определяется структурой самого устройства и разбросом параметров ИПЦ.

Выводы

1. В виде выражения (4.1) получено соотношение, описывающее алгоритм функционирования N -фазной ИНН (суммарный магнитный поток) для реального случая (с учётом амплитудной и фазовых асимметрий).

2. Получены выражения, определяющие выходные сигналы (информативные параметры) реальной N -фазной ИПЦ: угол поворота ротора (фаза суммарного магнитного потока) (см. соотношение (4.3)) и выходные напряжения роторной и статорных обмоток (см. соотношения (4.10), (4.11)).

3. Получены соотношения, определяющие абсолютную фазовую погрешность N -фазной ИПЦ (см. выражение (4.4)) и её составляющие, возникающие из-за неравенства амплитудных значений магнитных потоков (см. выражение (4.12)), из-за погрешности в фазировании сигналов на высокой частоте (см. выражение (4.16)) и от асимметрии пространственного углового положения обмоток (см. выражение (4.19)).

4. В виде выражения (4.25) получено соотношение, позволяющее определить распределение амплитудного коэффициента для реального случая, а также соотношения (4.26)÷(4.28), дающие возможность определить влияние соответственно неидентичности относительной амплитуды, погрешности в фазировании сигналов на высокой частоте и асимметрии пространственного углового положения обмоток на значение амплитудного коэффициента, и возникающую при этом амплитудную асимметрию.

5. Получены графики зависимостей, рассчитанные по формулам (4.4), (4.12), (4.16), (4.19) и приведенные на рис.4.1÷4.7, по которым можно определить абсолютную погрешность воспроизведения (индикации) фазовой информации и её составляющие в зависимости от фазы φ при различных значениях

N , математических ожиданиях и дисперсиях ошибок параметров, а также максимальные значения этих зависимостей в функции математических ожиданий и среднеквадратических отклонений ошибок параметров при различных значениях N .

6. Получены зависимости, рассчитанные по формулам (4.26)÷(4.28) и приведенные на рис.4.8÷4.12, по которым можно определить распределение относительных значений изменения амплитуды сигнала на выходе ИПЦ и ее составляющих при наличии инструментальных погрешностей в зависимости от фазы φ при различных значениях N , математических ожиданиях и дисперсиях ошибок параметров, а также максимальные значения отмеченных погрешностей в функции математических ожиданий и среднеквадратических отклонений ошибок параметров при различных значениях N .

7. Анализ зависимостей, приведенных на рис.4.1÷4.12, показывает, что значительное влияние на амплитудные и фазовые погрешности ИПЦ оказывает разброс погрешностей (СКО) относительно среднего значения (МО), а величина МО влияет (линейно) лишь на фазовую погрешность ИПЦ. Увеличение числа фаз ИПЦ N приводит к значительному уменьшению амплитудных и фазовых погрешностей ИПЦ при неизменных статистических характеристиках ошибок параметров, что говорит о перспективности создания и применения многофазных ИПЦ.

8. Проведена экспериментальная проверка адекватности частных математических моделей ИПЦ (по режимам работы) и метрологическая аттестация фазометра и измерительного двухфазного генератора, которые показывают, что обобщенная математическая модель может быть использована для анализа и синтеза устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на основе N -фазных ИПЦ и оценки инструментальной погрешности ИПЦ, т.к. расхождение теоретических и экспериментальных исследований не превышает $\pm 6.427\%$.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Основными результатами настоящей диссертационной работы является теоретически и экспериментально установленная перспективность применения N-фазных ИПЦ в устройствах измерения фазовых и временных параметров радиосигналов, что подтверждается результатами, которые кратко могут быть сформулированы следующим образом:

1. Проведен литературный обзор современных методов и устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов с использованием ИПЦ и на его основании получены классификации режимов работы и устройств на ИПЦ.

2. Разработан и проанализирован ряд статических и динамических режимов работы ИПЦ, результаты которого сведены в таблицу 2.2 и позволяют определить выходной сигнал (угол поворота ротора или выходное напряжение) и магнитные потоки ИПЦ в разработанных режимах работы.

3. В виде соотношения (2.46) по данным таблицы 2.2 получен ряд, аппроксимирующий суммарный магнитный поток, возникающий в воздушном зазоре N-фазной ИПЦ, а также найдены условия (2.49), при которых этот ряд становится ортогональным, т.е. среднеквадратическая ошибка аппроксимации достигает минимума.

4. На основании анализа режимов работы ВТ и сельсинов и данных таблицы 2.2 разработаны и исследованы частные (по режимам работы) и обобщённая математические модели N-фазных ИПЦ, приведенные на рис.2.13÷2.19. По обобщённой математической модели N-фазных ИПЦ можно определить выходной сигнал ИПЦ по известным входным сигналам и закону изменения взаимной индуктивности между обмотками для различных режимов работы.

5. На основании анализа режимов работы N-фазных ИПЦ получены соотношения (2.76) и (2.77), позволяющие для выбранного режима работы N-фазной ИПЦ определить систему входных напряжений, подаваемых на обмотки возбуждения и синхронизации ИПЦ (спектр суммарного магнитного потока в выбранной системе аппроксимирующих функций).

6. На основе частных (рис.2.13÷2.15) и обобщённой статической (рис. 2.16) математических моделей N-фазных ИПЦ и данных таблицы 2.2, п.1, 2 разработаны структурные схемы устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов (рис. 3.1, 3.2, 3.4÷3.10), в которых ИПЦ работает в статическом режиме.

7. На основе частных (рис.2.13, 2.17) и обобщённой динамической (рис. 2.18) математических моделей N-фазных ИПЦ и данных таблицы 2.2, п.3÷5 разработаны структурные схемы устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов (рис. 3.11...3.14 и рис. 3.16...3.25), в которых ИПЦ работает в динамическом режиме.

8. На основе обобщённой математической модели N-фазных ИПЦ (рис. 2.19) разработан целый класс устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов с использованием ИПЦ, которые наиболее целесообразны

но использовать в диапазоне низких частот (до 1000 кГц).

9. Получены выражения, определяющие выходные сигналы (информативные параметры) реальной N-фазной ИПЦ, а также соотношения, позволяющие определить абсолютную фазовую погрешность N-фазной ИПЦ, и значения изменения относительной амплитуды сигнала на выходе ИПЦ для реального случая.

10. По результатам численного моделирования составляющих инструментальной погрешности N-фазных ИПЦ получены зависимости, приведенные на рис. 4.1÷4.12, по которым можно определить составляющие абсолютной фазовой инструментальной погрешности и значения изменения относительной амплитуды сигнала на выходе ИПЦ в зависимости от статистических характеристик ошибок параметров при различных значениях фаз N.

11. Проведена экспериментальная проверка адекватности частных математических моделей ИПЦ (по режимам работы), которая показывает, что обобщённая математическая модель может быть использована для анализа и синтеза устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на основе N-фазных ИПЦ и оценки инструментальной погрешности таких устройств.

Перспективы продолжения работ заключаются в следующем:

- дальнейшая разработка режимов работы ИПЦ и соответствующих им математических моделей;
- разработка и исследование новых устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на основе моделирования ИПЦ;
- более подробный анализ составляющих инструментальной погрешности N-фазных ИПЦ;
- практическая реализация устройств измерения фазовых и временных параметров радиосигналов на основе ИПЦ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Авраменко В.Л., Галямичев Ю.П., Ланна А.А. Электрические линии задержки и фазовращатели.-М.: "Связь", 1973.-111с.
2. Агейкин Д.И. Датчики контроля и регулирования.-М.: "Машиностроение", 1965.-307с.
3. Арменский Е.В., Фалк Г.Б. Электрические микромашины.-М.: "Высшая школа", 1985.-231с.
4. Арменский Е.В., Кузина И.В., Фалк Г.Б. Электромашинные устройства автоматики.-М.: "Высшая школа", 1986.-246с.
5. Ахметжанов А.А., Лукиных Н.В. Индукционный редуктосин. - М.: "Энергия", 1971.-80с.
6. Ахметжанов А.А. Высокоточные системы передачи угла автоматических устройств.-М.: "Энергия", 1975.-288с.
7. Баканов М.В., Лыска В.А., Алексеев В.В. Информационные микромашины следящих и счётно-решающих систем (вращающиеся трансформаторы, сельсины).-М.: "Советское радио", 1977.-88с.
8. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: "Высшая школа", 1988.-488с.
9. Батоврин А.А. Основы теории индукционных фазовращателей с пульсирующим полем.-М.: "Судпромгиз", 1957.-92с.
10. Батоврин А.А., Гугелев В.М. Анализ метода повышения точности фазовращателя.-"Измерительная техника", 1975, N11, с.41-44.
11. Благоев В.А., Домбровский А.С. Аппаратура для частотных и временных измерений.-М.: "Советское радио", 1971.-176с.
12. Буданов А.С., Гаврилов А.А., Максимов В.П. Повышение точности кодирования фазовых сдвигов синусоидальных напряжений в ЦПУ.-"Измерительная техника", 1975, N11, с.32-35.
13. Бычатын Д.А., Гольдман И.Я. Поворотный индуктосин.-М.: "Энергия", 1969.-100с.
14. Бычатын Д.А., Вильнер Г.А. Индукционные преобразователи информации.-Л.: "Энергоатомиздат", 1981.-96с.
15. Валитов Р.А., Сретенский В.Н. Радиотехнические измерения,

методы и техника измерений в диапазоне от длинных до оптических волн.-М.: "Советское радио", 1970.-711с.

16. Васильев В.Н., Барменков С.Я. Индукционный фазовращатель.-В кн.: Элементы цифровых систем управления.-Л.:Наука, 1971, с.182-197.

17. Веницкий А.С. Автономные радиосистемы. -М.: "Радио и связь", 1986.-335с.

18. Высокоточные угловые измерения/Д.А.Аникст, К.М.Константинович, И.В.Меськин и др.; Под ред. Ю.Г.Якушенкова. -М.:Машиностроение, 1987.-480с.

19. Вычислительная оптика/Под общей редакцией Русина М.М.-Л.: "Машиностроение", 1984.-423с.

20. Галахова О.П., Колтик Е.Д., Кравченко С.А. Основы фазометрии.-Л.: "Энергия", 1976.-256с.

21. Гоноровский И.С. Радиосигналы и переходные явления в радиопрямоугольниках.-М.: "Связьиздат", 1954.-148с.

22. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы.-М.: Радио и связь, 1986.-512с.

23. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприёма при флуктуационных помехах.-М.: "Советское радио", 1972.-447с.

24. Домрачёв В.Г., Мейко Б.С. Цифровые преобразователи угла.-М.: "Энергоатомиздат", 1984.-328с.

25. Домрачёв В.Г., Смирнов Ю.С. Цифро-аналоговые системы позиционирования.-М.: Энергоатомиздат, 1990.-240с.

26. Ефграфов В.И., Симонюк А.Ф. Поверочная установка высшей точности для средств измерений угла фазового сдвига в диапазоне частот 5МГц...12ГГц// "Измерительная техника".-1981.-N2.

27. Измерения в электронике: Справочник/В.А.Кузнецов, В.А.Долгов, В.М.Коневицкий и др.; Под ред. В.А.Кузнецова. - М.: Энергоатомиздат, 1987.-512с.

28. Календин В.В., Кухтович В.И., Супьян В.Я., Федосеев В.А. Высокоточный цифровой фазометр ИК2 диапазона с преобразованием частоты лазерного излучения//ПТЭ.-1981, N4.

29. Карпенко Б.К., Рубан Н.С. Элементы теории расчёта индуктоси-

на. - "Электричество", 1964, №9.

30. Колтик Е.Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. - М.: Издательство комитета стандартов, мер и измерительных приборов при Совете министров СССР, 1968. - 200с.

31. Колтик Е.Д. Фазосдвигающие устройства. - М.: Издательство стандартов, 1981. - 164с.

32. Корицкий А.В., Игнатов В.А., Мордвинов В.А. Линейный индуктосин. - "Электротехника", 1974, №1.

33. Крамер Г. Методы математической статистики. - М.: Мир, 1975. - 293с.

34. Куля В.И. Ортогональные фильтры. - М.: "Техника", 1967. - 218с.

35. Леман Э. Проверка статистических гипотез. - М.: Наука, 1979. - 168с.

36. Липкин И.А. Основы статистической радиотехники, теории информации и кодирования. - М.: "Советское радио", 1978. - 240с.

37. Методы электрических измерений/И.Г.Журавин, М.А.Мариненко, Е.И.Семёнов, Э.И.Цветков; Под ред. Э.И.Цветкова. - Л.: Энергоатомиздат, 1990. - 288с.

38. Метрология, стандартизация и измерения в технике связи/Б.П.Хромой, А.В.Кандин, А.Л.Сенявский и др.; Под ред. Б.П.Хромого. - М.: Радио и связь, 1986. - 424с.

39. Новицкий П.В., Зиграф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. - Л.: Энергоатомиздат, 1991. - 304с.

40. Оптическая обработка информации/Под ред. Д.Кейсесента. - М.: "Мир", 1980. - 349с.

41. Памфилов Р.К. Принципы построения измерителей рассогласования следящих систем. - М.: "Энергия", 1973. - 111с.

42. Панкин В.Е. Аналогово-цифровое преобразование угловых положений сельсинов и вращающихся трансформаторов. - М.: Институт "Электроника" (обзоры по электронной технике), 1969. - 106с.

43. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. - М.: "Советское радио", 1968. - 469с.

44. Прецизионные датчики угла с печатными обмотками/Л.Н.Сафонов

и др.-М.:Машиностроение,1977.-152с.

45. Пульер Ю.М. Индукционные электромеханические элементы вычислительных и дистанционно-следающих систем.-М.:Оборонгиз,1964.-294с.

46. Пульер Ю.М., Колесов Ю.А., Асиновский Э.Н. Индукционные электромеханические функциональные преобразователи.-М.: "Энергия", 1969.-112с.

47. Рудик А.В., Суп'ян О.В. Акустооптичний спосіб вимірювання малих переміщень.-Вісник ВПІ, 1995, N2, с.58-62.

48. Рудик А.В. Вимірювання нелінійності фазо-частотної характеристики електричного кола.-Вісник ВПІ, 1996, N4, с.61-65.

49. Рудик А.В., Супьян В.Я., Выдмыш А.А. Обобщенная математическая модель индуктивной параметрической цепи. Тезисы докладов международного симпозиума "Наука и предпринимательство", г. Львов, 1997, с.69.

50. Свечарник Д.В. Дистанционные передачи.-М.:Энергия,1974.-415с.

51. Смеляков В.В. Цифровая измерительная аппаратура инфранизких частот.-М.: "Энергия",1975.-165с.

52. Соболев И.М. Метод Монте-Карло.-М.: "Наука",1972.-64с.

53. Соловьёв Н.Н. Измерительная техника в проводной связи. Ч.3.-М.:Связь,1971.-304с.

54. Справочник по средствам автоматизации/ Под ред. В.Э.Низга и И.В. Антика.-М.: Энергоатомиздат,1983.-504с.

55. Справочник по электрическим машинам: В 2т. Под общей редакцией И.П.Копылова, Б.К.Клокова.-М.: Энергоатомиздат,1989.-688с.

56. Супьян В.Я., Горбатюк С.Н., Календин В.В., Жолкобаев Ж., Яцута В.И., Божок И.В. Применение лазерных фазовых систем и комплексов в метрологии.-В кн.: Радиотехнические устройства контроля и обработки информации.-К.: УМК ВО, 1992, с.100-106.

57. Супьян В.Я., Супьян А.В., Рудик А.В. Параметрическое преобразование информации в фазоизмерительной технике.-Ровно:Облтипографія,1994.-98с.

58. Танский Е.А., Дроздов В.Н., Новиков В.Г., Смирнов Г.В., Семёнов В.Г. Система стабилизации скорости с фазовым управлением и

- система фазирования прецизионного электропривода.-Л.:ЛДНТП,1971.-32с.
59. Танский Е.А. Прецизионные системы стабилизации скорости двигателей.-Л.: "Энергия",1975.-88с.
60. Тарбеев Ю.В., Коробов В.К., Герасимов М.П., Пушкин С.Б. Создание единого эталона единицы времени-частоты-длины// "Измерительная техника".-1986.-N7.
61. Техника оптической связи/Под ред. У.Тсанга.-М.: "Мир", 1988.-526с.
62. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника.-М.: Радио и связь, 1982.-624с.
63. Тун А.Я. Тахогенераторы для систем управления электроприводами.-Л.: Энергия,1966.-111с.
64. Турбович И.Т. Динамические частотные характеристики избирательных систем.- "Радиотехника",1957, т.12, N11, с.39-45.
65. Турбович И.Т. Метод близких систем и его применение для создания инженерных методов расчёта линейных и нелинейных радиотехнических систем.-М.:Издательство Академии наук СССР,1961.-252с.
66. Турчин А.М. Электрические измерения неэлектрических величин.-Л.: "Энергия",1975.-689с.
67. Утямьшев Р.И. Техника измерения скоростей вращения.-М.:Госэнергоиздат,1961.-248с.
68. Фотоэлектрические преобразователи информации. Под ред. Л.Н. Преснухина.-М.: Машиностроение,1974.-376с.
69. Фридлянд И.В., Сошников В.Г. Системы автоматического регулирования в устройствах видеозаписи.-М.: "Радио и связь",1988.-168с.
70. Харкевич А.А. Спектры и анализ.-М.:Физматгиз,1962.-285с.
71. Харкевич А.А. Избранные труды. Теория информации. Распознавание образов.-М.: "Наука",1973.-524с.
72. Хрущёв В.В. Электрические микромашины.-Л.: "Энергия", 1969. -286с.
73. Чепуренко В.Г., Нижник В.Г., Соколова Н.И. Вычисление погрешностей измерений.-К.: "Вища школа",1978.-40с.
74. Чернышев В.О. Поворотные трансформаторы и их применение в

вычислительных и автоматических устройствах.-Л.: "Энергия", 1965.-104с.

75. Чечет Ю.С. Электрические микромашины автоматических устройств.-М.: "Энергия", 1964.-424с.

76. Шахгильдян В.В., Ляховкин Л.А. Системы фазовой автоподстройки частоты.-М.: "Связь", 1972.-447с.

77. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех.-М.: "Радио и связь", 1981.-416с.

78. Штейн Б.Б., Черняк Н.А. Однополосная модуляция с помощью фазовых систем.-М.: Государственное издательство по вопросам радио и связи, 1959.-218с.

79. Электрические измерения. Под ред. А.В.Фремке. - Л.: Энергия, 1973.-424с.

80. Электромеханические преобразователи угла с электрической редукцией/Под ред. А.А.Ахметжанова.-М.: Энергия, 1978.-224с.

81. Юсеф Н.М. Измеритель группового времени запаздывания с параметрическим формирователем испытательного сигнала.-В кн.: Радиотехнические устройства контроля и обработки информации.-К.: УМК ВО, 1992, с.64-67.

82. Ямпольский Ж.А. Аналоговые тахометрические преобразователи на магнитных элементах.-М.: Энергия, 1967.-96с.

83. А.с. N177974 (СССР). Способ измерения идентичности фазовых характеристик четырёхполосников/Супьян В.Я. Оpubл. в БИ N2, 1966.

84. А.с. N216141 (СССР). Образцовое фазозадающее устройство инфранизких и низких частот 0.001Гц-30кГц/Кравченко С.А. Оpubл. в БИ N9, 1969.

85. А.с. N235850 (СССР). Устройство для калибровки фазометров/Колтик Е.Д. Оpubл. в БИ N6, 1969.

86. А.с. N301640 (СССР). Фазосдвигающее устройство/Шахин А.А., Файзулин Н.А., Кутернега В.Д. Оpubл. в БИ N14, 1971.

87. А.с. N376857 (СССР). Фазовращатель/Артюхов Е.А., Мартышев В.В., Лусканов М.П. Оpubл. в БИ N17, 1973.

88. А.с. N402820 (СССР). Способ управления фазой двухфазного двухканального генератора с дискретно задаваемым фазовым сдвигом /Рож-

дественский А.Н., Сутьян В.Я. Оpubл. в БИ N42, 1973.

89. А.с.N404027(СССР). Фазовращатель/ Артюхов Е.А. Оpubл. в БИ N43, 1973.

90. А.с.N425127(СССР). Фазовращатель/ Григорьев Б.А. Оpubл. в БИ N15, 1974.

91. А.с.N441641(СССР). Управляемый фазовращатель/ Суздаль В.С., Стадник П.Е., Костенко В.И., Гавриш В.А. Оpubл. в БИ N32, 1974.

92. А.с.N474765(СССР). Однофазный индукционный фазовращатель/ Ромашкин Р.Н. Оpubл. в БИ N23, 1975.

93. А.с.N479217(СССР). Преобразователь частоты/Сутьян В.Я. Оpubл. в БИ N28, 1975.

94. А.с.N481855(СССР). Способ формирования напряжений с калиброванным фазовым сдвигом/ Андреев И.Л., Пятин С.И. Оpubл. в БИ N31, 1975.

95. А.с.N523362(СССР). Фазометр коротких радиоимпульсных сигналов/Сутьян В.Я., Гуцало А.И. Оpubл. в БИ N28, 1976.

96. А.с.N526055(СССР). Устройство для квадратурного разложения сигнала/Карпов Е.М., Меркушев А.Н. Оpubл. в БИ N31, 1976.

97. А.с.N542145(СССР). Устройство для измерения группового времени запаздывания/ Гуцало А.И., Сутьян В.Я., Пятин С.И. Оpubл. в БИ N1, 1977.

98. А.с.N553549(СССР). Фазометр/Сутьян В.Я., Жилин Н.С. Оpubл. в БИ N13, 1977.

99. А.с.N586396(СССР). Измеритель группового времени запаздывания/Сутьян В.Я., Гуцало А.И., Пятин С.И. Оpubл. в БИ N48, 1977.

100. А.с.N600471(СССР). Устройство для поверки измерителей группового времени замедления/Кондрашов В.Ф., Кашлев В.П., Пантелеенко Г.А. Оpubл. в БИ N12, 1978.

101. А.с.N600480(СССР). Измеритель группового времени запаздывания четырёхполосников/ Гуцало А.И., Сутьян В.Я., Пятин С.И. Оpubл. в БИ N12, 1978.

102 А.с.N659980(СССР). Фазометр/ Сутьян В.Я., Крушевский Ю.В. Оpubл. в БИ N16, 1979.

103. А.с.№659981(СССР). Моноимпульсный фазометр/Супьян В.Я., Рудык В.Д., Горбатьюк С.Н. Оpubл. в БИ №16, 1979.
104. А.с.№676944(СССР). Устройство для проверки фазометров/Макиевский А.Е., Кашлев В.П. Оpubл. в БИ №28, 1979.
105. А.с.№681387(СССР). Корреляционный измеритель фазы гармонического сигнала/Малыкин М.И. Оpubл. в БИ №31, 1979.
106. А.с.№690614(СССР). Устройство для регулирования фазы сигнала/Суздаль В.С., Костенко В.И., Корнилич П.И. Оpubл. в БИ №37, 1979.
107. А.с.№705369(СССР). Калибратор малых фазовых сдвигов/Блощук А.А., Кравченко С.А., Кругликов Р.М. Оpubл. в БИ №47, 1979.
108. А.с.№738103(СССР). Фазовращатель/ Аксененко В.Д., Барменков С.Я., Васильев В.Н., Дорофеев А.Н. Оpubл. в БИ №20, 1980.
109. А.с.№742823(СССР). Индикатор синфазности, квадратуры и противофазности/ Гуцало А.И., Супьян В.Я., Пятин С.И. Оpubл. в БИ №23, 1980.
110. А.с.№748279(СССР). Фазометр с круговым отсчётом/Каминский В.Л., Коротаев В.М. Оpubл. в БИ №26, 1980.
111. А.с.№896580(СССР). Индукционный фазовращатель/ Галич Н.П., Давуальдер О.Л., Миняев А.В., Наровлянская Л.В. Оpubл. в БИ №1, 1982.
112. А.с.№969102(СССР). Фазометр/Гаркавенко А.С., Календин В.В., Кухтевич В.И., Пронин Е.В., Супьян В.Я., Савлюк В.П., Федосеев В.А. Оpubл. в БИ №19, 1983.
113. А.с.№1045161(СССР). Калибратор фазовых сдвигов/Сандрацкий Н.В. Оpubл. в БИ №36, 1983.
114. А.с.№1046703(СССР). Индукционный фазовращатель/Галич Н.П., Горицков Н.Д., Дауваальдер О.Л. Оpubл. в БИ №37, 1983.
115. А.с.№1091092(СССР). Корреляционный измеритель фазы/Малыкин М.И. Оpubл. в БИ №17, 1984.
116. А.с.№1092429(СССР). Фазометр с круговым отсчетом/Каминский В.Л., Коченков А.В. Оpubл. в БИ №18, 1984.
117. А.с.№1129549(СССР). Индикатор симметричности двухфазной системы напряжений/Скрипник Ю.А., Суд-Злочевский А.И., Войко А.С., Печерный И.И., Здоренко В.Г. Оpubл. в БИ №46, 1984.

118. А.с. N1224972 (СССР). Фазовращатель/ Аксененко В.Д. Оpubл. в БИ N14, 1986.
119. А.с. N1226334 (СССР). Корреляционный измеритель фазы гармонического сигнала/Красавцев Г.Н. Оpubл. в БИ N15, 1986.
120. А.с. N1345134 (СССР). Устройство для определения фазы сигналов/Богомолов С.И., Переход Н.Г., Ринчинов В.Д. Оpubл. в БИ N38, 1987.
121. А.с. N1368803 (СССР). Измеритель фазы сигналов/Богомолов С.И., Новик В.М. Оpubл. в БИ N3, 1988.
122. А.с. N1442932 (СССР). Устройство для определения фазы сигналов/Богомолов С.И., Переход Н.Г., Ринчинов В.Д. Оpubл. в БИ N45, 1988.
123. А.с. N1469548 (СССР). Формирователь перестраиваемых по частоте квадратурных сигналов/Ревинский О.В. Оpubл. в БИ N12, 1989.
124. А.с. N1479887 (СССР). Устройство для определения фазы сигналов/Богомолов С.И., Икконен В.И., Переход Н.Г. Оpubл. в БИ N18, 1989.
125. А.с. N1506379 (СССР). Измеритель фазы сигналов/Богомолов С.И., Икконен В.И. Оpubл. в БИ N33, 1989.
126. А.с. N1511705 (СССР). Устройство сдвига фазы на 90° / Кизиллов В.У., Лазуренко А.П. Оpubл. в БИ N36, 1989.
127. А.с. N1541529 (СССР). Устройство для определения фазы сигналов/Богомолов С.И., Переход Н.Г., Икконен В.И. Оpubл. в БИ N5, 1990.
128. А.с. N1580279 (СССР). Устройство для определения фазы сигналов/Богомолов С.И., Переход Н.Г., Ринчинов В.Д. Оpubл. в БИ N27, 1990.
129. А.с. N1615635 (СССР). Фазометр/ Сурьян В.Я., Лингбенда Мосель Матазаба, Гуцало А.И., Савлюк В.П. Оpubл. в БИ N47, 1990.
130. А.с. N1662360 (СССР). Цифровое устройство для измерения вращения/Мицубиси Денки Кабусики Кайся. Оpubл. в БИ N25, 1991.
131. Сурьян В.Я., Сурьян А.В., Рудик А.В. Использование фазового компарирования для расширения функциональных возможностей единого эталона частоты-времени-длины. Тезисы докладов Украинской НТК "Метрология и измерительная техника", г. Харьков, 1995, с. 57.
132. Сурьян В.Я., Рудик А.В. Динамические погрешности измерения характеристик электрических цепей. Тезисы докладов 3-ей НТК "Измерительная и вычислительная техника в технологических процессах и кон-

версии производства", г.Хмельницкий, 1995, с.125-126.

133. Супьян В.Я., Горбатюк С.Н., Рудик А.В. Оптический метод измерения малых амплитуд механических колебаний и перемещений. Тезисы докладов 3-ей международной НТК "Контроль и управление в технических системах", г.Винница, 1995, с.342-343.

134. Рудик А.В. Коммутационный фазометр. Тезисы докладов НТК с международным участием "Приборостроение-96", г.г.Винница-Судак, 1996, часть 1, с.20.

135. Рудик А.В. Измеритель угловой скорости вращения. Тезисы докладов НТК с международным участием "Приборостроение-96", г.г.Винница-Судак, 1996, часть 1, с.21.

136. Рудик А.В. 90°-ная фазоразностная цепь. Тезисы докладов НТК с международным участием "Приборостроение-96", г.г.Винница-Судак, 1996, часть 2, с.91.

137. Супьян В.Я., Супьян А.В., Рудик А.В. Фазометр оптического диапазона. Положительное решение о выдаче патента Украины на изобретение по заявке N94128108 от 29.01.1997г.

138. Супьян В.Я., Супьян А.В., Рудик А.В. Способ фазовой синхронизации вращения автономно работающих синхронных электродвигателей и устройство его реализации. Положительное решение о выдаче патента Украины на изобретение по заявке N94128109 от 27.11.1996г.

139. Рудик А.В., Супьян А.В. Компенсационный измеритель группового времени запаздывания четырёхполюсников. Положительное решение о выдаче патента Украины на изобретение по заявке N96083128 от 23.01.1997г.

140. Супьян В.Я., Рудик А.В. Прецизионный калибратор фазы инфранизких и низких частот. Положительное решение о выдаче патента Украины на изобретение по заявке N96083227 от 29.01.1997г.

141. Andersen R.D. MOS phase-shift controller cuts motor hunting. -"Electronics", 1967, v.40, No 20, p.97-98.

142. Deibert C.R., Turner F.T., Snider R.H. A high-speed direct-scanning facsimile system. -"AIEE Transaction", 1952, v.71, part 1, p.115-121.

143. Finden H.J., Horlock B.A. The Induction and its Application. -"The Journal of the British Institution of Radio Engineers", 1957, v.17, N7.

144. Harrison H.R., Horlock B.A. The Induction and its Application to a Programm Coordinate Table.-"Electronic Engineering", 1957, v.29, N352, 353.

145. Kabell L.J. Head drum stabilization for recording the NTSC-color signal.-"IRE Wescon Convention Record", 1958, v.2, part 7, p.29-37.

146. Korpel A. "Acousto-optic signal processing", in Optical Processing, Yu.E.Nesterikhin and G.W.Stoke, Eds. New York: Plenum, 1976, ch.10, pp.171-194.

147. Kronacher G. Design, Performance and Application of the Vernier Resolver.-"The Bell System Technical Journal", 1957,v.36,N6.

148. Leconte G. Convertisseur analogiquenumeric multiplex.-Annals de radioelectricite, 1967, v.22, No 87, pp.29-40.

149. Nyquist N., Brand S. Measurement of Phase. Distortion, BSTJ, 1930, N1.

150. Schmia H. An Electronics Design practical guide for synchro-to-digital converters.-Electronics Design, 1970, No 6, 7, 8.

151. Volpe G.T. A phase-locked loop control system for a synchronous motor.-"JEEE Transactions. Automatic control", 1970, v.AS-15, No 1, p.88-95.

152. Сурьян В.Я., Рудик А.В., Морозов О.В. Радиооптический компаратор фазового сдвига, линейных и угловых перемещений. Труды 3-ей международной НТК "Актуальные проблемы электронного приборостроения", г.Новосибирск, 1996, том 5, с.93-95.