ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича»
(СПбГУТ)

Факультет Радиотехнологий связи

Кафедра Радиосистем и обработки сигналов

Допустить к защите
Заведующий кафедрой
_____ Томашевич С.В.
(подпись) *(Ф.И.О.)*
“____” _____ _____г.

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

Высокочастотные широкополосные трансформаторные устройства, суммирующие мощности в общей нагрузке
Вид выпускной квалификационной работы
бакалаврская работа
(бакалаврская работа, дипломная работа, дипломный проект, магистерская диссертация)

Направление/специальность подготовки
11.03.01 - «Радиотехника»
(код и наименование направления/специальности)

Направленность (профиль)
«Радиотехнические системы»
(наименование)

Квалификация
бакалавр
(наименование квалификации в соответствии с ФГОС ВО / ГОС ВПО)

Студент:
Муравьев Н.Ю. РТ-21 _____
(Ф.И.О., № группы) *(подпись)*

Научный руководитель:
д.т.н., Томашевич С.В.
(учёная степень, учёное звание, Ф.И.О.)
(подпись)

Санкт-Петербург
2016

Работа написана мною самостоятельно и не содержит неправомерных заимствований

_____ _____

(дата) *(подпись)*

Текст ВКР размещен в электронно-библиотечной системе университета

Руководитель отдела комплектования библиотеки _____

(Ф.И.О.)

_____ _____

(дата) *(подпись)*

Коэффициент оригинальности ВКР____83____ % .

Проверил: _____

(Должность,Ф.И.О.)

_____ _____

(дата) *(подпись)*

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение

высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича»
(СПбГУТ)

Факультет Радиотехнологий связи
КафедраРадиосистем и обработки сигналов
Направление (специальность)11.03.01 – «Радиотехника»
(код и наименование)

Утверждаю:
Зав. Кафедрой
Томашевич С.В. _____
(Ф.И.О., подпись)
«_____»_____2016 г.

ЗАДАНИЕ
на выполнение выпускной квалификационной работы (ВКР)

1. СтудентМуравьев Никита Юрьевич _____ № группы РТ-21
(фамилия, имя, отчество)

2. РуководительТомашевич Сергей Викторович _____
заведующий кафедрой РОС, д.т.н._____
(фамилия, имя, отчество, должность, уч. степень и звание)

3.Квалификация_____бакалавр_____
(наименование в соответствии с ФГОС ВО/ ГОС ВПО)

4. Вид работы_____бакалаврская работа_____
(бакалаврская работа, дипломный проект, дипломная работа, магистерская диссертация)

5. Тема ВКР Высокочастотные широкополосные трансформаторные устройства, суммирующие мощности в общей нагрузке
утверждена приказом ректора университета от «_____» № _____
6. Исходные данные (технические требования):
Исследование Высокочастотных широкоформатных трансформаторных устройств, суммирующих мощности в общей нагрузке.
7. Содержание работы (анализ состояния проблемы, проведение исследований, разработка, расчеты параметров, экономическое обоснование и др.)
1. Обобщенная структурная схема одноступенчатых сумматоров мощности N однотипных генераторов.
2. Одноступенчатые сумматоры мощности с «косвенным» возбуждением.
3.Одноступенчатые сумматоры мощности с «прямым» возбуждением.
4. Многоступенчатые системы попарного суммирования мощности однотипных трансформаторов.
5. Сумматоры неравных мощностей. Направленные ответвители.

8. Вид отчетных материалов, представляемых в ГЭК (пояснительная записка, перечень, графического материала, отчет о НИР, технический проект, образцы и др.

1. Пояснительная записка.
2. Презентация к защите ВКР

Дата выдачи задания «_17___» _____февраля_____2016 г.

Дата представления ВКР к защите «24»____июня_____2016 г.

*РуководительВКР*_____

(подпись)

Студент _____

(подпись)

КАЛЕНДАРНЫЙ ПЛАН

№ п/п	Наименование этапов выпускной квалификационной работы	Срок выполнения этапов ВКР	Примечание
1	**Изучение обобщенной структурной схемы одноступенчатых сумматоров мощности N однотипных генераторов.**	20.02.16 – 06.03.16	
2	**Изучение одноступенчатых сумматоров мощности с «косвенным» и «прямым» возбуждением.**	10.03.16 – 25.04.16	
3	**Изучение многоступенчатых систем попарного суммирования мощности однотипных трансформаторов.**	26.04.16 – 10.06.16	

Студент _____
(подпись)

Руководитель ВКР _____
(подпись)

Содержание

Введение. …… 7
1. Обобщённая структурная схема одноступенчатых сумматоров мощности N однотипных генераторов. …… …. 10
2. Одноступенчатые сумматоры мощности с «косвенным» возбуждением. …….. 17
3. Одноступенчатые сумматоры мощности с «прямым» (традиционным) возбуждением. …… . 47
4. Многоступенчатые системы попарного суммирования мощности однотипных генераторов. …….. 62
5. Сумматоры неравных мощностей. Направленные ответвители. ….. 70
6. Заключение…… 86
7. Список литературы. ……... 88

Введение

Устройства распределения мощности электрических колебаний в современной радиоаппаратуре призваны решать широкий круг задач. К важнейшим из них относятся:

суммировать с высоким КПД мощности отдельных усилителей, обеспечивая при этом их независимую работу;

перераспределять суммарную мощность усилителей между нагрузками за счёт изменения фаз выходных колебаний (фазовая коммутация);

обеспечивать независимую работу генераторов при формировании диаграммообразующих систем для ФАР при связанных излучателях;

ослаблять побочные излучения, возникающие в усилителях мощности;

стабилизировать режим работы усилителя мощности при рассогласовании его нагрузки;

измерять и контролировать величину рассогласования нагрузки усилителя мощности.

Необходимость в сложении мощности электронных приборов и генераторных блоков возникла ещё при построении первых мощных радиостанций. Фундаментальные исследования в этой области были проведены впервые в СССР А.Л.Минцем и З.И.Моделем. В исследованиях общих свойств развязанного (мостового), то есть обеспечивающего независимую работу отдельных генераторов, суммирования мощности первые значительные результаты были получены З.И.Моделем и В.М.Катушкиной. Ими предложены узкополосные устройства на LC-элементах и на длинных линиях. Устройства с более расширенной полосой частот были затем разработаны Л.Г.Дорфманом, В.В.Заенцевым, Э.С.Глазманом, В.Д.Кузнецовым и В.К.Парамоновым, В.Бушбеком, А.Плдделем, Н.Нагаи и др.

Наиболее широкополосными и весьма перспективными, но наименее исследованными являются трансформаторные устройства суммирования

мощности, всё чаще приходящие на смену сравнительно узкополосным устройствам других классов.

Идеализированная трансформаторная многополюсная схема общего вида была представлена В.Белевичем. Устройства, выполненные традиционным путём по этой схеме с помощью обычных обмоток на магнитопроводах, обладают, с одной стороны, функциональной избыточностью для многих задач, а с другой стороны – крайне неудовлетворительными частотными характеристиками.

В ходе дальнейших исследований О.В.Алексеевым был предложен метод построения схем согласованно-развязанных сумматоров мощности с использованием идеальных восьмиполюсных трансформаторов (более удобных для выполнения) и реактивных четырёхполюсников, но в силу того, что отсутствовали гибридные устройства с хорошими характеристиками, он не дал значительных практических результатов.

В целом все устройства, выполняемые непосредственно на основе идеализированных схем, имели малопригодные частотные характеристики. Поэтому применительно к типовым задачам отыскивались более простые схемные решения. Сначала Ю.Ф.Гинцем для сложения равных мощностей двух генераторов. Затем принцип построения этого устройства был развит А.А.Львовичем на случай произвольного числа генераторов равной мощности (рис.1.2а). Однако устройства, выполненные по этому принципу, недостаточно широкополосны.

Лучшие результаты, как и для ШТ, были получены при выполнении в устройствах обмоток проводниками двухпроводных линий передачи. В этом плане воплощением схемы рис.1.2а явилось устройство рис.1.2б, предложенное О.В.Алексеевым и В.В.Полевым.

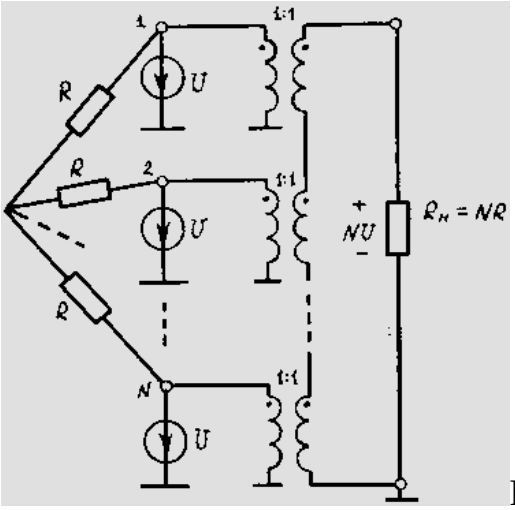


Рис.1.2а

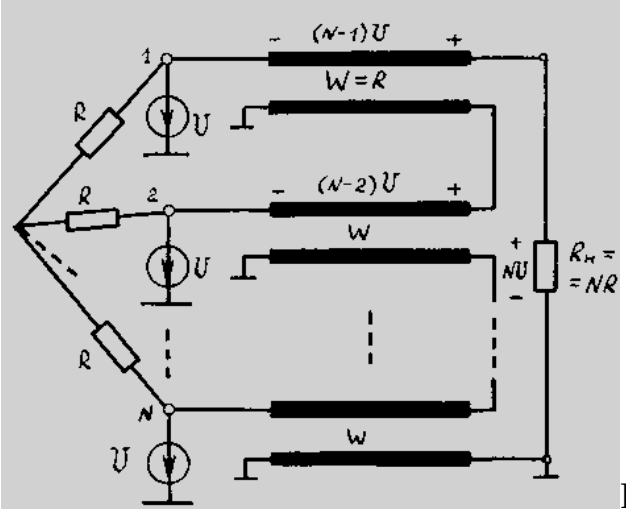


Рис.1.2б

Однако, как и в ШТ 1: n (табл.1.2), напряжения на проводниках линий различаются и существенно превышают минимальные значения. Поэтому развязка между входами оказывается низкой. Такие устройства пригодны при суммарной мощности до нескольких кВт в ВЧ диапазоне и числе входов до четырёх-пяти, что намного уступает современным требованиям.

В последние годы широкое применение нашло устройство, имеющее идентичные частотные характеристики на всех входах и равные нулю напряжения на проводниках всех линий в рабочем режиме. Однако с ростом передаваемой мощности увеличиваются электрические длины линий, возрастает рассогласование в рабочем режиме и снижается развязка между входами. Это позволяет получать суммарную мощность не более нескольких кВт в диапазоне ВЧ и ОВЧ. При этом число входов ограничено практически четырьмя-пятью.

1. Обобщённая структурная схема одноступенчатых сумматоров мощности N однотипных генераторов.

Итак, если отметить целесообразность построения устройств суммирования мощности N однотипных генераторов в виде структуры, обладающей поворотной симметрией относительно своих N входов, поскольку в этом случае реализуется идентичность характеристик со стороны каждого входа. Так, в ряде сумматоров, описанных далее, обеспечивается равенство нулю собственного значения ($S^{(1)}=0$), соответствующего только рабочему воздействию; в других - равенство нулю ($S^{(ע)}= 2,3 =ע;0,..,N$) собственных значений, соответствующих всем нерабочим собственным векторам, достигается ценой определённого рассогласования в рабочем режиме. Эти факты говорят о том, что реализация в сумматорах их предельных свойств (нулевое рассогласование и полная развязка входов) в широкой полосе частот требует, наряду с улучшением полосовых свойств элементной базы сумматоров, совершенствования их структурной схемы. В этой связи представляется важным выделить три вопроса: а) выбор способа соединения выходных зажимов парциальных четырёхполюсников, на которые в рабочем режиме "разделяется" схема сумматора; б) выбор способа подключения генераторов ко входным зажимам тех же четырёхполюсников; в) определение условий согласования генераторов с парциальными четырёхполюсниками сумматора в рабочем и нерабочих режимах возбуждения (ע=I и 2,3=ע,.. N).

В зависимости от способа соединения выходных зажимов парциальных четырёхполюсников в рабочем режиме, сумматоры подразделяются на три типа: параллельного, последовательного и смешанного (сочетание последовательного и параллельного соединения). При этом для параллельного типа, в случае отсутствия трансформации в парциальных четырёхполюсниках для рабочего режима, продольные напряжения на

проводниках линий трансформаторов, входящих в состав четырёхполюсников, могут быть равны нулю. Это означает, что при использовании для трансформаторов магнитопроводов индукция и потери мощности в них в рабочем режиме отсутствуют. Это обстоятельство обуславливает перспективность устройств параллельного типа при суммировании высокого уровня мощности.

Обращаясь к рассмотрению второго и третьего вопросов, решение которых связано с улучшением структурной схемы сумматора, представим последнюю в виде, изображённом на рис.1.1.

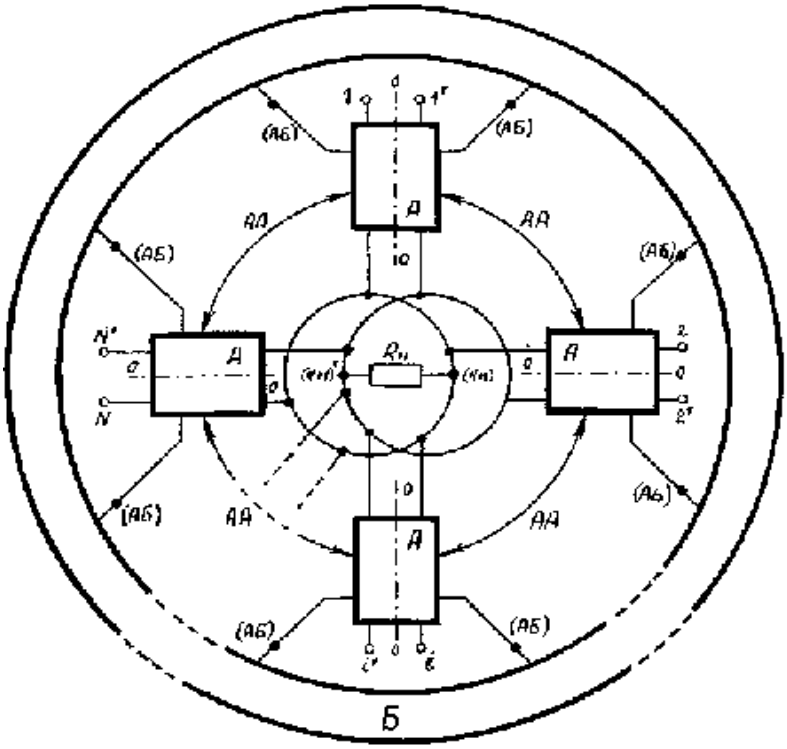


Рис.1.1

Передача мощности в общую нагрузку определяется реактивными четырёхполюсниками "А", которые приняты идентичными и симметричными относительно как входных, так и выходных зажимов. Цепь развязки условно обозначена многополюсником "Б". Схема рис.1.1 учитывает также возможные связи четырёхполюсников "А" между собой ("АА") и с цепью развязки ("АБ"), природа которых может быть различной в конкретных типах устройств.

При рабочем воздействии [Д][(1)] идентичные между собой связи "АА" и "АБ" уравновешены ,и их можно полагать отсутствующими.

При всех нерабочих воздействиях ($[Д]^{(\upsilon)}, ע \neq I$) нагрузку можно считать короткозамкнутой, а связи "АА" и "АБ" - существующими. Из схемы рис.4.1 видно, что если в устройстве связи "АБ" отсутствуют, то есть зажимы развязывающего многополюсника "Б" (развязывающие резисторы) непосредственно соединены с зажимами генераторов, а последние подключены традиционным способом на входах $i - i'$, то во всех нерабочих режимах они шунтированы входными сопротивлениями идентичных реактивных цепей. На частотах нулей функции входного сопротивления этих цепей имеем $\left|S^{(\upsilon)}\right| = I$ для $2,3 = ע,..,N$, что и ограничивает частотный диапазон сумматора. Такое положение имеет место, в частности, для широко распространённой схемы на СВЧ "моста Вилкинсона".

Следовательно, для устранения этого ограничения необходимо в нерабочих режимах трансформировать четырёхполюсники "А" таким образом, чтобы они представляли собой цепи постоянного входного сопротивления, посредством которых осуществляется связь генераторов с развязывающим многополюсником "Б". Такая трансформация четырёхполюсников "А" возможна лишь при наличии связей "АБ", проявляющих себя в нерабочих режимах.

Вместе с тем , так как четырёхполюсники "А" входят в цепи связи генераторов с нагрузкой и с развязывающим многополюсником "Б", то согласование генераторов с соответствующими цепями во всех режимах возбуждения ($2,3 = ע,..,N$) может оказаться затруднительным или вообще невозможным. Отсюда вытекает необходимость нахождения такого способа построения связей "АБ", при котором условия согласования в рабочем и во всех остальных режимах определялись бы различными схемными элементами четырёхполюсников "А".

В значительной степени решение этой задачи облегчается при изменении способа подключения генераторов ко входным зажимам четырёхполюсников "А".

Анализ способов возбуждения сумматора приводит к выводу о наличии, кроме вектора возбуждения, состоящего из напряжений на зажимах I-I’, 2-2', .. ,*i* - *i*’, .. ,N - N′,ряда адекватных ему векторов, для их нахождения рассмотрим режим деления, полагая, что генератор подключён на выходных зажимах вместо нагрузки, а на входных зажимах подключены номинальные нагрузки. Тогда на зажимах I-I’, 2-2’,..,N - N’ возникнут те же напряжения, что и в рабочем режиме суммирования. Величины напряжений на зажимах 1,2,.. . .,N, в силу симметрии четырёхполюсников "А" относительно осей 0-0, равны по величине и противоположны по знаку напряжениям на зажимах 1′,2′.., N'. Отсюда ясно, что помимо N -мерного вектора напряжений на парах зажимов I-I',2-2'..,N-N′ имеются адекватные ему N-мерные векторы напряжений на парах зажимов 1′-2, 2′-3, ... ,N′- *I*, или 1′-3, 2′-4, ... ,(N-I)′- I, и так далее. Общее число таких векторов будет при нечётном N-(N+I)/2 , и при чётно N-(N/2+I). Традиционный способ возбуждения сумматора (генераторы включаются на зажимы I-I',2-2'..,N-N′) назовём прямым , а все остальные способы организации рабочего воздействия будем называть косвенными.

Из схемы рис.4.1 видно, что при косвенном включении генераторов условия их согласования в рабочем режиме *(*$S^{(1)}$ - 0) остаются теми же, что и при прямом возбуждении. Во всех остальных режимах возбуждения, соответствующих векторам [Д] $^{(\upsilon)}$(2,3=ע,..,N), даже при отсутствии связей "АБ" , к зажимам генераторов оказывается подключённой сложная цепь, образованная входными сопротивлениями реактивных четырёхполюсников "А" и активным многополюсником "Б".

В силу этого, шунтирования входных зажимов генераторов чисто реактивными двухполюсниками (входными сопротивлениями четырёхполюсников "А") не происходит, что и создаёт условия для расширения диапазона рабочих частот.

Следовательно, при косвенном возбуждении по-разному (с разным "весом") будет проявляться шунтирующее действие цепей "А" при нерабочих воздействиях, соответствующих всем, начиная со второго($2=ע$), столбцам. Косвенные включения генераторов позволяют минимизировать шунтирующее действие цепей "А" для нерабочих воздействий. Это означает, что при косвенном включении собственные значения матрицы рассеяния устройства ($S^{(ע)}$), соответствующие собственным векторам $[Д]^{(2)}$,$[Д]^{(3)}$,...,$[Д]^{(N)}$,в минимальной степени зависят от схемных параметров, определяющих собственное значение для первого собственного вектора.

Установление принципа косвенного включения генераторов открывает новые возможности построения устройств и позволяет сформулировать следующую теорему.

Теорема. Максимально достижимые параметры устройств суммирования мощности, обладающих поворотной симметрией относительно N входов, реализуются, если на собственные значения для $ע$-х ($2,3=ע,..,N$) собственных векторов матрицы рассеяния $[S]_N$ устройства, являющихся столбцами $[Д]^{(\nu)}=\frac{1}{\sqrt{N}}e^{j\frac{2\pi}{N}(i-1)(\nu-1)}$ при i = 1,2,..,N, не оказывают влияния схемные элементы, определяющие собственное значение для первого ($ע$ = I) собственного вектора.

В качестве первого шага при доказательстве теоремы, то есть построения одноступенчатого многоканального сумматора с максимально достижимыми параметрами, выполним четырёхполюсники "А" на рис.1 в виде идентичных однородных двухпроводных линий (из проводников 1 и 2), соединённых на своих выходах параллельно, где к ним подключена общая нагрузка *R/N* (рис.1.2а).

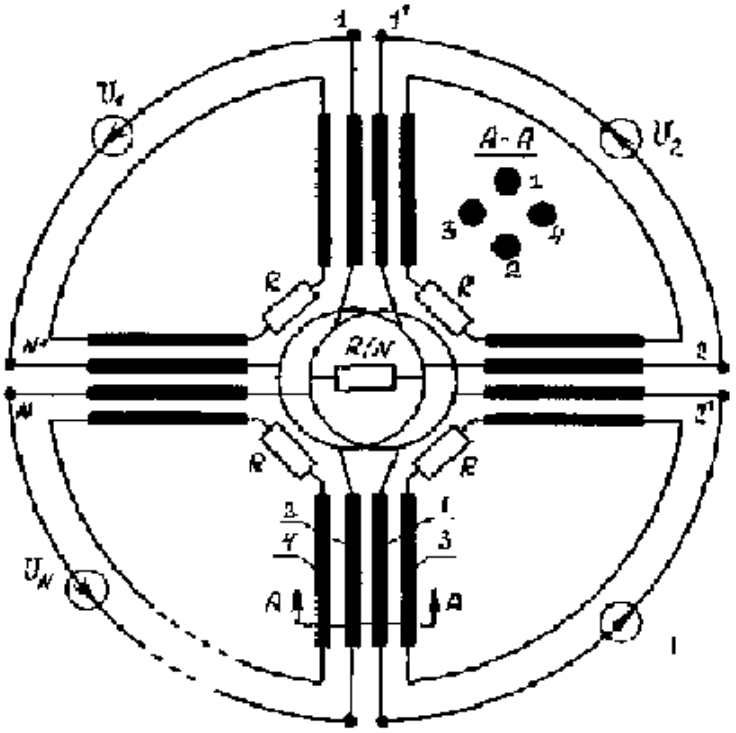


Рис.1.2а

Используя косвенное включение, генераторы подключим к зажимам 1'-2, 2'-3, .. ,N′-1. Их мощности при синфазных и равноамплитудных колебаниях выделяются в нагрузке R /N и, если R = W (где W -волновое сопротивление каждой из N двухпроводных линий, образованных проводниками 1 и 2), то $S^{(1)}=0$.

Следующий шаг при построении устройства заключается в таком выборе развязывающей цепи, при котором должны выполняться два условия:

Проводники рабочих линий входят в состав согласованных широкополосных трансформаторов на линиях. Причём вся мощность генераторов при нерабочих воздействиях выделяется в развязывающих резисторах;

Устанавливаемая цепь развязки не влияет на передачу мощности в нагрузку при рабочем воздействии.

Оба эти условия обуславливают целенаправленное введение связей "АБ", показанных на рис.1.1.

Введём N развязывающих резисторов R и расположим их со стороны нагрузки, где они будут служить нагрузками ШТ, определяющими значения

$S^{(ν)}$, для $2,3 = ν, .. ,N$. Для исключения влияния развязывающей цепи на передачу мощности при рабочем воздействии введём в плоскости нулевого потенциала каждой рабочей линии (проводники I и 2) дополнительную линию из проводников 3 и 4 , расположенных симметрично проводникам I и 2, и подключим к ним со стороны общей нагрузки развязывающие резисторы (см. рис.1.2а). На других концах соединим между собой проводники смежных линий для образования упомянутых трансформаторов. Собственные значения $S^{(2)},S^{(3)},...,S^{(N)}$ определяться теперь из ШТ согласно рис.1.26.

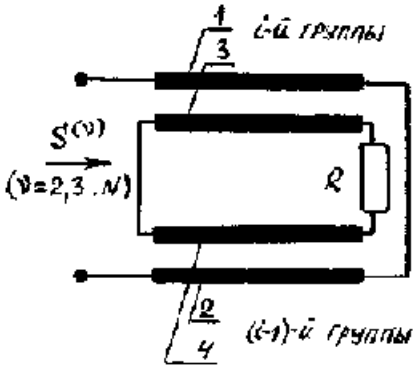


Рис.1.2б

Они вносят пренебрежимо малое рассогласование, и можно считать, что $S^{(2=ν)}=S^{(3=ν)}=...=S^{(ν=N)}=0$. Развязывающая цепь в целом не влияет на режим передачи мощности в нагрузку, и в результате соотношение $S^{(\nu)}=0$ ($\nu=1,2,3,\ldots,N$) выполняется. Тем самым теорема доказана.

Развивая общий принцип построения сумматоров с поворотной симметрией, имея целью удовлетворение различным техническим требованиям, в последующих параграфах будет решаться комплекс задач, направленный на создание ряда устройств, различающихся как по функциональному назначению, например суммирование мощностей симметричных или несимметричных генераторов в симметричную или несимметричную нагрузку, так и по схемно-конструктивному выполнению, приводящему к разным электрическим характеристикам.

2. Одноступенчатые сумматоры мощности с "косвенным" возбуждением.

Основной трудностью практического осуществления структурной схемы рис.1.1 является сложность реализации связей цепей нагрузки и развязки (связей "АБ"), которые функционируют лишь в нерабочих режимах возбуждения сумматора и не должны оказывать воздействие на передачу мощности к нагрузке в рабочем режиме. Для решения многих практических задач целесообразно использовать устройства, построенные по упрощённой структурной схеме, но обеспечивающие при этом конкретные технические задания. Оставаясь в рамках принципа косвенного возбуждения, исключив связи "АБ" и реализовав четырёхполюсники "А" в виде простейшего трансформатора "1:1", выполненного однородной двухпроводной линией (W,x),размещённой на магнитопроводе (M), приходим к сумматору, схема которого приведена на рис.2.3а. При этом развязывающий многополюсник "Б" выполнен в виде двух "колец" развязывающих резисторов, соединяющих эквипотенциальные для рабочего воздействия входные зажимы, как показано, соответственно, на рис.2.3б и рис.2.3в.

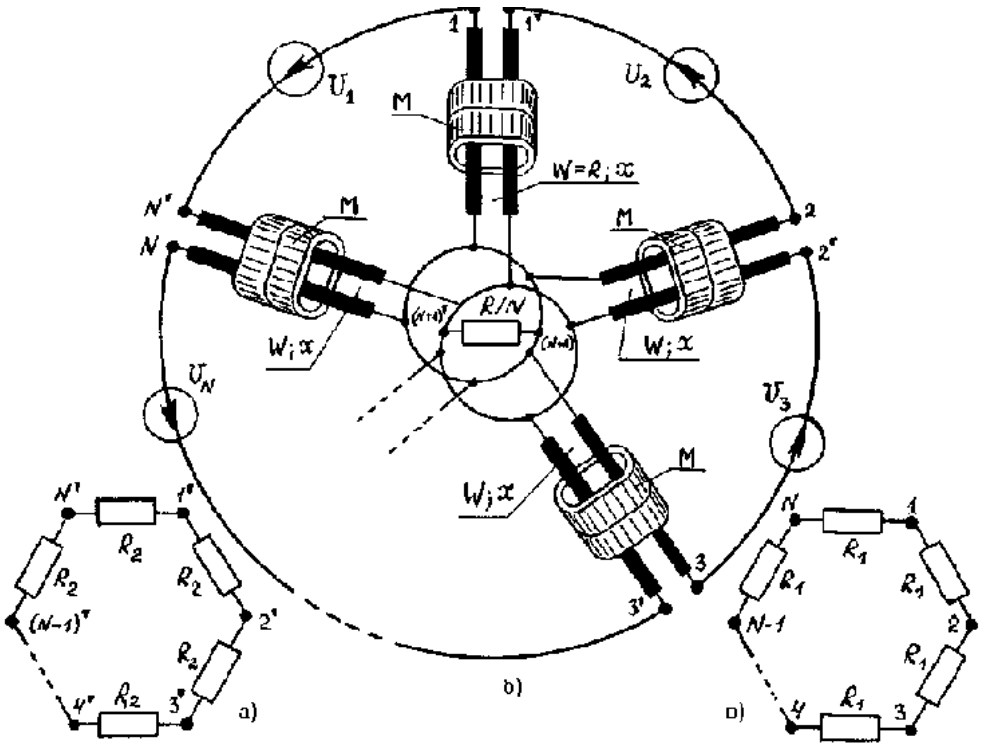


Рис.2.3

В соответствии с полученными ранее выражениями и, учитывая, что развязка между входами сумматора определяется как

ξ_{li}=-20lg|S_{li}|=20lgN+Q_{li} где (2.1)

$$Q_{li}=-20\lg\left|S^{(v=1)}+m(-1)^{(i-1)}\ S^{\left(v=1+\frac{N}{2}\right)}\right|+$$

$$+2\sum_{v=2}^{p}S^{(v)}\cos[2\pi(v-1)(i-1)/\mathrm{N}] \qquad (2.2)$$

причём m=1 и P=N/2 при чётных N,m=O и p =(N+1)/2 при нечётных N , *i* - порядковый номер входа сумматора (i=1,2,...N), найдём характеристики рассматриваемого сумматора (рис.2.3).

Для рабочего вектора возбуждения (генераторы равноамплитудны и синфазны, 1 = ע) все линии волнового сопротивления W согласованы при W=R , и входное сопротивление по каждому входу $Z_{1=ע}$ равно *R* .Соответственно $S^{(1=ע)}$=0, то есть коэффициент отражения по каждому i-му входу в рабочем режиме равен нулю (*Г*$_i^{(p)}$= 0).

Для всех остальных векторов возбуждения (2,3 =ע,..,N) схема имеет вид, показанный на рис.2.4а.

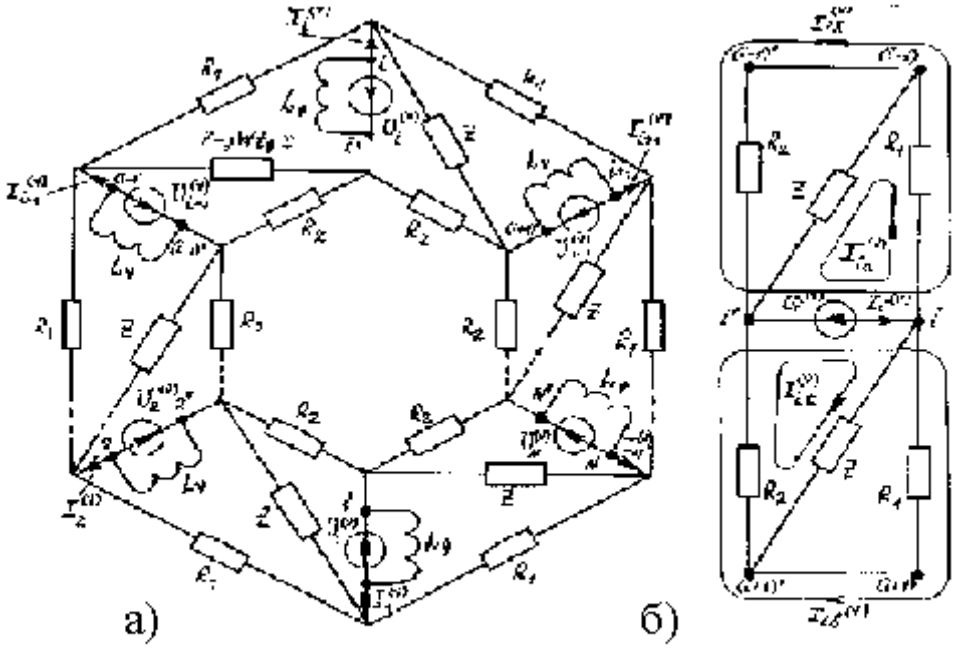


Рис.2.4

Здесь *Z*=jWtgx - входное сопротивление каждой из N двухпроводных линий, короткозамкнутых на конце (для этих воздействий) со стороны общей нагрузки $R_н$=R/N ; x=2πℓ/λ - электрическая длина линии протяжённостью

ℓ;$L_ν$- индуктивность, формируемая двумя проводниками смежных линий. С учётом 100% элетромагнитной связи этих проводников с проводниками, по которым протекают токи, сдвинутые по фазе на угол $\pm\varphi 2=_ν\pi(1-ν)/N$, величина индуктивности $L_ν$ определится выражением

$$L_v=2L\left[1-\cos\frac{2\pi(v-1)}{N}\right], \qquad (2.3)$$

где L - собственная индуктивность одного проводника двухпроводной линии.

Входное сопротивление по каждому входу определится выражением

$$Z_{v\neq 1}=1/Y_{v\neq 1}=\left[(j\omega L_v)^{-1}+I_i^{(v)}/U_i^{(v)}\right]^{-1}, \quad (2.4)$$

Ток на i -м входе (I_i) найдём, используя метод суперпозиции. При этом ясно, что он зависит только от источников на (i-1)-м, i -м и (i +1)-м входах (рис.2.4б). Из последней схемы видно, что

$$I_i^{(v)}=2I_{ib}^{(v)}+I_{ia}^{(v)}+I_{ic}^{(v)}-I_{(i-1)b}^{(v)}-I_{(i+1)b}^{(v)}$$

Найдя токи $I_{ib}^{(v)}, I_{ia}^{(v)}, I_{ic}^{(v)}, I_{(i-1)б}^{(v)}, I_{(i+1)б}^{(v)}$, для (i-1)-го, i-го и (i+1)-го входов, получим, что

$$Y_v=\left[j2\omega L(1-\cos\varphi_v)\right]^{-1}+\frac{R_1+R_2+j2R(1-\cos\varphi_v)tgx}{R_1R_2+jR(R_1+R_2)tgx}, \qquad (2.5)$$

Поскольку $S^{(ν)}=(R-1/Y_ν)/R+1/Y_ν$, то выражение для собственных значений матрицы рассеяния сумматора будет иметь вид:

$$S^{(v\neq 1)}=\frac{b+jatgx+2x_L(1-\cos\varphi_v)\left\{\left[a-2(1-\cos\varphi_v)\right]tgx+j(a-b)\right\}}{b+jatgx-2x_L(1-\cos\varphi_v)\left\{\left[a+2(1-\cos\varphi_v)\right]tgx-j(a+b)\right\}}, \quad (2.6)$$

где нормированные значения сопротивлений определяются как

$$r_1=\frac{R_1}{R}\ ,\ r_2=\frac{R_2}{R}\ ,\ x_L=\frac{\omega L}{R}\ ,\ r_1+r_2=a\ ,\ r_1 r_2=b$$

Исходя из условий полной развязки входов идеализированной схемы сумматора (электрическая длина линий пренебрежимо мала, а их индуктивность бесконечно велика), получим при $r_1 = r_2$, что $r_1 = r_2 = 2$. При этих значениях параметров развязывающей цепи выражение (6) приобретает вид:

$$S^{(\nu\neq 1)}=\frac{1+x_L\left(1-\cos^2\varphi_\nu\right)tgx+jtgx}{1-x_L\left(1-\cos\varphi_\nu\right)\left(3-\cos\varphi_\nu\right)tgx+j\,4\,x_L\left(1-\cos\varphi_\nu\right)+jtgx}\ , \qquad (2.7)$$

Отсюда видно, что при больших значениях L и малых значениях x ($x_L\to\infty$, $tgx\to 0$) для всех $1\neq$ [illegible] $S^{(1)}=0$. Размещая, как показано на рис.2.3, каждую двухпроводную линию на магнитопроводе, можно получить достаточно широкую полосу частот, в которой значение x_L велико, а tgx ещё мало.

Ограничения рабочей полосы со стороны нижних частот обусловлены конечным значением x_L, и здесь можно считать tgx = 0; в области же верхних частот будет справедливым допущение: $x_L\to\infty$ и tgx равно конечной величине.

Тогда, в области нижних частот выражение (2.7) принимает вид:

$$S^{(\nu\neq 1)}=1+\mathrm{j}4x_L(1-\cos\varphi_\nu)^{-1}\ , \qquad (2.8)$$

и в соответствии с (2.2)

$$Q_{Li}=-20\lg\frac{m(-1)^{i-1}}{1+j\,8\,x_L}+2\sum_{\nu=2}^{p}\frac{\cos\left[2\pi(\nu-1)(i-1)/N\right]}{1+j\,4\,x_L\left[1-\cos\left[2\pi(\nu-1)/N\right]\right]}\ , \qquad (2.9)$$

Для области верхних частот из (2.7) следует:

$$S^{(\nu\neq 1)}=(1+\cos\varphi_\nu)(-3+\cos\varphi_\nu+\mathrm{j}4\mathrm{ctgx})^{-1}\ , \qquad (2.10)$$

а из (2.2)

$$Q_{li} = -20\lg\left|2\sum_{v=2}^{p}\frac{\left[1+\cos\frac{2\pi(v-1)}{N}\right]\cos\frac{2\pi(v-1)(i-1)}{N}}{3-\cos\frac{2\pi(v-1)}{N}-j4\,ctgx}\right|. \qquad (2.11)$$

Значения развязки между входами в области нижних частот для ряда значений x_L и N, рассчитанные по формулам (2.1) и (2.9), приведены в таблице 4.1.

Таблица 2.1

N	i	ξ_{1i}(дБ)			
		X_L=1	X_L=2	X_L=4	X_L=8
2	2	24	30	36	42
		(36)	(42)	(48)	(52)
3	2	25	31	37	43
4	2	30	36	42	48
	3	21	27	33	39
5	2	39	50	62	74
	3	19	24	30	36
6	2	30	35	41	47
	3	22	27	33	39
	4	19	24	30	36
9	2	20	24	29	35
	3	29	37	45	52
	4	21	25	30	36
	5	18	22	27	33
12	2	18	20	24	30
	3	26	30	35	40
	4	25	30	36	42
	5	21	24	28	34
	6	20	22	26	31
	7	19	21	25	30

Для N = 2 обе линии могут размещаться на общем магнитопроводе, поскольку при N=2 продольные напряжения на них всегда одинаковы. За счёт связи общим магнитопроводом, действующая индуктивность при этом возрастает в четыре раза (пропорционально квадрату). Развязка для этого случая приведена в таблице 1 в скобках.

Частотные характеристики для области верхних частот, полученные в соответствии с выражением (2.11), представлены на, рис.2.5.

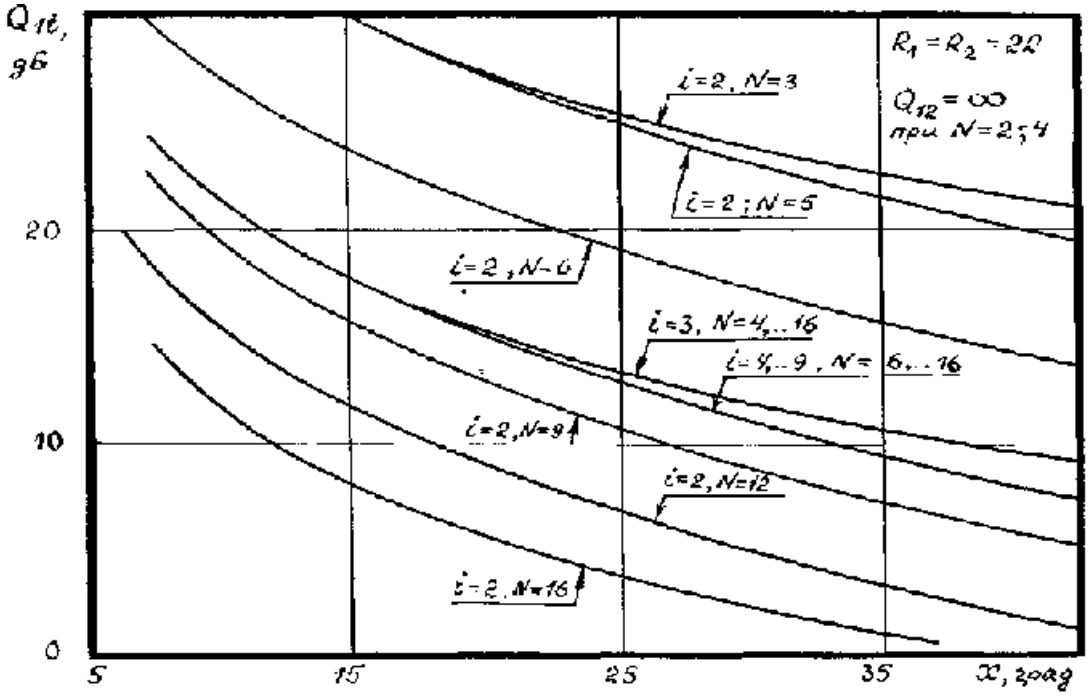


Рис.2.5

При этом кривые для $i \geq 3 \quad u \quad N \geq 4$, в силу их близости, даны усреднёнными. Здесь так же отметим тот факт, что при N = 2 имеет место (без учёта синфазной моды передачи) полная развязка между входами ($\xi_{12}=\infty$) при полном, как было отмечено ранее, согласовании по входам. Данные таблицы 2.1 и зависимости рисунка 2.5 позволяют, задаваясь требуемыми значениями развязки между входами, определить допустимые значения x_L и x .

Рассмотрим возможности расширения рабочего диапазона частот в области верхних частот путём изменения структуры развязывающей цепи. Положив $x_L = \infty$ в (2.6), приходим к выражению

$$S^{(v\neq 1)}=\frac{\left[r_1+r_2-2\left(1-\cos\varphi_v\right)\right]tgx+j\left(r_1+r_2-r_1r_2\right)}{\left[r_1+r_2+2\left(1-\cos\varphi_v\right)\right]tgx+j\left(r_1+r_2+r_1r_2\right)} \qquad (2.12)$$

для собственных значений матрицы рассеяния сумматора в области верхних частот. Анализ (2.12) показывает, что если бы удалось преобразовать развязывающую цепь так, чтобы выполнялось

$$r_1r_2=2\left(1-\cos\varphi_v\right), \qquad (2.13)$$

то тогда

$$S^{(v\neq 1)}=\frac{r_1+r_2-2\left(1-\cos\varphi_v\right)}{r_1+r_2+2\left(1-\cos\varphi_v\right)}e^{-j2x} \qquad (2.14)$$

и, соответственно, исчезает зависимость величины развязки между входами от электрической длины линий сумматора.

Если заменить в схеме сумматора (рис.2.3) одно "кольцо" развязывающих резисторов, например R_2 , на "звезду" развязывающих резисторов R_2', подключенных к тем же зажимам генераторов "i'", то вид эквивалентной схемы сумматора (рис.2) сохраняется, но при этом необходимо сопротивления R_2 заменить на, которые определяются по формуле

$$R_2^{(v)}=U_i^{(v)}/I_i^{(v)}=2R_2^{'}(1+\cos\varphi_v), \qquad (2.15)$$

полученной из условия тождественности двух схем, приведенных на рис.2.6а и рис.2.6б.

Соответственно, в выражениях (12),.., (14) в этом случае r_2 заменяется на $r_2'\cdot 2(1-\cos\varphi_{\text{ц}})$. Следовательно, условие (13) будет выполнено при

$$R_1R_2^{'}=1 \qquad (2.16)$$

определяющем соотношение между развязывающими резисторами в "кольце" и "звезде".

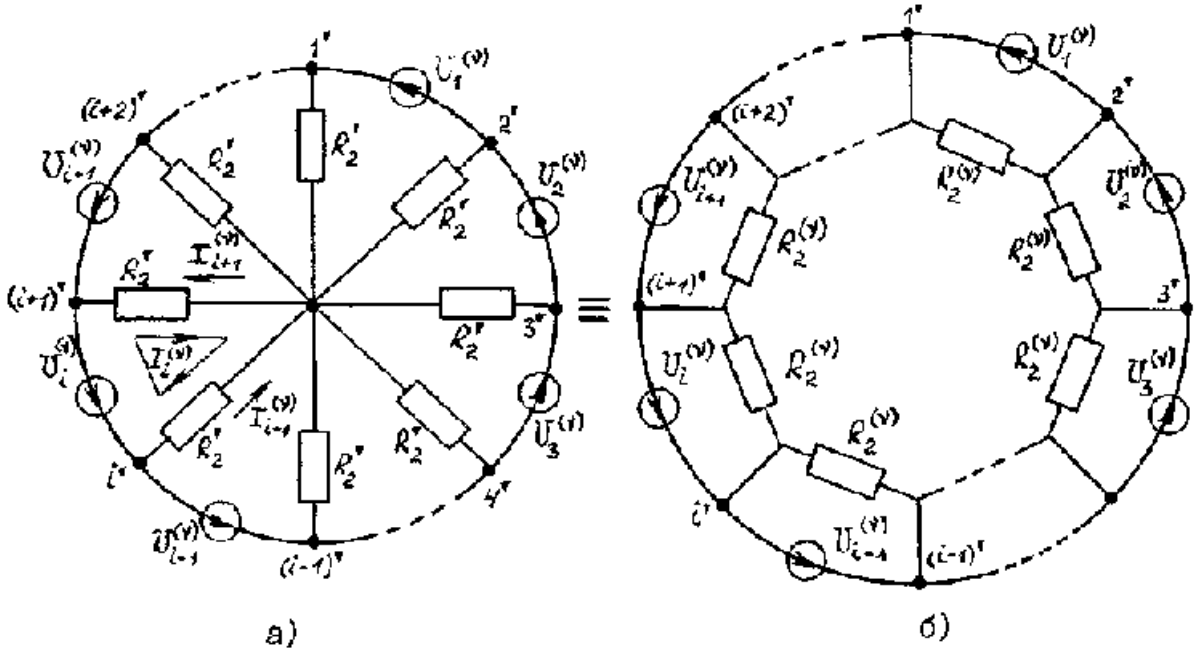


Рис.2.6

При этом величина развязки между входами, равная

$$\xi_{li}=20\lg N-20\lg m$$

$$(-1)^{(i-1)}\frac{r_1+4(r_2'-1)}{r_1+4(r_2'+1)}++2\sum_{v=2}^{p}\frac{\left[r_1+2((r_2'-1)(1-\cos\varphi_v)\right]\cos\frac{2\pi(v-1)(i-1)}{N}}{r_1+2((r_2'-1)(1-\cos\varphi_v)} \qquad (2.17)$$

не зависит, как уже отмечалось, от электрической длины линий сумматора x . Для параметрической оптимизации такой цепи развязки в пространстве переменных r_1 и $r_2'=1/r_1$ был использован метод Флетчера-Ривса и целевая функция вида

$$\min\left[\xi_{li}(r_1;r_2')\right]\Rightarrow\max \qquad 2\le i\le N \qquad (2.18)$$

гарантирующая максимизацию минимального уровня развязки между любыми входами. Решение задачи (2.18) дало нормированные значения

Таблица 2.2

r_1	$r_2=1/r_1$	ξ_{12}(дБ)	ξ_{13}(дБ)	ξ_{14}(дБ)	ξ_{15}(дБ)	ξ_{16}(дБ)	ξ_{17}(дБ)
1,81	0,553	32,1					
1,0	1,0	31,1	22,8				
1,0	1,0	43,9	22,9				
0,698	1,43	34,0	23,9	22,3			
0,461	2,17	33,7	26,8	24,5	23,4		
0,326	3,06	32,4	28,5	26,5	25,3	24,6	24,5

параметров развязывающей цепи r_1 и r_2', приведенные в таблице 2.1, где так же даны соответствующие им величины развязок между входами.

Для такой развязывающей цепи были рассчитаны, в соответствии с (2.9), (2.1) и (2.15), характеристики развязки между входами в области нижних частот (tgx=0), которые приведены в таблице 2.3. Сравнение их с данными, приведенными в таблице 2.1, показывает, что

Таблица 2.3

N	ξ_{1i}(дБ)											
	$x_L=1$						$x_L=10$					
	2	3	4	5	6	7	2	3	4	5	6	7
3	25						32,4					
4	28,2	20					31,2	22,8				
5	38,2	20,3					44	23				
9	33,8	26,3	19	21			36,7	26,6	20	23,6		
12	32	31,3	26	23,5	22,4	22,1	32,8	29	27	26	25,2	25

модификация развязывающей цепи позволяет несколько уменьшить и нижнюю граничную частоту рабочего диапазона. К тому же, при такой схеме развязывающей цепи увеличение длины линий(для улучшения развязки в

области нижних частот) практически не ухудшает характеристики в области верхних частот.

Следовательно, модификацией развязывающей (балластной) цепи и её параметрической оптимизацией удаётся заметно расширить диапазон рабочих частот сумматора.

Рассмотренный выше сумматор имеет симметричные входы и нагрузку. Подключение генераторов с несимметричными зажимами через симметрирующие линии (эти линии размещаются на тех же магнитопроводах, что и основные линии), волновые сопротивления которых не нарушают условия $\Gamma_i^{(p)}= 0$ (то есть волновые сопротивления этих линий равны $W_1=R_2'$ соединение одного зажима нагрузки с общей шиной очевидно не приводит к изменению частотных характеристик сумматора. Вместе с тем, эти преобразования дают устройство суммирования с несимметричными входами.

Вариант такого устройства на коаксиальных линиях представлен на рис.2.7.

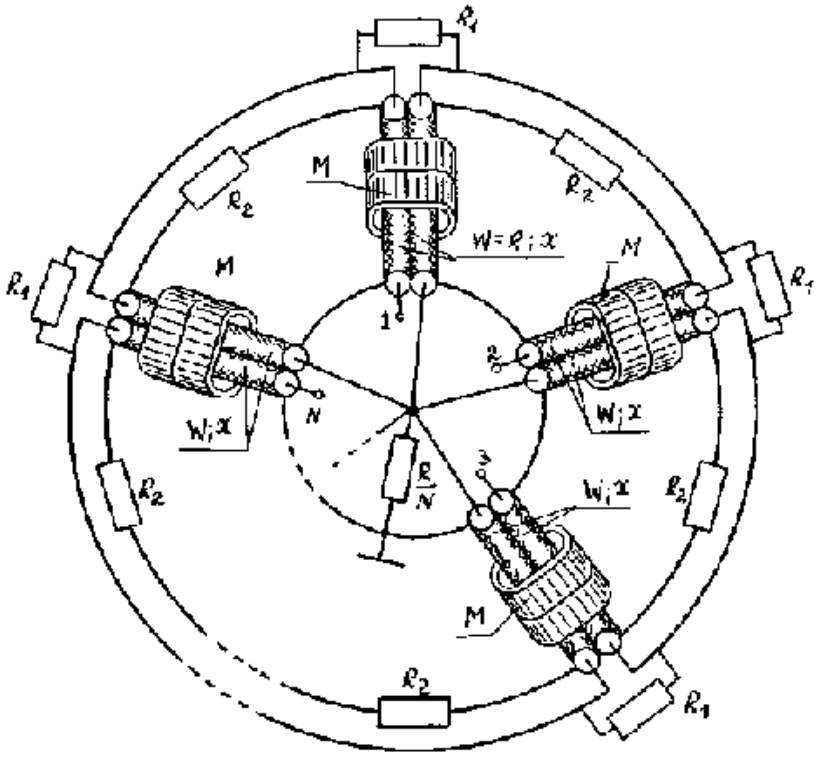


Рис.2.7

Применение многопроводных линий даёт тот же эффект, что и в трансформаторах, то есть позволяет увеличить шунтирующую входные зажимы индуктивность $L_ш$ и, тем самым, увеличить перекрытие по частоте α , или , при той же α, уменьшить габариты сумматора.

Приняв в качестве исходного устройства по схеме рис.2.7, осуществим "сворачивание" его трёхпроводных линий так, как показано на схеме рис.4.8. Нежелательные последствия возникающей при этом электромагнитной связи между трехпроводными линиями, заключёнными в единый магнитопровод, устраняются соответствующим выбором волнового сопротивления линии, образованной их внешними проводниками. В данном случае на этой основе реализуется трансформатор "1:1" (линия W_1), согласованный с развязывающим сопротивлением R_2'.

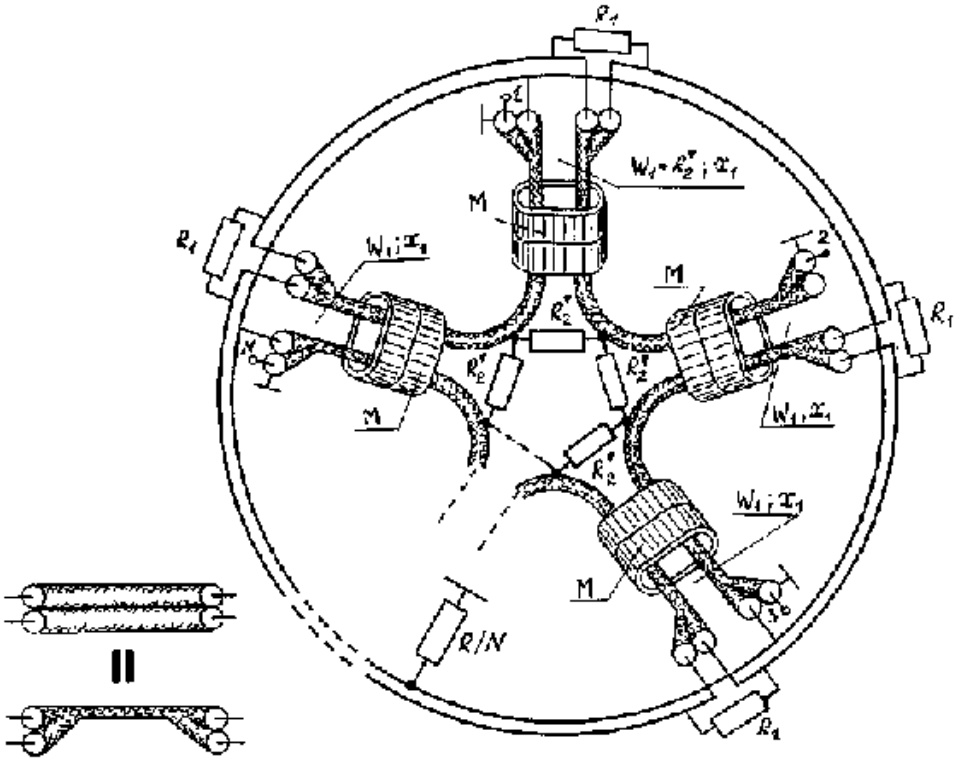


Рис.2.8

Последние, будучи пересчитанными к входным зажимам 1′, 2′,..,N′ этих трансформаторов, оказываются включёнными там "звездой". Как видно из сравнения схем рис.2.7 и рис.2.8, в последней процесс передачи мощности в нагрузку в рабочем режиме (первый собственный вектор) не изменяется, и

поворотная симметрия устройства сохраняется. Пересчёт "звезды" развязывающих резисторов R_2' в "кольцо" относительно зажимов 1′, 2′,..,N′ даёт возможность построить эквивалентную схему рассматриваемого сумматора, аналогичную схеме рис.2.4а. При этом величина сопротивления $R_2^{(Ш)}$ определится выражением (2.15).

Поскольку проводники, создающие индуктивность $L_Ш$, входят в состав различных шестипроводных линий, и по проводникам последних протекают токи различной фазировки, то результирующая шунтирующая индуктивность увеличивается не пропорционально квадрату числа витков, и определяется выражением:

$$L_v = 4L\left(1 - \cos\varphi_v\right)^2 \qquad (2.19)$$

Сравнение (2.19) и (2.3) показывает выигрыш в величине $L_Ш$, достигаемый двухкратным увеличением длины проводников линий и их последующим сворачиванием.

Используя " трёхкратное сворачивание" коаксиальных линий, получаем устройство рис.2.9 с ещё большими $L_Ш$, составляющими

$$L_v = 2L(1 - \cos\varphi_v)\left(5 - 4\cos\varphi_v\right) \qquad (2.20)$$

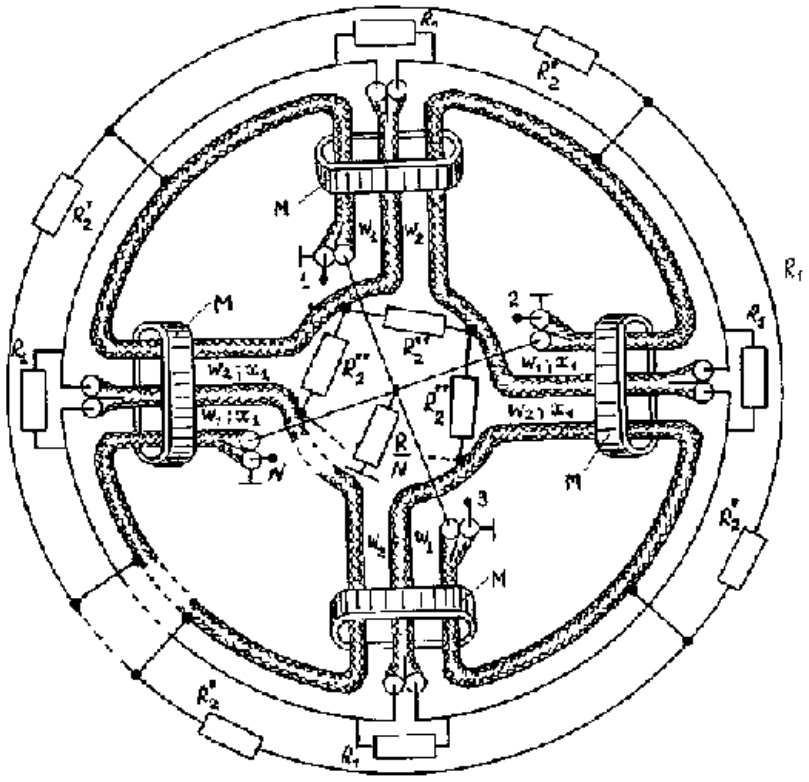


Рис.2.9

Сопротивления $R_2^{(ш)}$ определится из (2.15) независимо от того, подключены R_2' или R_2''. Для определения W_1 и W_2 , соответствующих включению резисторов R_1' или R_2' , достаточно оперировать частью схемы, образованной только спаренными внешними проводниками коаксиальных линий, принимая такую пару единым проводником трёхпроводной линии. При анализе такой схемы с помощью матрицы получаем, что каждому собственному вектору (начиная со второго) отвечает единое собственное значение, определяемое при включении сопротивлений R_2'' схемой, образованной ШТ ±(1:3/2), а при R_2''- схемой аналогичного по структуре ШТ ±(1:3). Это означает, что, выбрав те же волновые параметры трёхпроводной линии, получим пересчёт сопротивлений R_2 (или R_2'') с учётом трансформации в "звезду" резисторов между зажимами 1,2 ,..., N устройства по схеме 2.3.

Рассмотренный принцип образования многопроводных линий на основе "сворачивания" основных линий передачи мощности, как было показано, позволяет получить выигрыш в величине шунтирующей индуктивности $L_ш$. Однако из сравнения (2.20) и (2.19) с (2.3) видно, что этот выигрыш снижается с ростом N и практически такое "сворачивание" оправдано при $N \leq 4$.

Группы резисторов (R_2,R_2',R_2''), подключённые к внешним проводникам коаксиальных линий (рис.4.7 ÷ рис.2.9), могут быть переведены в несимметричные относительно общей шины, если ввести дополнительные, согласованные с этими сопротивлениями, линии (W_2;x_2) . Входы этих линий подключаются вместо упомянутых резисторов, линии размещаются на тех же магнитопроводах, что и основные линии, а к несимметричным выходам дополнительных линий (1′,2′,..,N′) подключаются несимметрично относительно общей шины развязывающие резисторы R_2 (R_2', R_2'') , как показано на рис.2.10 на примере перевода в несимметричные резисторов R_2 в схеме рис.2.7. При этом, поскольку дополнительные линии согласованные и размещаются на тех же магнитопроводах, характеристики устройств не изменяются.

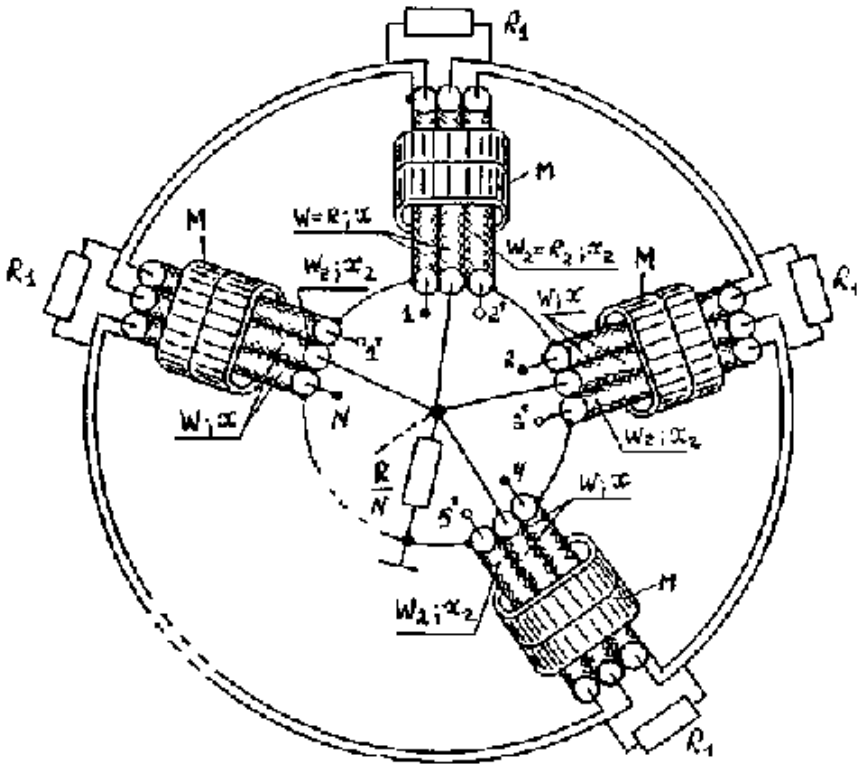


Рис.2.10

Представляет интерес рассмотрение возможности оставления только несимметричных относительно общей шины развязывающих резисторов R_2 (определить, как изменятся характеристики), поскольку это упрощает конструкцию, позволяя выводить развязывающие резисторы вне сумматора и располагать их на радиаторах, что требуется при больших уровнях мощности. При исключении развязывающих резисторов R_1 и выборе величин развязывающих резисторов R_2 равными номинальному сопротивлению на входах сумматора, изменяются только характеристики в области верхних частот. Полагая в (2.12) $R_1 = \infty$ ($r_1=\infty$) , получаем формулу для собственных значений матрицы рассеяния сумматора (рис.2.10) при исключённых резисторах R_1:

$$S_1^{(v\neq 1)}=\left.\frac{1-r_2-jtgx}{1+r_2+jtgx}\right|_{r_2=1}=-\frac{1}{1-j2ctgx} \qquad , \qquad (2.21)$$

Тогда, с учётом того, что $S^{(v=1)} = 0$, получаем для элементов матрицы рассеяния сумматора в области верхних частот

$$S_{li}=\frac{1-r_2-jtgx}{N(1+r_2+jtgx)}\left[m(-1)^{(i-1)}+2\sum_{v=2}^{p}\cos\frac{2\pi(v-1)(i-1)}{N}\right] \qquad (2.22)$$

Выражение в прямых скобках при i = 1 равно N-1 , а при i≠1 равно (-1). Соответственно:

$$S_{11}=\frac{1-N}{N}\left.\frac{1-r_2-jtgx}{1+r_2+jtgx}\right|_{r_2=1}=\frac{1-N}{N(1-j2ctgx)} \qquad (2.23)$$

$$S_{li}=-\left.\frac{1-r_2-jtgx}{1+r_2+jtgx}\right|_{r_2=1}=\frac{1}{N(1-j2ctgx)} \qquad (2.24)$$

а развязка между входами составит

$$\xi_{li}=-20\lg|S_{li}|=20\lg N+Q_1=20\lg N+10\lg(1+4ctg^2x) \qquad (2.25)$$

Анализ выражения (2.21) показывает, что коэффициент отражения определяется цепью, образованной последовательным соединением входного сопротивления короткозамкнутой на конце линии (jtgx) и развязывающим резистором r=2. Не нарушая согласования в рабочем режиме ($S^{(1=ע)}$=0), можно улучшить характеристики устройства, введя корректирующие элементы, связанные с резисторами R_2.

Коррекция одним элементом. Параллельно каждому резистору R_2 включим входное сопротивление разомкнутой на конце линии (W_2,x).Это означает, что в (2.21) необходимо r_2 заменить на ($r_2W_2$ctgx)/(jr_2+W_2ctgx). Тогда приходим к

$$S_2^{(v\neq 1)}=\left.\frac{r_2-W_2+j\left[(r_2-1)W_2ctgx-r_2tgx\right]}{r_2+W_2-j\left[(r_2+1)W_2ctgx-r_2tgx\right]}\right|_{W_2=r_2=1}=\frac{-1}{1-j2ctgx-2ctg^2x} \qquad (2.26)$$

$$\xi_{li}=20\lg N+Q_2=20\lg N+10\lg(1+4ctg^4x) \qquad (2.27)$$

Коррекция двумя элементами. Сохранив линии (W_2,x), добавим последовательно с каждым резистором R_2 входное сопротивление короткозамкнутой на конце линии (W_3,x). В этом случае в (2.21) необходимо r_2 заменить на $\frac{W_2(W_3-jr_2ctgx)}{r+jW_3tgx-jW_2ctgx}$, и в соответствии с (2.22), (2.23) и (2.24) приходим к

$$S_3^{(\nu\neq 1)}=\frac{r_2-(1+W_3)W_2+W_3tg^2x+j\left[(r_2-1)W_2ctgx+(W_3-r_2)tgx\right]}{r_2+(1+W_3)W_2-W_3tg^2x-j\left[(r_2+1)W_2ctgx-(W_3+r_2)tgx\right]}\phi_{W_3=r_2=1}=$$

$$=\frac{1-2W_2+tg^2x}{1+2W_2-tg^2x-j2(W_2ctgx-tgx)} \qquad (2.27)$$

$$\xi_{li}=20\lg N+Q_3=20\lg N+10\lg\frac{(1+2W_2-tg^2x)^2+4(W_2ctgx-tgx)^2}{(1-2W_2+tg^2x)^2}$$

При W_2=0,5 имеет место максимально плоская зависимость

$$S_3^{(\nu\neq 1)}=\frac{-1}{1-2ctg^2x-j(2-ctg^2)ctgx}\ , \qquad (2.28)$$

$$Q_3=10\lg(1+ctg^6x)\ ,$$

а при других значениях W_2 появляется возможность получения чебышевского вида зависимости $|S_3^{(1\neq\text{У})}|$=f(x).В этом случае, величина W_2 определяется из уравнения $W_2=(1+tg^2x_0)/2$, где x_0 - электрическая длина линии, при которой $S^{(1\neq\text{У})}=0$, а $\xi_{1i}=\infty$.

Рассчитанные, в соответствии с (2.21) ÷ (2.28) , зависимости $|S^{(1\neq\text{У}}|$=f(x) и Q =f(x) иллюстрируются на рис.2.10а и рис.2.10б.

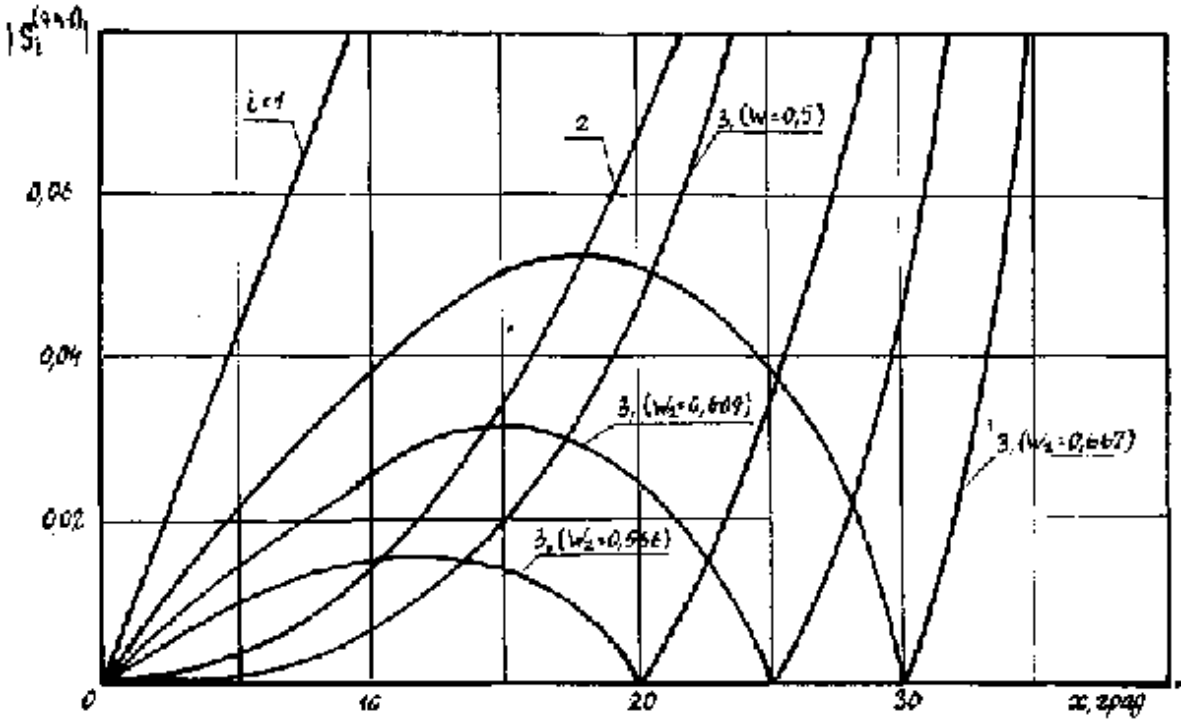


Рис.2.10а

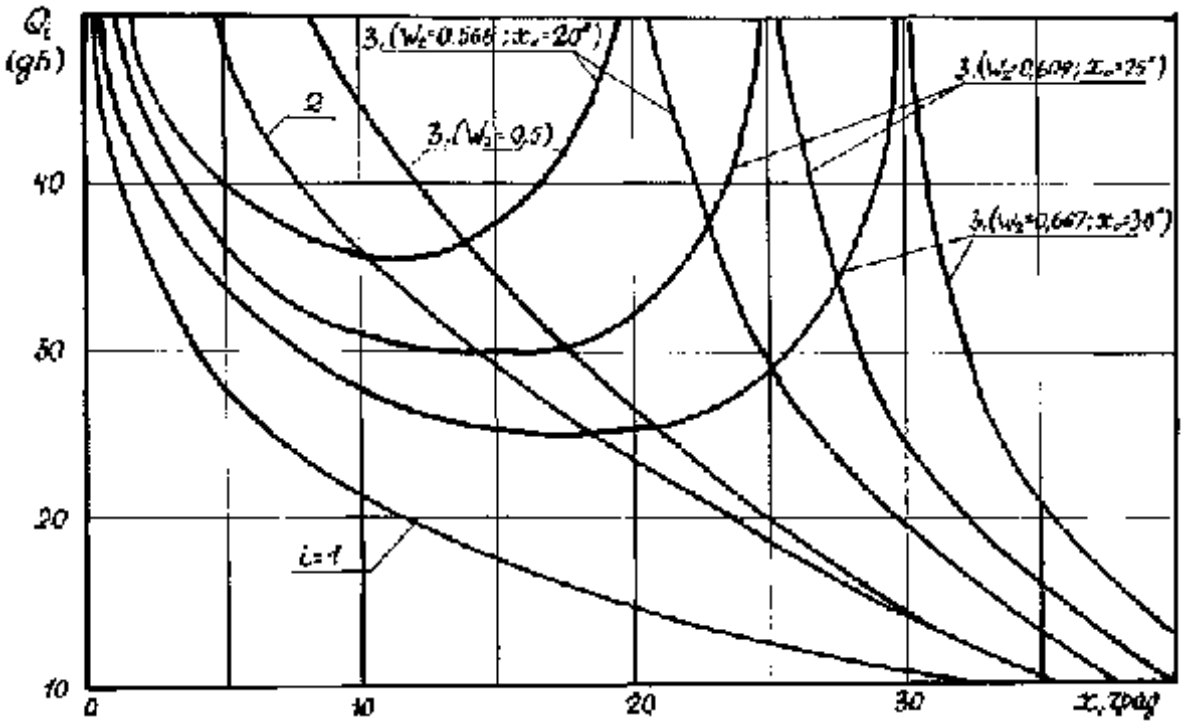


Рис.2.10б

Дальнейшее усложнение коррекции (увеличение числа вводимых элементов) приводит к незначительному расширению рабочей полосы частот, усложняя при этом конструкцию устройства. Отметим, что при используемых небольших значениях x (x < 45°) упомянутые линии коррекции могут быть заменены сосредоточенными элементами

$$C=\frac{tgx}{W_2\omega_{макс}} \quad \text{и} \quad L=\frac{W_3 tgx}{\omega_{макс}} .$$

Частью этих элементов могут являться "паразитные" элементы сумматора: индуктивности соединительных проводников и ёмкости между внешними проводниками коаксиальных линий.

Для устройств рис.2.10 с исключёнными развязывающими резисторами R_1 , поскольку собственные значения для всех собственных векторов, кроме первого, для которого $S^{(1=ы)}=\Gamma^{(p)}=0$, одинаковы $S^{(1=ы)}=\Gamma^{(g)}$ и определяются выражениями (2.21), (2.26), (2.28) и (2.30), используя вышеперечисленные формулы можно определить коэффициент отражения на входе сумматора, когда его входов короткозамкнуты или разомкнуты (аварийный режим). В

качестве иллюстрации в таблице 2.4 приведены максимально допустимые значения длин линий сумматора ($x \leq x_{макс}$) при условии, что модуль коэффициента отражения на входе сумматора не превышает уровня 0,05 и к.з. (или х.х) одного только входа сумматора (M=1).

При выборе магнитопроводов необходимо знать продольные напряжения ($U_{пр}$), возникающие в аварийных режимах на проводниках линий. Определим их, полагая сначала, что первый вход короткозамкнут, а на всех остальных имеют место равные напряжения U .

Таблица 2.4

		2	3	4	9	12	16
$W_2=r_2=1$	$x_{макс}$, град	11,3	8,54	7,6	6,40	6,20	6,10
$W_2=r_2=1$		23,7	21,0	20,0	18,5	18,3	18,1
$W_2=r_2=1$ $W_2=0,5$		24,7	22,8	22,0	20,9	20,8	20,6
$W_2=r_2=1$ $W_2=0,566$		29,7	28,2	27,7	26,9	26,8	26,7
$W_2=r_2=1$ $W_2=0,609$		32,4	31,1	30,7	30,1	30,0	29,9
$W_2=r_2=1$ $W_2=0,667$		35,6	34,6	34,3	33,7	33,6	33,5

Этот режим можно представить как суперпозицию двух режимов:

а) на каждом входе действует напряжение U ; при этом все продольные напряжения равны нулю, а напряжение на нагрузке равно U ,

б) на первом входе напряжение (-U), а остальные входы коротко- замкнуты. При этом напряжение на нагрузке ,равное (-U)/N создаётся только первый собственным вектором, для которого все продольные напряжения равны нулю. Результирующее напряжение на нагрузке составляет $\frac{N-1}{N}$U, и оно равно удвоенному значению продольного напряжения на линиях ,примыкающих к первому входу. Продольные напряжения на остальных линиях, меньше чем $\frac{N-1}{2N}$U , находятся по закону Кирхгофа. Следовательно, наибольшее продольное напряжение $U_{\text{пр макс}}$, возникающее при короткозамкнутом одном входе, составляет. Методом суперпозиции можно определить напряжения на обмотках при коротком замыкании на нескольких входах. При этом

$$U_{пр\ макс} = \frac{M(N-M)}{2N}U \qquad (2.29)$$

Как отмечалось ранее, при "сворачивании" основных линий передачи мощности (рис.2.8, рис.2.9) снижается нижняя граница рабочей полосы частот. Однако при этом усложняется конструкция устройства, поскольку требуется обеспечить необходимые волновые сопротивления линий ,образованных между внешними проводниками (W_1;x_1 и W_2 ;x_2). Если их исключить, то есть соединить между собой внешние проводники линий внутри магнитопроводов, то характеристики в области нижних частот не изменятся, согласование в рабочем режиме в области верхних частот сохранится ($S^{(1=ы)}$=0) , но резко ухудшится развязка между входами сумматора в области верхних частот. Её можно восстановить до исходного значения за счёт введения дополнительных групп развязывающих резисторов, соединяющих эквипотенциальные для рабочего режима точки внутренних проводников линий на выходе их из магнитопроводов. Покажем это на примере устройства с N = 2 (рис.11), попутно отметив, что в этом

случае принцип "сворачивания" даёт наибольший эффект, поскольку при N = 2 значение $\cos\varphi_{ш}$ в формулах (2.19) и (2.20) равно минус единице.

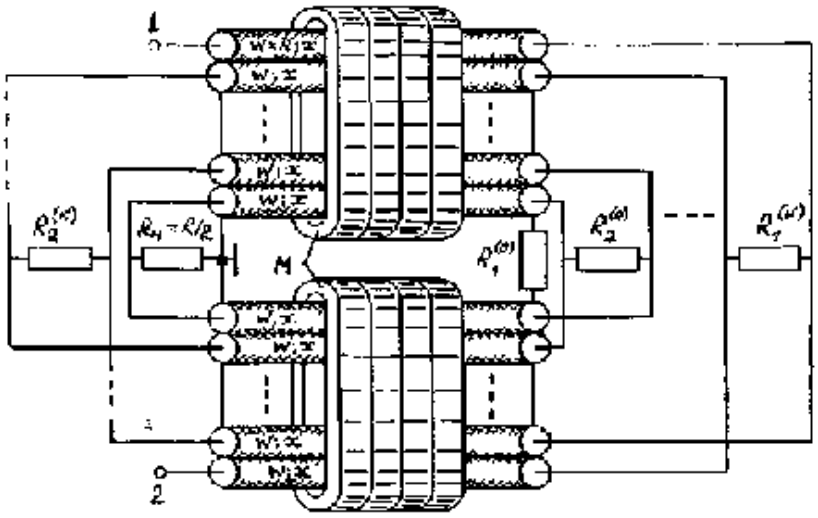


Рис.2.11

В устройстве рис.2.11 для второго собственного вектора (противофазные и равноамплитудные источники на входах 1 и 2) нагрузка $R_{Н}$ -R/2 закорочена и всю схему можно разделить на две половинки (одна из них для области верхних частот, то есть без учёта магнитопровода, представлена на рис.12а), каждая из которых определяет собственное значение матрицы рассеяния ($S^{(\neq ш}$ [1)]).

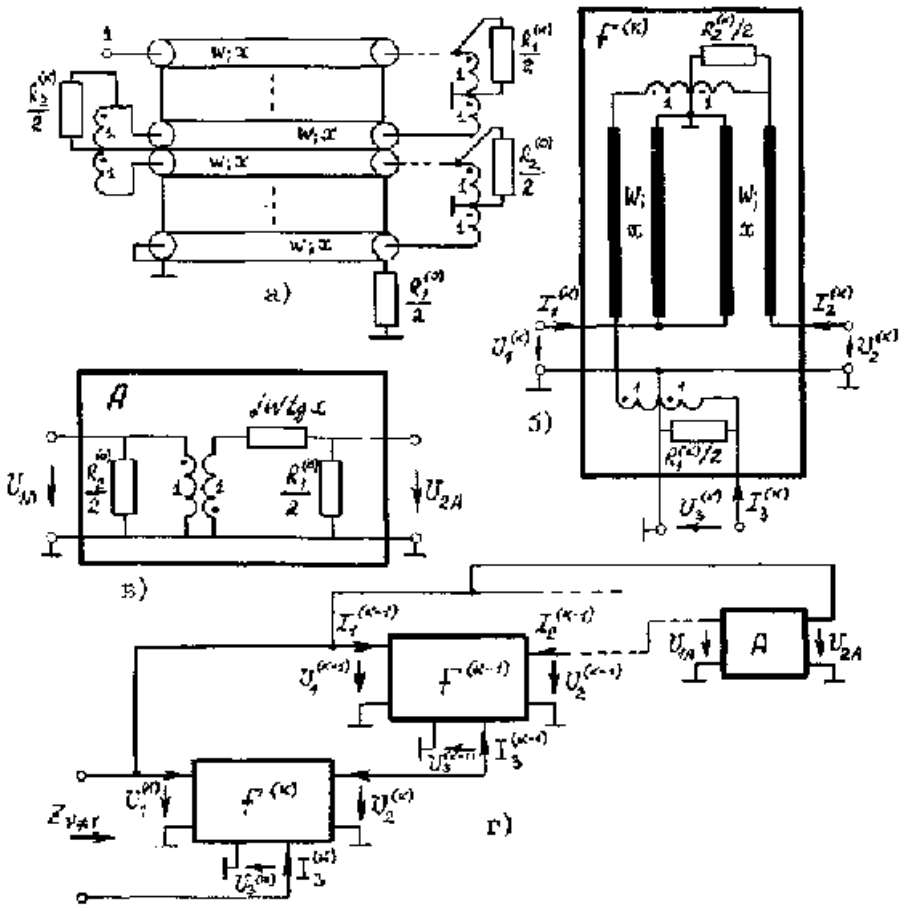


Рис.2.12

Для параметрической оптимизации такой цепи (рис.2.12а) в пространстве переменных $\{R_1^{(k)},R_2^{(k)}\}$, обеспечивающей $\left|S^{(1=\text{Ш})}\right| \to 0$, необходимо составить рекуррентные соотношения, позволяющие формализовать процесс нахождения входного сопротивления ($Z_{1\neq\text{Ш}}$) цепи рис.2.12а при разной величине K, характеризующей количество "сворачиваний". При K = 0 "сворачивание" отсутствует, K = 1 соответствует одному "сворачиванию",K = *2* - двум и т.д. Из схемы рис.2.12а выделим повторяющийся шестиполюсник $\Gamma^{(к)}$ (рис.12б), который описывается системой уравнений

$$\begin{bmatrix} I_1^{(k)} \\ I_3^{(k)} \\ U_3^{(k)} \end{bmatrix} = \frac{1}{1+tg^2 x} \begin{bmatrix} -C_k & C_k & 1+a_k \\ -C_k\dfrac{1+a_k}{R_1^{(k)}} & C_k+\dfrac{a_k}{R_1^{(k)}} & a_k+\dfrac{b_k}{R_1^{(k)}} \\ -1-a_k & a_k & b_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1^{(k)} \\ U_2^{(k)} \\ I_2^{(k)} \end{bmatrix}$$

$a_k = 1 - tg^2 x + j\frac{1}{R_1^{(k)}}tgx$ $b_k = -j\frac{1}{R_1^{(k)}}tg^2 x + j2tgx$ $c = \frac{1}{R_1^{(k)}} + j2tgx$, и четырёхполюсник А (рис.2.12в), образованный развязывающими резисторами $R_1^{(0)}$ и $R_2^{(0)}$ и входным сопротивлением (jW_{tgx}) коротко-замкнутого на конце отрезка линии. Матрица передачи этого четырёхполюсника равна

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 + j\frac{1}{R_1^{(0)}}tgx & jtgx \\ \frac{1}{R_1^{(0)}} + \frac{1}{R_2^{(0)}} + j\frac{1}{R_1^{(0)}R_2^{(0)}} & 1 + j\frac{1}{R_2^{(0)}}tgx \end{bmatrix}.$$

Все сопротивления нормируем к волновому сопротивлению W ,приняв W =1. Тогда входное сопротивление цепи рис.2.12г, замещающей схему рис.2.12а, из К шестиполюсников $F^{(к)}$

$$Z_{вх}^{кк} = \frac{\left(U_3^{(k)} - U_1^{(k)}\right)}{I_3^{(k)}} = Z^{(v \neq 1)} \qquad (2.20)$$

находится с помощью рекуррентных соотношений

$$I_3^{(i)} = F_{21}^{(i)} + F_{22}^{(i)} + U_3^{(i-1)}$$

$$U_3^{(i)} = F_{31}^{(i)} + F_{32}^{(i)} + U_3^{(i-1)} + F_{33}^{(i)} I_3^{(i-1)}$$

устанавливающих связь с соответствующими величинами цепи, включающей в себя (i-1) шестиполюсников $F^{(i)}$.

Анализ показал, что входное сопротивление (2.30) может быть представлено в виде отношения двух полиномов от переменной (jtgx) одинаковкх степеней с множителями при них, зависящих от сопротивлений развязывающих резисторов. Это позволило определять сопротивления развязывающих резисторов из решения систем уравнений, составленных приравниванием коэффициентов при равных степенях полиномов числителя и знаменателя, для обеспечения $Z1 = {}_{1 \neq ы}$ и, соответственно, $S^{(1=ы)} = (1 - Z_{1 \neq ы})/(1 + Z_{1 \neq ы}) = 0$. Результаты численного решения этих систем уравнений дали значения сопротивлений

развязывающих резисторов, приведенные в таблице 2.5, при которых, как и в исходном устройстве рис.2.7 (без "сворачивания" K = 0), обеспечивается при N=2 полное согласование и развязка между входами 1 и 2 в области верхних частот (S_{11}=S_{12}= 0).

Таблица 2.5

K	$R_1^{(0)}$	$R_2^{(0)}$	$R_1^{(1)}$	$R_2^{(2)}$	$R_1^{(2)}$	$R_2^{(2)}$	$R_1^{(3)}$	$R_2^{(3)}$
0	1,000	1,000						
1	1,546	1,015	0,393	0,476				
2	3,000	1,000	0,333	0,500	0,200	0,250		
3	5,812	0,983	0,335	0,500	0,197	0,249	0,113	0,16

В основополагающей для рассмотренного ряда устройств схеме рис.2.3, отвечающей структурной схеме рис.2.1, в качестве четырёхполюсников А использовались ШТ 1:1. Применение согласованных трансформаторов с коэффициентом трансформации (n), отличным от единицы ,приводит к изменению величины нагрузки, которая в этом случае должна составлять $R_н = \frac{n^2 R}{N}$. При этом характеристики в области верхних частот сохраняются, но существенно ухудшаются в области нижних частот за счёт появления шунтирующей индуктивности в рабочем режиме и снижения величины $L_ш$ для остальных собственных векторов. Поэтому представляется нецелесообразным такой путь построения сумматоров для получения соответствующей величины сопротивления нагрузки. Она проще достигается введением одного только согласующего трансформатора на выходе рассмотренных ранее сумматоров.

Принципиально иные качества могут быть получены ,если в качестве четырёхполюсников Д использовать гальванически развязанный согласованный трансформатор 1:-1, представленный на рис.2.13а,

выполненный проводниками двух двухпроводных линий с волновыми сопротивлениями W=R/2 и электрической длиной x .

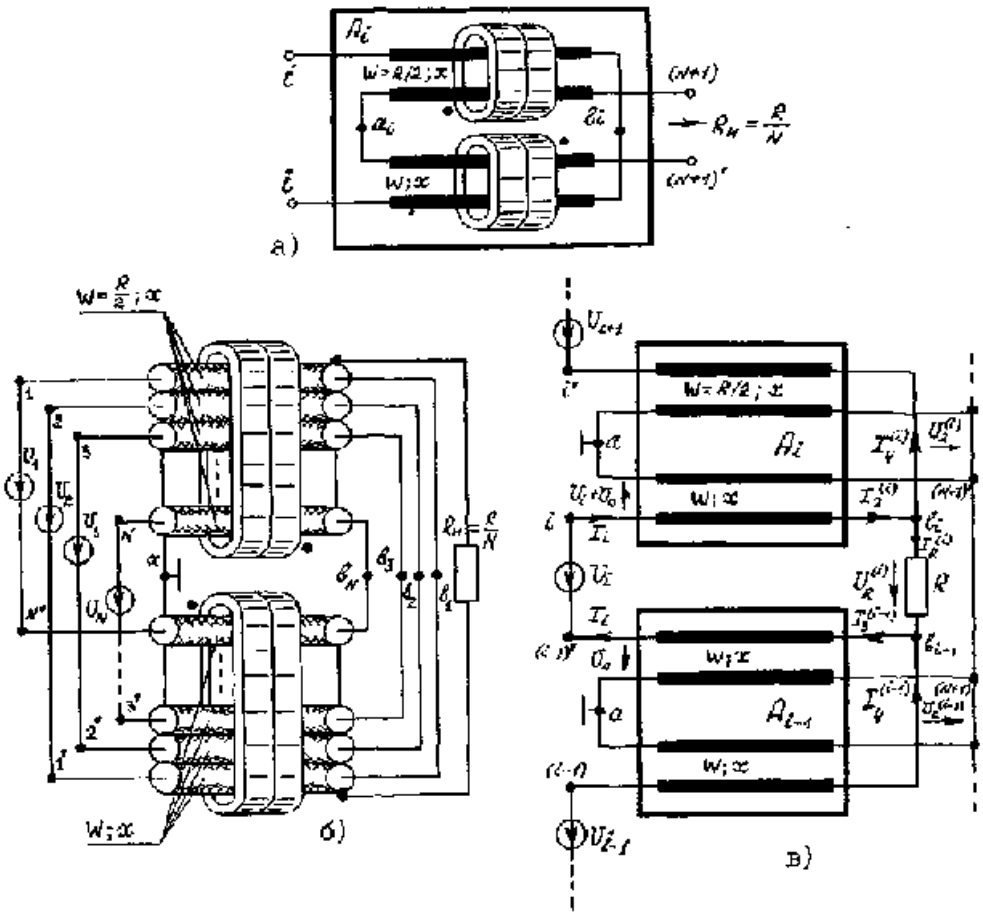


Рис.2.13

При этом точками указаны направления намотки при размещении линий на общем магнитопроводе. При таком четырёхполюснике характеристики в области верхних частот остаются без изменения, а в области нижних частот только для первого собственного вектора вход шунтирован индуктивностью L , образованной смежными двумя проводниками обеих линий. Для всех остальных собственных векторов шунтирующее действие отсутствует, соответственно x_L в (2.6) равно бесконечности. Проявление индуктивности L только для первого собственного вектора позволяет рассматривать её как элемент фильтра верхних частот по отношению к нагрузке, то есть последовательно с нагрузкой включать дополнительные, не влияющие при остальных собственных векторах, корректирующие элементы, в частности конденсатор, существенно понижающий нижнюю границу рабочего диапазона частот.

Новым принципиальным моментом является то, что сумма продольных напряжений на проводниках ,подключённых к общей нагрузке ($R_н$), во всех четырёхполюсниках A_i одинаковая. Это позволяет разместить все линии на общем магнитопроводе, то есть реализовать N-канальный сумматор мощности на одном магнитопроводе. При этом в N раз возрастает значение шунтирующей вход индуктивности. Если соединить точки a_i всех четырёхполюсников , то смежные проводники всех четырёхполюсников тоже оказываются соединёнными между собой, и, выполняя их внешними проводниками коаксиальных линии, приходим к весьма перспективному (удобному по конструкции) устройству рис.2.13б, состоящему из двух групп по N коаксиальных линий в каждой группе, объединённых внешними проводниками, к которым подключена общая нагрузка сумматора. Однако соединение всех точек a_i , не изменяя характеристик в области нижних частот и не нарушая согласование в рабочем режиме для области верхних частот ($S^{(1=U)}=0$), приводит к изменению $S^{(1\neq U)}$ и, соответственно, величин развязок между входами. При этом характеристики улучшаются, если соединить точки b_1 ,b_2,b_3,..,b_N "периметром" развязывающих резисторов R вместо резисторов на входе устройства. Для определения собственного значения $S^{(\neq U}$ $^{1)}$ выделим два четырёхполюсника A_i и A_{i-1} с закороченными зажимами (N+1) и (N+1)' (нагрузка для всех собственных векторов, кроме первого, закорочена) , поскольку только их достаточно для определения нагрузки источника на входе сумматора. Эти четырёхполюсники представлены на рис.2.13в, при этом указанные на них токи и напряжения связаны системой уравнений:

$$U_i + U_0 = U_2^i cosx + jW I_2^i sinx \qquad I_2^{(i)} = I_4^{(i)} + I_R^{(i)}$$

$$I_i = j\frac{1}{W} U_2^{(i)} sinx + I_2^{(i)} cosx \qquad I_3^{(i-1)} = I_R^{(i)} + I_4^{(i-1)}$$

$$U_0 = U_2^{(i-1)} cosx - jW I_3^{(i-1)} sinx \qquad U_R^{(i)} = U_2^{(i)} - U_2^{(i-1)}$$

$$-I_i = j\frac{1}{W} U_2^{(i-1)} sinx - I_3^{(i-1)} cosx \qquad I_R^{(i)} = \frac{U_R^{(i)}}{R}$$

Отметим важный момент, состоящий в том, что поскольку устройство обладает поворотной симметрией (в данном случае ось проходит через закороченную нагрузку), и на входах действуют источники сдвинутые друг относительно друга на угол, $\phi_v = \frac{2\pi(v-1)}{N}$,то токи $I_4^{(i)}$ и $I_4^{(i-1)}$, а также напряжения $U_2^{(i-1)}$ и $U_2^{(i-1)}$, равны по амплитуде, но сдвинуты между собой на угол φ_v , то есть $I_4^{(i-1)}=I_4^{(i)}\cdot e^{-j\varphi v}$ и $U_4^{(i-1)}=U_4^{(i)}\cdot e^{-j\varphi v}$. С учетом этого замечания, решая вышеприведенную систему уравнений при нормировке на W (принимаем W=1),получаем

$$Z_{v\neq 1}=\frac{U_i}{I_i}=\frac{1+j\frac{1}{R}tgx-\frac{1+\cos\varphi_v}{1-\cos\varphi_v}tg^2x}{\frac{1}{R}+j\frac{2}{1-\cos\varphi_v}tgx} \qquad (2.31)$$

Анализ этого выражения показывает, что оно представляет собой входное сопротивление двухпроводной линии передачи (W;x) нагруженной на параллельное соединение двух сопротивлений. Одно - входное сопротивление разомкнутой на конце линии длиной x и волнового сопротивления $W_v = W\frac{1-\cos\phi_v}{1+\cos\phi_v}$, а другое - сопротивление R . Соответственно, собственное значение равно

$$S^{(v\neq 1)}=\frac{1-Z_{v\neq 1}}{1+Z_{v\neq 1}}=e^{j2x}\left.\frac{1+j\left(1-\frac{1}{R}\right)tg^2(\varphi_v/2)ctgx}{1-j\left(1+\frac{1}{R}\right)tg^2(\varphi_v/2)ctgx}\right|_{R=1}=\frac{e^{-j2x}}{1-j2tg^2(\varphi_v/2)ctgx} \qquad (2.32)$$

Согласно (2.2), с учётом того, что $S^{(1=v)} = 0$, величина развязки составляет:

$$\xi_{li} = 20\,lgN - 20\,lg\left|2\sum_{v=2}^{P}\frac{+j\,tg^2\left(\frac{\varphi_v}{2}\right)ctgx}{+j\,tg^2\left(\frac{\varphi_v}{2}\right)ctgx}\cos\frac{2\pi(v-1)(i-1)}{N}\right|_{R=1} =$$

$$= 20\,lgN - 20\,lg\left|2\sum_{v=2}^{P}\frac{\cos 2\pi\frac{(v-1)(i-1)}{N}}{1+jtg^2(\varphi_v/2)ctgx}\right| \qquad (2.33)$$

Для N=3 величина развязки между любыми входами составляет

$$\xi = 20\lg 9(1+36\,tg^2 x) \qquad (2.34)$$

Для N=4

$$\xi_{12} = \xi_{23} = \xi_{34} = \xi_{41} = \infty$$

$$\xi_{13} = \xi_{24} = 10\,lg\,(1+4\,ctg^2 x) \qquad (2.35)$$

Поскольку, как было отмечено выше, в цепи, определяющей собственное значение для всех собственных векторов, кроме первого, параллельно развязывающему резистору R действует входное сопротивление разомкнутой на конце линии, то вводя соответствующую корректирующую цепь последовательно с каждым развязывающим резистором, не влияющую при этом на рабочий режим, можно существенно увеличить развязку при данной длине x. Так, например, при N=3, включая последовательно с каждым развязывающим резистором R = 1, короткозамкнутую на конце линию (W_k=1/3;x), то есть заменяя в формулах (33) R на (1+j⅓tgx), находим

$$\xi = 10\lg 9(1+324\,ctg^4 x)\,, \qquad (2.36)$$

сопоставляя которую с(2.34), например при x = 30°, получаем увеличение развязки почти на 20дб.

Наличие в устройстве рис.2.13б внешних проводников для подключения нагрузки открывает большие перспективы для расширения его функциональных возможностей.

Прежде всего по этим проводникам могут соединяться два устройства: одно с N входами, другое с M входами, что позволяет реализовать на одном магнитопроводе устройство сложения мощностей N генераторов и деления их суммарной мощности между M нагрузками.

Упомянутые проводники могут быть составной частью согласующих (повышающих и понижающих) и симметрирующих трансформаторов, что даёт возможность на одном магнитопроводе выполнить функции суммирования, трансформации и перехода к несиммтричному относительно общей шины выходу.

В схеме рис.2.3 выходы линий (W = R ;x) могут быть соединены последовательно, где для обеспечения согласования в рабочем режиме должна быть подключена нагрузка $R_н$=NR . В этом случае все предыдущие рассуждения, связанные с первым собственным вектором ,сохраняются, а для остальных собственных векторов нагрузка $R_н$ представляется бесконечным сопротивлением, то есть её можно считать разомкнутой, Тогда в (2.6) вместо tgx нужно подставить (-ctgx),а величина x_L равна бесконечности, поскольку $L_ш = \infty$. Такое устройство имеет приемлемые характеристики только в окрестности x = 90°.

Используя тот факт, что ,при параллельном соединении выходов линий , нагрузка оказывается закороченной при некоторых собственных векторах, можно ввести смешанное соединение выходов

линий с подключением там нескольких нагрузок, работающих только при соответствующем собственном векторе. Пример такого устройства со смешанным соединением выходов линий для N=4 приведен на рис.2.14. При этом рядом расположены линии, которые могут размещаться на общем магнитопроводе (точками указаны направления намоток в этом случае).

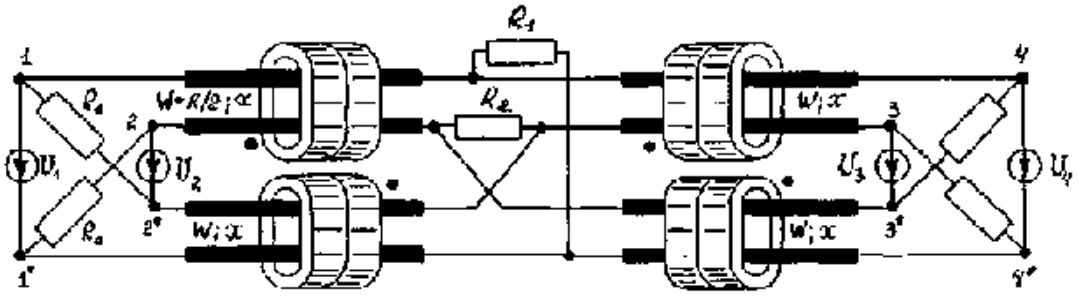


Рис.2.14

Анализ устройства рис.2.14 более удобно проводить с помощью собственных векторов, определяемых (2.16).

Для первого собственного вектора равноамплитудные напряжения источников на входах 1 и 4 противофазны напряжениям источников на входах 2 и 3. В этом, случае резисторы R_0 в работе не участвуют, поскольку к их зажимам приложены однополярные напряжения. Резистор R_2 представляется закороченным ,и при $R_1=2R$ каждая линия оказывается согласованной и, соответственно, $S^{(1=У)}=0$.

Для второго собственного вектора напряжения источников на входах 1 и 3 противофазны напряжениям источников на входах 2 и 4. В этом случае представляется закороченным резистор R_2 ,и при $R_1=2R$ линии также согласованны, и $S^{(2=У)}= 0$.

Для третьего собственного вектора напряжения источников на всех входах синфазны. В этом случае напряжения, поступающее на входы линий, равны нулю (входы можно считать закороченными), и нагрузками источников являются резисторы R_0 . Если их величина равна $R_0=R$, то источники воспринимают нагрузку R и, соответственно ,$S^{(3=У)}=0$.

Для четвёртого собственного вектора напряжения источников на входах 1 и 2 противофазны напряжениям источников на входах 3 и 4. Здесь всё аналогично третьему собственному вектору и $S^{(4=У)}= 0$.

Таким образом, в устройстве рис.2.14 обеспечено, без учёта синфазной моды передачи, то есть достигнуто согласование по всем входам и полная развязка между ними. При этом рабочими режимами могут являться первый и второй собственные вектора. В первом случае общей нагрузкой является R_1 , а во втором R_2 . При этом величина нагрузки равна номинальному значению нагрузки по каждому входу сумматора.

3. Одноступенчатые сумматоры мощности с "прямым" (традиционным) возбуждением.

Структурной схеме рис.1.1 при "прямом" (традиционном) возбуждении, то есть генераторы подключены непосредственно ко входам четырёхполюсников A , соответствуют приведенные схемы рис.1.2б и рис.1.2в . Первая из них последовательного типа, а вторая - параллельного. Используя разработанный метод многофазного возбуждения, определим характеристики этих устройств, выявим возможности их улучшения ,и определим пути построения более совершенных устройств.

3.1. Устройства последовательного типа.

Нахождение параметров устройства рис.1.2б проведем раздельно для областей верхних и нижних частот.

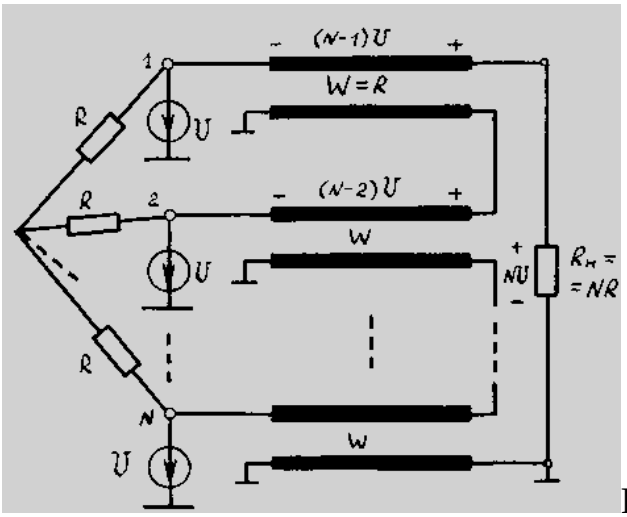


Рис.1.2б

Область верхних частот. Если все линии и источники идентичны, то при W=R сопротивление нагрузки каждого из них и коэффициент передачи мощности от каждого в общую нагрузку не зависят от частоты. От частоты зависит только величина развязки между входами. Определим её. В силу симметрии схемы относительно всех её N входов достаточно найти величину развязки между любыми двумя из них, воспользовавшись матрицей собственных векторов.

При воздействии напряжений, соответствующих первому собственному вектору, цепь развязывающих резисторов R не участвует, поскольку к ним приложены равные потенциалы. Её, следовательно, можно исключить, и на каждом входе $Z_{1=ц} = R$, соответственно,$S^{(1=ц)} = 0$. Для каждого из остальных собственных векторов справедливо следующее:

- напряжение на общей нагрузке $R_н$ равно нулю, поэтому линии, идущие к ней, необходимо считать на концах разомкнутыми;
- общая точка "звезды" развязывающих резисторов R имеет нулевой потенциал и поэтому её можно соединить с общей землёй.

В результате получаем цепь, образованную параллельным соединением развязывающего резистора R и входного сопротивления разомкнутой на конце линии (W=R;x). Её результирующее сопротивление равно $Z_{\neq ц 1}=(-jRWctgx)/(R-jWctgx)$ и, соответственно, собственное значение, соответствующее каждому из (N-1) собственных векторов, кроме первого, равно

$$S^{(\nu\neq 1)}=\frac{1-Z_{\nu\neq 1}}{1+Z_{\nu\neq 1}}=\frac{1}{1-j\,2\,ctgx},$$

то есть с точностью до знака совпадает с (2.21). Следовательно, характеристики в области верхних частот устройства рис.1.2б, совпадают с характеристиками устройства рис.2.7 без развязывающих резисторов R_2 . Поэтому для устройства рис.1.2б, так же с помощью корректирующих элементов, включаемых по отношению к развязывающим резисторам,

достигаются результаты приведенные на рис.2.10а, рис.2.10б и таблице 2.4. При этом следует учесть, что корректирующие элементы должны быть дуальными приведенным для схемы рис.2.7 без развязывающих резисторов R_2 . Тогда справедливы формулы (2.26)÷(2.28) и результаты таблицы.2.4. Следовательно, при коррекции одним элементом последовательно каждому развязывающему резистору R включается входное сопротивление короткозамкнутой на конце линии ($1/W_2$;x), а при коррекции двумя элементами добавляется ещё параллельно каждому развязывающему резистору R входное сопротивление разомкнутой на конце линии ($1/W_3$;x).

Область нижних частот. Здесь, в силу того, что продольные напряжения на линиях различаются ,соответственно, по разному влияют индуктивности проводников линий L_i (i порядковый номер линии, начиная сверху), в устройстве отсутствует поворотная симметрия. Поэтому более удобно оперировать матрицей проводимостей устройства [Y]. Рассмотрим три основных варианта выбора величин шунтирующих индуктивностей каждого из трансформаторов 1:1, образующих схему рис.1.2б.

1. Шунтирующие индуктивности одинаковы: $L_i=L$ - идентичность конструкций всех линий. Матрица проводимостей устройства имеет вид

$$[Y]=\begin{vmatrix} \frac{1}{R} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{1}{R}+\frac{1}{j\omega L} & \frac{1}{j\omega L} & \cdots & \frac{1}{j\omega L} \\ 0 & \frac{1}{j\omega L} & \frac{1}{R}+\frac{2}{j\omega L} & \cdots & \frac{2}{j\omega L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & \frac{1}{j\omega L} & \frac{2}{j\omega L} & \cdots & \frac{1}{R}+\frac{N-1}{j\omega L} \end{vmatrix} \qquad (3.37)$$

а матрица [S] может быть определена с помощью известных соотношений [15, 72] : $[S]=2([1]+[Y]^{-1}-[1])$.Для полной развязки между всеми входами необходимо и достаточно, чтобы матрица [Y] была диагональной. Это достигается включением развязывающих индуктивных элементов между входами устройства, так как их проводимости в этом случае добавятся с обратным знаком к соответствующим элементам матрицы (3.37). Поэтому развязывающие индуктивности должны удовлетворять соотношению $L_{ik}=L/(\min\{I,k\}-1)$ и образовывать полный (N-1)-угольник между входами 2,3,..,N. Проводимость на i -м входе определится тогда суммой всех элементов i -и строки (или i-го столбца) матрицы (3.37):

$$y_i\sum=\sum_{K=1}^{N} y_{ik}=(1/R)+(i-1)(2N-1)/j2\omega L ,$$

то есть результирующая индуктивность, шунтирующая i - вход,

$$L_{i\sum}=2L/(i-1)(2N-1) \qquad (3.39)$$

Соответственно матрица [5] является диагональной

$$[S]=diag\left\{0,\ \frac{2c(1-N)}{4+2c(1-N)},\ \ldots,\ \frac{c(1-i)(2N-i)}{4+c(i-1)(2N-i)}\right\}_{c=R/j\omega L} .$$

Когда отсутствуют развязывающие индуктивности и когда, как обычно, напряжения на всех входах почти одинаковы, шунтирующая индуктивность i-ый вход мало отличается от (3.39).

2. Шунтирующие индуктивности $L_i=(N-i)L$. При этом обеспечивается одинаковая индукция в магнитопроводах, сечения которых увеличиваются пропорционально продольным напряжениям, а числа витков линий равны. Здесь L - индуктивность проводника линии, продольное напряжение на котором равно напряжению на входе линии. , Матрица проводимостей

$$[Y]=\frac{1}{R}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & .. & 0 \\ 0 & 1+\dfrac{c}{N-1} & \dfrac{c}{N-1} & .. & \dfrac{c}{N-1} \\ 0 & \dfrac{c}{N-1} & 1+c\left[\dfrac{1}{N-2}+\dfrac{1}{N-1}\right] & .. & c\left[\dfrac{1}{N-2}+\dfrac{1}{N-1}\right] \\ \vdots & \vdots & \vdots & .. & \vdots \\ 0 & \dfrac{c}{N-1} & c\left[\dfrac{1}{N-2}+\dfrac{1}{N-1}\right] & .. & 1+c\sum_{p=1}^{N}\dfrac{1}{p} \end{bmatrix}. \qquad (3.40)$$

Здесь и далее c=R/jωL .

Развязывающие индуктивности определяются выражением

$$L_{ik}=\mathrm{L}/\left[\sum_{p=1}^{min(i,k)-1} 1/(N-p)\right]^{-1}$$

a индуктивность, шунтирующая i-и вход

$$L_{i\Sigma}=\mathrm{L}/(\mathrm{i}\text{-}1) \qquad (3.41)$$

При этом

$$[S]=diag\left\{0,\ -\frac{c}{2+c},\ -\frac{2c}{2+2c},\ \ldots,\ \frac{(i-1)c}{2+(i-1)c}\right\}.$$

3. Шунтирующие индуктивности $L_i=(N-I)^2L$,позволяют обеспечить одинаковую индукцию в идентичных магнитопроводах путёмувеличения чисел витков пропорционально продольным напряжениям.

Матрица проводимостей устройства имеет вид

$$[Y]=\frac{1}{R}\begin{vmatrix} 1 & 0 & .. & 0 \\ 0 & 1+\dfrac{c}{(N-1)^2} & .. & \dfrac{c}{(N-1)^2} \\ . & . & .. & . \\ . & . & .. & . \\ 0 & \dfrac{c}{(N-1)^2} & .. & 1+c\sum\limits_{p=1}^{N-1}\dfrac{1}{p^2} \end{vmatrix}. \qquad (3.42)$$

Развязывающие индуктивности

$$L_{ik}=\mathrm{L}/\left[\sum_{p=1}^{min[i,k]-1} 1/(N-p)\right]^{-1},$$

Индуктивность, шунтирующая i-й вход, начинал со второго ($L_1=\infty$), равна

$$L_{i\Sigma}=\frac{L}{\sum\limits_{p}^{i-1}1(N-p)} \qquad (3.43)$$

и

$$[S]=diag\left\{0,\ -\frac{\dfrac{c}{N-1}}{2+\dfrac{c}{N-1}},\ \ldots,\ -\frac{c\sum\limits_{p=1}^{i-1}\dfrac{1}{(N-p)}}{2+c\sum\limits_{p=1}^{i-1}\dfrac{1}{(N-p)^2}}\right\}.$$

Таким образом, для получения полной развязки на нижних частотах в устройстве рис.1.2б при N > 2 необходимо и достаточно между всеми входами, кроме первого, подключить полный (N-1)-угольник развязывающих индуктивностей. При этом для любого из рассмотренных вариантов выбора шунтирующих индуктивностей нельзя при N > 4 для полного (N-1)-угольника развязывающих индуктивностей иметь эквивалентную (N-1)-лучевую звезду.

Сохраняя без изменения всё, что было отмечено для области верхних частот, можно перенести точку заземления последовательно соединённых выходов линий, а общий выход образовать с помощью дополнительной согласованной

линии (W_g=NR;x), подключаемой к выходам линий , как показано на рис.3.15а , в качестве примера , для N=4.

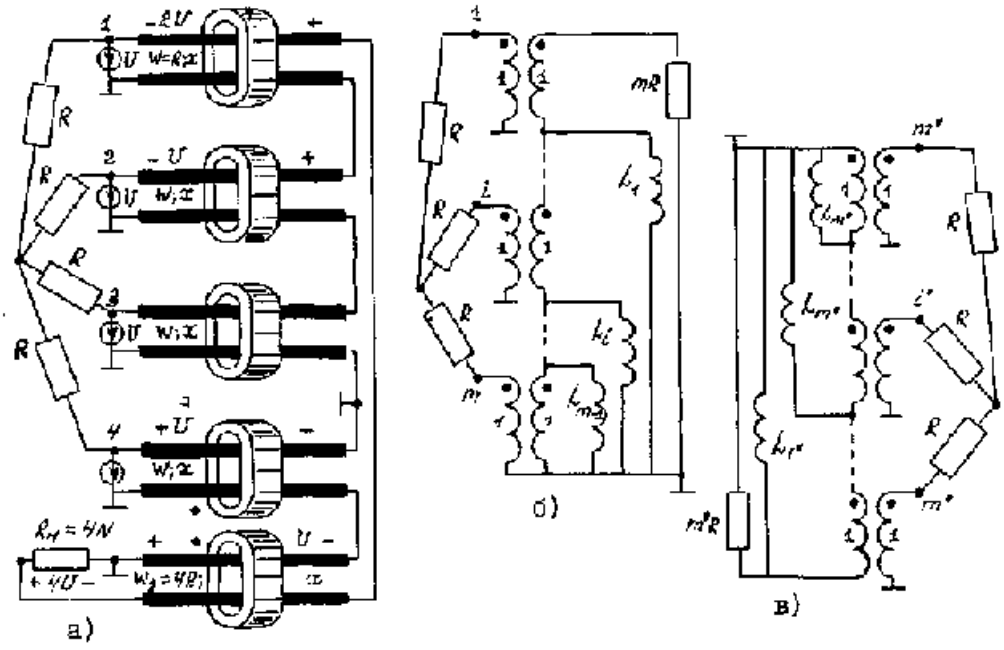


Рис.3.15

При этом существенно снижаются продольные напряжения на линиях, а продольное напряжение на дополнительной линии всегда равно продольному напряжению на последней линии и, соответственно ,они могут размещаться на общем магнитопроводе (точками указаны направления намотки в этом случае). Благодаря заземлению в цепи последовательного соединения основных линий для области нижних частот справедливы схемы замещения (рис.3.15б и 3.15в), которым соответствуют подматрицы $[Y]_m$ и $[Y]_{m'}$ в общей матрице проводимостей

$$[Y]_N = \begin{bmatrix} [Y]_m & [0] \\ [0] & [Y]_m \end{bmatrix},$$

где $m = \frac{N}{2} + 1$ и $m' = \frac{N}{2} - 1$ для чётного числа входов N , а

$m = \frac{N+1}{2}$ и $m' = \frac{N-1}{2}$ для нечётного числа входов N .

Раскрывая подматрицы $[Y]_m$ и $[Y]_{m'}$,no аналогии с вышерассмотренным, можно показать, что при подключении развязывающих индуктивностей L_{ik} между (m-1)входами (исключая первый) и $L_{i'k}$ между m' входами достигается полная развязка между всеми N входами, то есть$[Y]_m$ и $[Y]_{m'}$ остановятся диагональными, Если равны все индуктивности L ,то

$$L_{ik}=\frac{L}{min(i,k)-1} \qquad \text{для i,k =1,2,...,m,}$$

$$L_{i'k'}=\frac{L}{min(i'k')-1} \qquad \text{для i',k' =1,2,...,m'.}$$

При подключении всех L_{ik} и $L_{i'k'}$, результирующие шунтирующие индуктивности на входах составляют:

$$L_{i\Sigma}=\frac{2L}{(i-1)(2m-i)}\ ; \qquad L_{i\Sigma}=\frac{2L}{i'(2m'+1-i'}\ ,$$

а матрица рассеяния принимает вид:

$$[S]_N=\text{diag}\left\{\ldots,\ \frac{c(1-i)(2m-i)}{4+c(i-1)(2m-1)},\ \ldots\right\}_m+\text{diag}\left\{\ldots,\ \frac{-ci'(2m'+1-i')}{4+ci'(2m'+1-i')},\ \ldots\right\}_{m'}$$

где знак + означает прямую сумму матриц.

При одинаковых индукциях в магнитопроводах и равном числе витков линий $L_i=(m-i)L$ и $L_{i'}=(m'+1-i')L$ в этом случае:

$$L_{ik}=\frac{L}{\sum_{p=1}^{min(i,k)-1}\frac{1}{m-p}};\qquad L_{i'k'}=\frac{L}{\sum_{p=1}^{min(i'k')-1}\frac{1}{m'+1-p}};$$

$$L_{i'\Sigma}=\frac{L}{i'} \qquad L_{i\Sigma}=\frac{L}{i-1}$$

$$[S]_N=\mathrm{diag}\left\{\ldots,\ \frac{(1-i)c}{2+(i-1)c},\ \ldots\right\}_{m'}+\mathrm{diag}\left\{\ldots,\ \frac{-i'c}{2+i'c},\ \ldots\right\}_{m'}$$

При идентичных магнитопроводах и одинаковых индукциях в них $L_i=(m-I)^2L$ и $L_{i'}=(m'+1-i')^2L$. В этом случае:

$$L_{ik}=\frac{L}{\sum_{p=1}^{\min(i,k)-1}\frac{1}{(m-p)^2}} \qquad L_{i'k'}=\frac{L}{\sum_{p=1}^{\min(i'k')-1}\frac{1}{(m'+1-i')^2}}$$

$$L_{i'\Sigma}=\frac{L}{\sum_{p=1}^{i'}\frac{1}{m'+1-p}} \qquad L_{i\Sigma}=\frac{L}{\sum_{p=1}^{i-1}\frac{1}{m-p}}$$

$$[S]_N=\mathrm{diag}\left\{\ldots,\ \frac{-c\sum_{p=1}^{i-1}\frac{1}{m-p}}{2+c\sum_{p=1}^{i-1}\frac{1}{m-p}},\ \ldots\right\}_m+\mathrm{diag}$$

$$\left\{\ldots,\ \frac{c\sum_{p=1}^{i'-1}\frac{1}{m'-p}}{2+c\sum_{p=1}^{i'-1}\frac{1}{m'-p}},\ \ldots\right\}_{m'}$$

В результате оказывается, что ,в отличие от схемы рис.1.2б, при N = 3 имеется полная развязка между входами, а при N > 3 количество требуемых развязывающих индуктивностей меньше. Так, в частности, при N = 4 требуется одна такая индуктивность вместо трёх для схемы рис.1.2б; при N = 5 - две вместо шести и так далее. Кроме того, понижение продольных напряжений позволяет иметь большие шунтирующие индуктивности или

меньшие длины наматываемых линий, что расширяет рабочую полосу в области верхних частот.

3.3.2. Устройства параллельного типа.

Схема рис.1.2в обладает поворотной симметрией и её анализ целесообразно провести методом многофазного возбуждения на базе собственных векторов. При этом рассмотрение проведём раздельно для областей нижних и верхних частот.

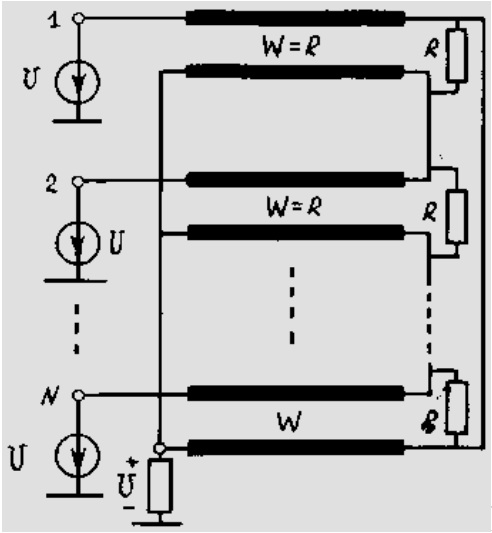


Рис.1.2в

Область нижних частот. Для первого собственного вектора (рабочий режим), соответствующего равноамплитудным синфазным источникам на всех N входах сумматора, токи в проводниках каждой из идентичных линий равны по амплитуде и протекают в противоположных направлениях на всех частотах. Это означает равенство нулю всех продольных напряжений, а ,следовательно, и отсутствие потерь в магнитопроводах. При этом развязывающие резисторы R представляются закороченными, поскольку сумма одинаковых напряжений на них равна нулю. Соответственно парциальная схема, определяющая собственное значение для этого вектора ,представляет собой сопротивление $NR_н$, и при $R_Н=R/N$ получаем $S^{(1=ы)} = 0$.Для каждого из остальных собственных векторов нагрузка $R_н$ представляется закороченной, а собственное значение определяется цепью, образованной параллельным соединением развязывающего резистора R и индуктивности $L_ы$, находимой из уравнения

$$Ue^{-j(i-1)\varphi_v} = j\omega LI\left[2e^{-j(i-1)\varphi_v} - e^{-j(i-2)\varphi_v} - e^{-ji\varphi_v}\right].$$

Разложив два последних члена в правой части на составляющие, синфазные первому вектору и перпендикулярные ему, получаем

$$L_v = \frac{U}{j\omega I} = 2L\left(1 - \cos\varphi_v\right)$$

то есть имеет место совпадение с (2.3). Поэтому все характеристики этого устройства в области нижних частот совпадают с характеристиками устройства рис.2.3, приведенными в параграфе 2 (см. формулы (2.8), (2.9), таблицу .2.1).

Область верхних частот. Для первого собственного вектора выходы линий (W;x), к которые подключены развязывающие резисторы R , представляются закороченными и собственные значения определяются цепью, образованной последовательным соединением сопротивления $NR_н$ и jW_{tgx}- входного сопротивления короткозамкнутой на конце линии. Тогда при $R_н=R/N$ и W=R

$$S^{(v=1)} = \frac{-1}{1 - j2\,ctgx}$$

Для остальных собственных векторов нагрузка $R_Н$ представляется закороченной ,и к выходу каждой линии (W;x) подключён развязывающий резистор R .При W=R линии согласованы и собственное значение .

$$S^{(1\neq ы)} = 0 \qquad (3.45)$$

Следовательно в этом устройстве, в отличие от устройства рис.2.10 при исключённых резисторах R_1 , поменялись местами значения для $S^{(1=ы)}$ и $S^{(\neq ы\ 1)}$.Их вклад в значение развязки одинаков, поэтому для рассматриваемого устройства справедливы формулы (2.25)÷(2.28), рис.2.10а,б и таблица 2.4, но при условии, что корректирующие элементы включаются по отношению к нагрузке $R_Н$ и, соответственно, уменьшены в N раз.

Таким образом, устройство рис.1.2в имеет те же характеристики по развязке, что и устройство рис.2.10 (без развязывающих резисторов R_1),аналогичные возможности по расширению рабочей полосы частот с помощью

корректирующих элементов, но коэффициент отражения для рабочего режима у него не равен нулю, а определяется значением $S^{(1\neq U)}$ для устройства рис.2.10 (см.рис.2.10а).

По аналогии с устройством рис.2.13, где обеспечивается гальваническая развязка между нагрузкой и входами сумматора, может быть реализовано устройство, у которого имеет место гальваническая развязка между развязывающими резисторами R и входами сумматора, как показано на рис.3.16.

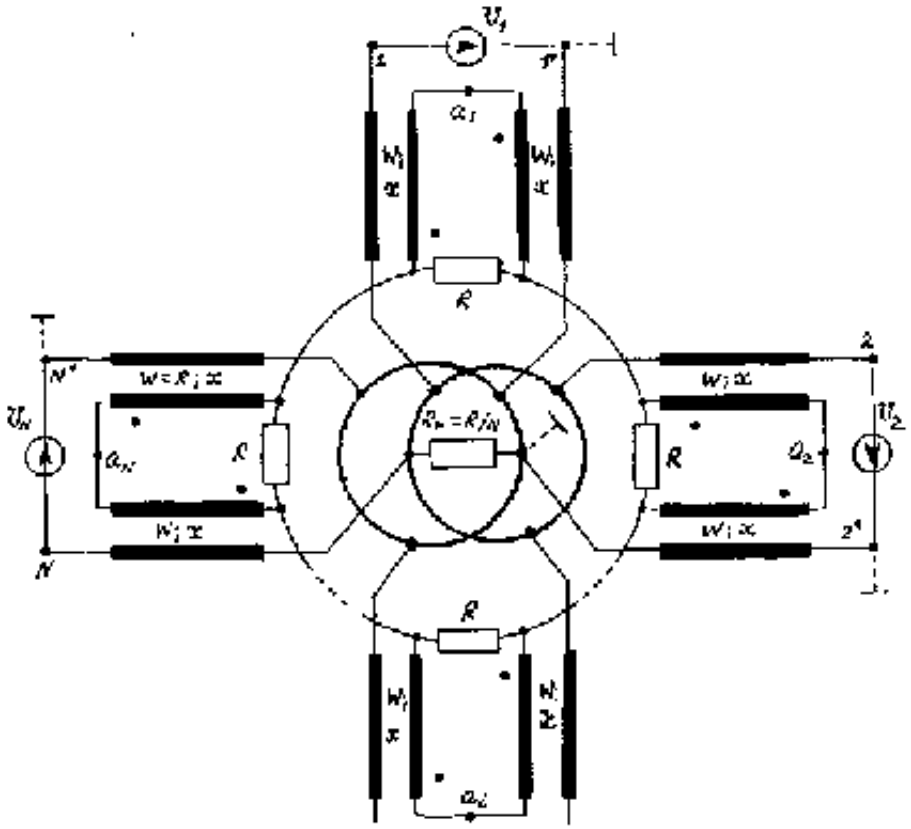


Рис.3.16

Характеристики этого устройства в области верхних частот идентичны характеристикам устройства рис.2.13, то есть справедливы формулы (2.31)÷(2.36), а в области нижних частот меняются местами значения для $S^{(=U}$ [1)] и $S^{(1\neq U)}$. Соответственно в устройстве рис.3.16 в области нижних частот в рабочем режиме (первый собственный вектор) $\Gamma^{(p)}=S^{(1=U)}=0$, при этом коррекцию при образовании фильтра верхних частот, включающего индуктивность L , необходимо осуществлять по отношению к развязывающим резисторам R.

Устройство рис.3.16 может использоваться и для несимметричных относительно общей шины генераторов и нагрузки. В этом случае необходимо осуществить соединения, показанные на рис.3.16 пунктиром. При этом все характеристики сохраняются, но уменьшается значение L , так как оно образуется теперь проводником только одной линии (W;x), поскольку вторая линия четырёхполюсника , размещаемая в этом случае вне магнитопровода (магнитопроводы на рис.3.16 не показаны) , выполняет роль фазокомпенсирующей линии. При соединении всех точек a_i на рис.3.16 с общей шиной, не изменяя характеристик устройства, появляется возможность подключением дополнительной согласованной линии перевести все развязывающие резисторы несимметричными относительно общей шины. Такой сумматор на однотипных коаксиальных линиях для симметричных относительно общей шины генераторов и нагрузки при несимметричных относительно общей шины развязывающих резисторах R , приведен на рис.3.17.

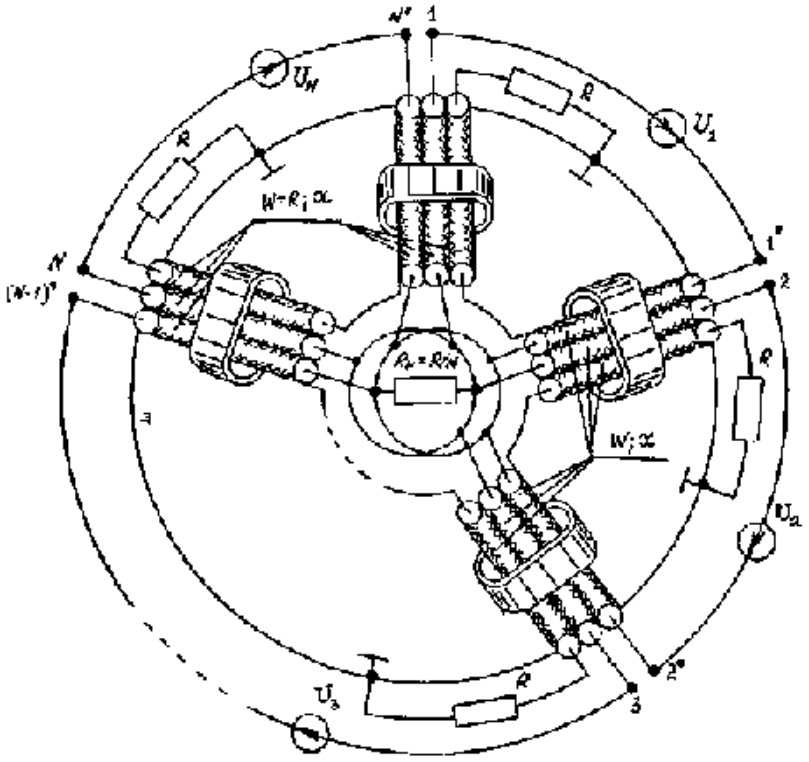


Рис.3.17

В качестве четырёхполюсников А структурной схемы 1.1 могут быть использованы и трансформаторы с коэффициентом трансформации n , отличным от единицы. При этом возникает необходимость в связях АА (см. структурную схему рис.1.1). Основной принцип их введения следующий. Вместо принятого в главе 2 соединения для каждого трансформатора -конец i -го проводника соединён с началом (i-1)-го проводника многопроводной линии, осуществляется соединение конца i – го проводника многопроводной линии транформатора предыдущего четырёхполюсника А с началом (i-1) проводника многопроводной линии трансформатора последующего четырёхполюсника А , как показано на рис.3.18а.

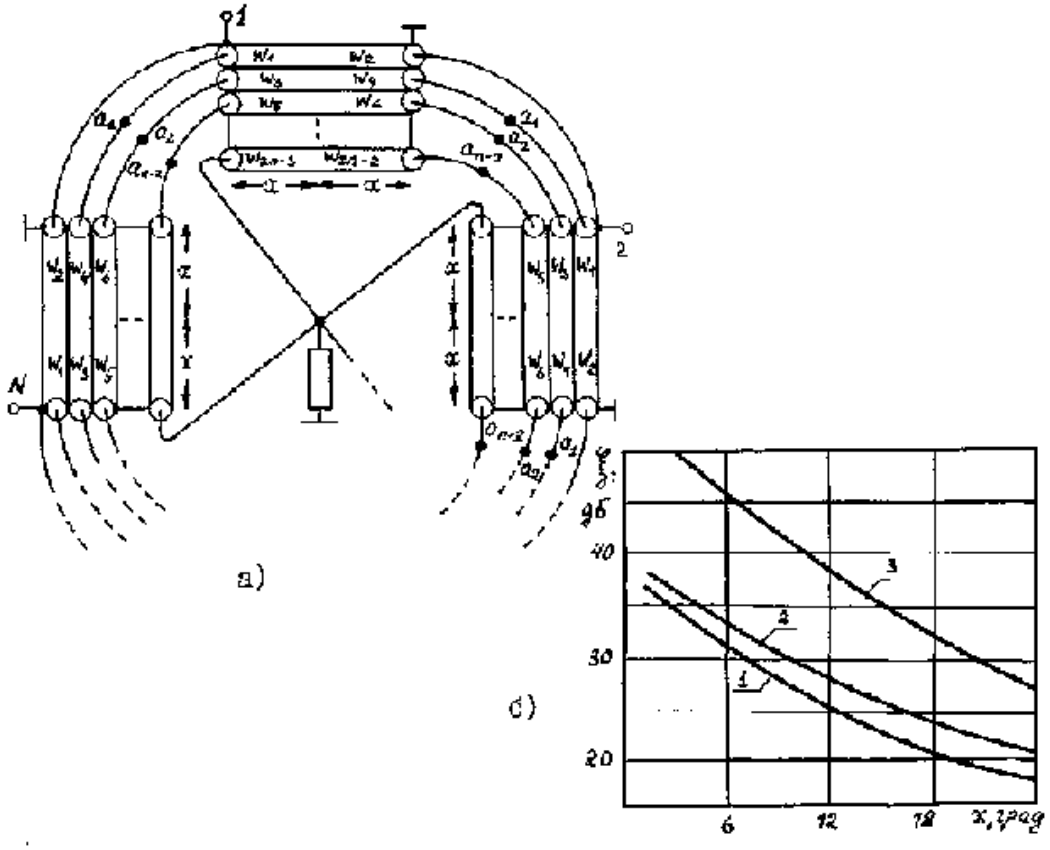


Рис.3.18

При этом для первого собственного вектора эти соединения эквипотенциальны и соединив их ,приходим к параллельному соединению выходов согласующих трансформаторов с коэффициентом трансформации n . Если нагрузка сумматора $R_н$ равна n^2R/N, а волновые сопротивления выбраны

в соответствии с результатами главы 2, то синфазные равноамплитудные источники на входах сумматора для этого собственного вектора ощущают нагрузку $_7$ равную R , зашунтированного индуктивностью намагничивания трансформатора, и при её достаточной величине $S^{(1=ы)} = 0$.

Для остальных собственных векторов нагрузка R_H представляется закороченной, а между точками соединения (a_1,a_2,..,a_{n-2}) проводников линий разных четырёхполюсников возникает разность потенциалов, и при подключении к ним "звезд" развязывающих резисторов последние принимают участие в формировании значения $S^{(1\neq ы)}$. При этом ,по аналогии с рис.3.13а, можно выделить один четырёхполюсник с учётом в нём фаз токов и напряжений в однотипных проводниках многопроводных линий четырёхполюсников при поворотной симметрии, а кроме того, что общая точка "звезд" развязывающих резисторов может быть соединена с общей шиной.

Проведя параметрическую оптимизацию по минимизации $S^{(1\neq ы)}$.можно выбрать соответствующие величины развязывающих резисторов.Так, в качестве примера для N = 3 и n = 3 на рис.3.18б приведены зависимости развязки между входами при включении "звездой" развязывающих резисторов: кривая I - R между зажимами 1,2 и 3; кривая 2 -R между точками a_1 ; кривая 3 –2,6R между зажимами 1,2,3 и 1,6R между точками a_1 .

При введении дополнительных "звезд" развязывающих резисторов .соединяющих внутренние, проводники, в двухступенчатых коаксиальных линий достигается $\xi \approx \infty$.

Рассмотренный принцип построения (рис.3.18а) и результаты синтеза согласованных трансформаторов на двухступенчатых линиях позволяют синтезировать разнообразные устройства с задаваемым числом входов и требуемой трансформацией к общей нагрузке. Однако, при больших значениях N (N > 4) конструкция устройства значительно усложняется и, видимо ,не заслуживает рекомендации к широкому применению.

4. Многоступенчатые системы попарного суммирования мощности однотипных трансформаторов.

Широко используются на практике системы попарного (двоичного) соединения простых составляющих устройств, то есть сумматоров с числом входов, равным двум, позволяющие суммировать мощности $N=2^k$ генераторов, где k - число ступеней системы. Приняв в качестве таких составляющих ,например, устройство рис.1.2б при N = 2, получаем систему, обеспечивающую повышающую трансформацию к общей нагрузке, величина которой составляет $R_H = 2^k R$ *;* где R - номинальное сопротивление на каждом из N входов системы, а для развязывающих сопротивлений в каждой i -ой ступени должно выполняться $2R_i = 2^i R$.

В области нижних частот, определяя матрицы проводимостей поэтапно для N = 2,4,8, по индукции находим матрицу проводимостей из соотношения

$$[Y]_{2^i} = [Y]_{2^{i-1}} + \left([Y]_{2^{i-1}} + \frac{1}{j\omega L_i} [1]_{2^{i-1}} \right) \qquad (4.46)$$

причём $[Y]_1 = I/R$, а L - шунтирующая индуктивность проводника линии в каждом сумматоре i - ой ступени.

Если некоторый вход p соединить со входом $l \neq p$ развязывающей индуктивностью L_{pl} , то значение не проводимости добавится со знаком минус к внедиагональному элементу (p,l) матрицы (4.46) и обратит его в нуль при соответствующей величине L_{pl} . Это означает полную развязку в области

нижних частот между входами p и l . При включении между всеми входами системы таких развязывающих индуктивностей достигается полная развязка между ними. При этом диагональная матрица $[Y]_2^k$ примет вид

$$[Y]_{2^k}=[Y]_{2^{k-1}}+\left([Y]_{2^{k-1}}+\frac{2^{k-1}}{j\omega L_k}[1]_{2^{k-1}}\right)$$

Так, например, для N=4

$$[Y]_{2^k}=diag\left\{\frac{1}{R},\quad \frac{1}{R}+\frac{1}{j\omega L_1},\quad \frac{1}{R}+\frac{1}{j\omega L_2},\quad \frac{1}{R}+\frac{1}{j\omega(L_1\|L_2/4)}\right\},$$

где знак ‖ означает параллельное соединение элементов. Следует, однако ,отметить, что при таком включении ,начиная с N = 8, резко возрастает число развязывающих индуктивностей. Для его уменьшения можно в каждой ступени, начиная с (k -1)-й, устанавливать развязывающие индуктивности только между входами собственно двухвходового сумматора.

Обратимся к области верхних частот. Здесь воспользуемся методом многофазного возбуждения. При определении собственных значений, соответствующих собственным векторам, будем считать, что на входах $1 \div 2^k$ включены источники ЭДС, причём каждый собственный вектор имитируется группой источников, образующих соответствующий столбец матрицы, как показано на рис.4.19а , причём знак "+" или "-" означает полярность источника.

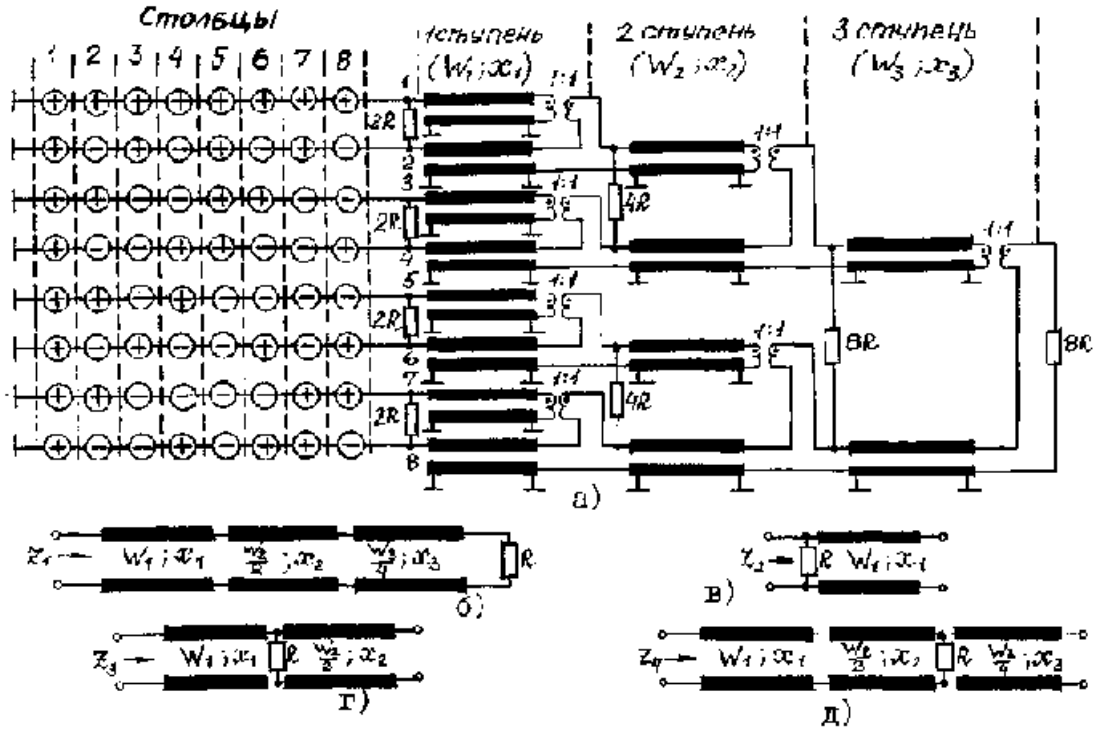


Рис.4.19

Собственное значение для первого (синфазного) вектора, первый столбец на рис.4.19а, определяется цепью ,представленной на рис.4.19б. Входное сопротивление этой цепи при $W_1=W_2/2=W_3/4=...=W_k/2^{k-1}=R$ равно R и, соответственно, $S^{(1=y)}= 0$. При определении собственных значений для векторов чётного порядкового номера, все ступени, начиная со второй, можно считать отключёнными, поскольку на вторую ступень колебания не поступают.При этом на всех развязывающих резисторах 2R первой ступени имеются равные напряжения, симметричные относительно общей шины. В результате собственное значение для векторов чётных порядковых номеров $q_1=2m$, где m = 1,2,3,..,2^{k-1} ,определяется входным сопротивлением разомкнутой на конце линии (W_1;x_1), шунтированным сопротивлением R (рис.4.19в), соответственно,

$$S^{(2=y)}=(\mathrm{jtg}x_1)/(2+\mathrm{jtg}x_1).$$

Для 3-го, 7-го, 11-го и т.д. собственных векторов следует считать отключёнными все ступени, начиная с третьей, на которую напряжения не поступают. При этом на всех развязывающих сопротивлениях 4R второй ступени оказываются равные симметричные относительно общей шины

напряжения. Поэтому собственное значение для каждого из перечисленных векторов с порядковыми номерами q_2=4m-1, где m = 1,2,...,2^{k-2} определяется входным сопротивлением линии, изображённой на рис.19г ,то есть

$$S^{(v=3)}=\frac{jtg\,x_2+tg\,x_1 tg\,x_2}{2+jtg\,x_1+jtg\,x_2-tg\,x_1 tg\,x_2}$$

Для 5-го, 13-го, 21-го и так далее собственных векторов следует считать, что все ступени, начиная с четвёртой, отключены, а на всех развязывающих сопротивлениях третьей ступени действуют равные напряжения, симметричные относительно общей шины.

В результате собственное значение каждого из векторов с порядковыми номерами q_3=8m-3 ,где m = 1,2,..,2^{k-3} определяется входным сопротивлением линии, представленной на рис.19д, то есть

$$S^{(v=4)}=\frac{jtg\,x_3+tg\left(x_1+x_2\right)tg\,x_3}{1+j\,2\,tg\left(x_1+x_2\right)+jtg\,x_3-tg\left(x_1+x_2\right)tg\,x_3}$$

Аналогичным образом продолжая определение собственных значений, в общем случае имеем: $q^{1-ע}1\text{-}2=_{1-ע}+m2^{2-ע}$, m = 1,2,3,..,$2^{k-1+ע}$ и

$$S^{(v)}=\frac{jtg\,x_{v-1}+tg\left(x_{v-1}\sum_{q=1}^{v-2}x_q\right)}{2+j\,2\,tg\sum_{q=1}^{v-2}x_q+jtg\,x_{v-1}-tg\left(x_{v-1}\sum_{q=1}^{v-2}x_q\right)} \qquad (4.47)$$

Количество собственных векторов с порядковыми номерами q_1 составляет 2^{k-1} ,с q_2 – 2^{k-2} и так далее вплоть до одного собственного вектора с индексом q_k . Через найденные собственные значения (4.47) в соответствии с (3.19) определяются элементы матрицы рассеяния, причём достаточно найти только S_{1i} , поскольку все остальные связаны с ними следующим образом

$S_{12}=S_{34}=S_{56}=S_{78}=...$

$S_{1\div2,3\div4}=S_{5\div6,7\div8}=S_{9\div10,11\div12}=...$

$S_{1\div4,5\div8}=S_{9\div12,13\div16}=S_{17\div20,21\div24}=...$ и так далее.

Зависимости величин развязок между входами $\xi = -20\lg|S_{1i}|$ от электрической длины линий представлены на рис.4.20а, где кривые 1 – ξ_{12} , N = 2; 2 - ξ_{12} N = 4; 3 - ξ_{13}, N = 4; 4 - ξ_{12} ,N = 8; 5 - ξ_{13} ,N = 8; 6 - ξ_{15} , N = 8. Рассмотрим теперь систему, в которой в качестве составляющих используются устройства, выполненные по схеме рис.4.16 при N = 2 ,и несимметричных относительно общей шины генераторов и общей нагрузки. В этом случае общая нагрузка понижается с ростом k так, что $R_н=R/2^k$, а развязывающие резисторы удовлетворяют соотношению $R_i=R/2^i$. В области нижних частот для первого собственного вектора обмотки всех составляющих сумматоров можно считать короткозамкнутыми ,и его собственное значение определяется сопротивлением R , то есть $S^{(1=u)}=0$.

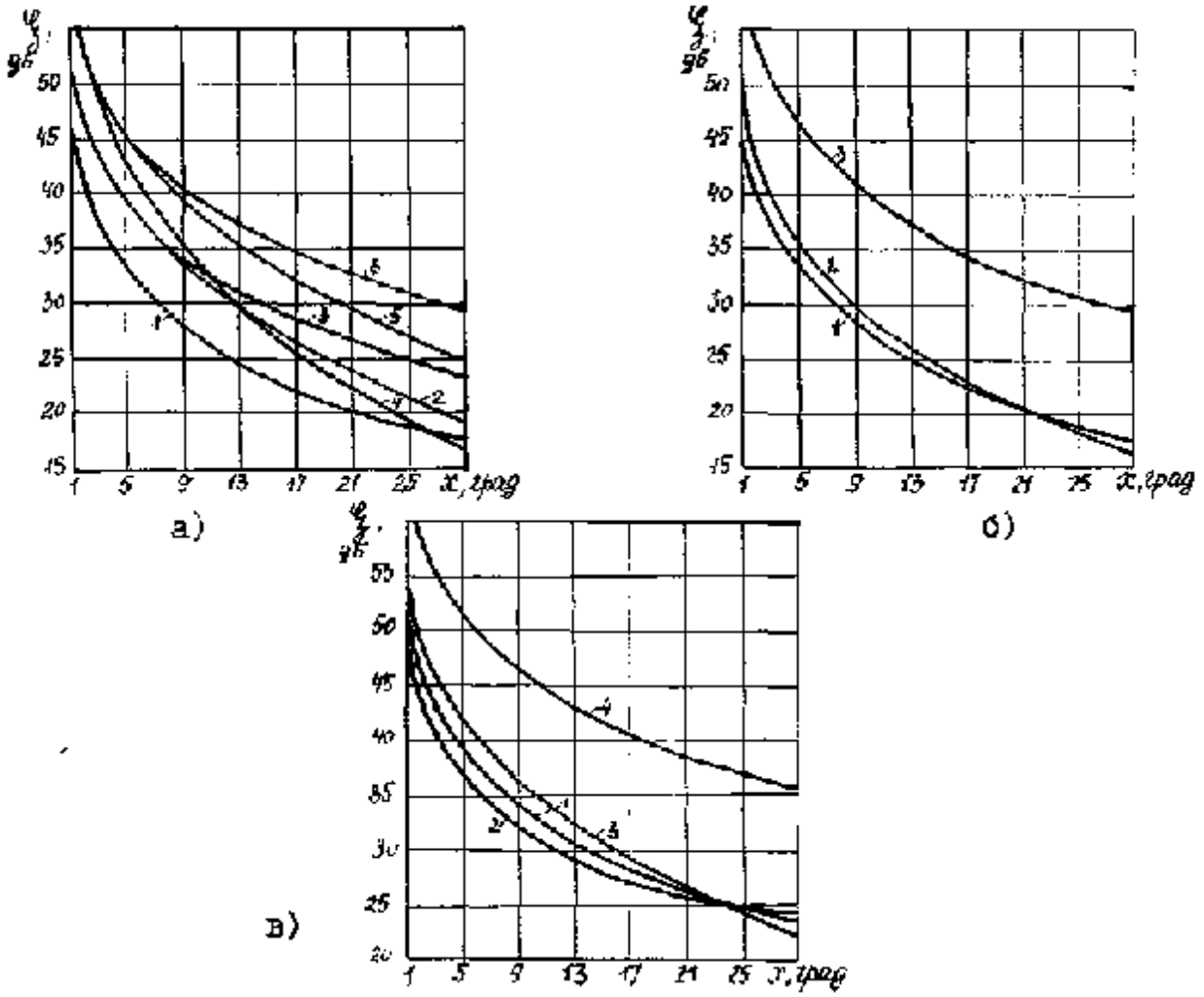


Рис.4.20

Для всех векторов, имеющих порядковые номера q_1 , короткозамкнутыми следует считать выходы всех сумматоров в первой ступени, поскольку потенциалы их относительно общей шины равны нулю, а к их развязывающим резисторам приложены симметричные напряжения. Собственное значение для такого вектора определяется цепью $Z_2=R\,||\,2L_1$.Для векторов с порядковыми номерами q_2 выходы всех сумматоров во второй ступени коротко замкнуты ,а к развязывающим резисторам на их входах приложено симметричное напряжение. В этом случае собственное значение определяется цепью $Z_2=R\,||\,4L_2$. Путём аналогичных рассуждений можно показать, что $Z_ы=R\,||\,2^{1-ы}L_{1-ы}$ и, соответственно,

$$S^{(v)}=\frac{-R/(j2^{v-1}\omega L_{v-1})}{2+R/(j2^{v-1}\omega L_{v-1})}\ .$$

Находим матрицу [S] относительно входов системы. Анализ выражений для элементов этой матрицы показывает, что если соблюдать условие

$$L_1=2L_2=4L_3=...=2^{k-1}L_k\ ,$$

а общую нагрузку шунтировать дополнительной развязывающей индуктивностью L_k , то матрица рассеяния становится диагональной с элементами $S_{ii}=1$.

Анализируя тем же методом систему для области верхних частот, устанавливаем, что все собственные значения определяются цепью $Z_ы=R$, то есть $S^{(ы)}=0$ и система является полностью согласованной и развязанной.

Общим недостатком рассмотренных систем является большой коэффициент трансформации к общей нагрузке и, как следствие этого, значительный разброс волновых сопротивлений линий сумматоров. Этот недостаток устраняется при поочередном (от ступени к ступени) использовании двух типов рассмотренных выше сумматоров. При этом во

всех сумматорах используются линии с единым номиналом волнового сопротивления, что весьма важно для практики.

Например, может быть построена система, у которой во всех нечётных ступенях используется сумматор по рис.4.2б, а в чётных -по рис.4.1б. В этом случае $R_i = R$, а $R_H = R$ при k - чётном и $R_н=2R$ при k - нечётном.

Анализ для области нижних частот проводим с учётом выполнения следующих условий при минимальном числе развязывающих индуктивностей: а) между входами каждого сумматора в нечётных ступенях подключены индуктивности, б) вход 1 каждого сумматора в упомянутых ступенях (кроме первой) шунтируется индуктивностью L_i , то есть выравнивается со вторым входом, в) если k - чётное, то общая нагрузка шунтируется индуктивностью L_k (развязываются входы k -й ступени), г) шунтирующие индуктивности сумматоров в ступенях удовлетворяют соотношениям

$$L_2=L_3 \,||\, 2L_4 \quad L_4=L_5 \,||\, 2L_6 \quad L_6=L_7 \,||\, 2L_8 \ldots L_{k-1}=L_k$$

В этом случае матрица проводимостей относительно входов системы -диагональная и имеет вид:

$$[Y]_{2^k}=\underbrace{[[Y]_2+[Y]_2+[Y]_2+\ldots+[Y]_2]}_{2^{k-1}}$$

где

$$[Y]_2=\mathrm{diag}\left\{\frac{1}{R}+j\frac{1}{j\omega L_2};\ \frac{1}{R}+\frac{1}{j\omega(L_2\|L_2}\right\}$$

Для области верхних частот остаются справедливыми формулы (4.47) и (3.19) с тем условием, что для нечётных ע(S=0). Для такой системы величины развязок показаны на рис.4.20б, где кривые 1 – ξ_{12} , N =2 либо 4; 2 - ξ_{12} , N = 8 либо 16; 3 - ξ_{13} либо ξ_{15} ,N = 8 либо 16. Отметим, что между входами $\left(1\div\frac{N}{2}\right)$ и $\left(\frac{N}{2}+1\div N\right)$ при k - чётных имеет место полная развязка.

Вариантом рассмотренной является система, у которой в чётных ступенях используются сумматоры рис.4.2б, а в нечётных -рис.4.1б. В этом случае $R_i=R/2$, а $R_H = R/2$ при k - нечётных и $R_н=R$ при k- чётных.

Анализируя систему для области нижних частот, считаем, что выполняются следующие условия:

а) между входами каждого сумматора в чётных ступенях (кроме последней) подключены индуктивности $2L_{i+1}$

б) первый вход этих сумматоров шунтируется индуктивностью L_i

в) если k - нечётное, то общая нагрузка шунтируется индуктивностью L_k , г) шунтирующие индуктивности сумматоров удовлетворяют соотношениям

$L_1=L_2 \,||\, 2L_3 \quad L_3=L_4 \,||\, 2L_5 \quad L_5=L_6 \,||\, L_7;\ldots;L_{k-1}=L_k.$

Тогда матрица проводимостей относительно входов системы - диагональная и имеет вид $[Y]_{2^k}=[Y]_1+[Y]_1+\ldots+[Y]_1$, где

$$[Y]_1=\frac{1}{R}+\frac{2}{j\omega L_1}\ .$$

Для области верхних частот также справедливы формулы (4.47) и (3.19), но с учётом, что для ν - нечётных $S^{(\nu)}= 0$. На рис.4.20в показаны зависимости величин развязок между входами для такой системы, где кривые 1 – ξ_{12} , N = 4 либо 8 или ξ_{13} ,N = 8 ; 2 - ξ_{12} N = 16 либо 32 ;3 - ξ_{13} ,N = 16 либо 32; 4 - ξ_{15} либо ξ_{19} , N =16 либо 32.

В заключение параграфа отметим, что с точки зрения конструктивного выполнения и электрических характеристик наиболее перспективными являются трансформаторные системы с поочерёдным использованием в ступенях сумматоров с понижающей и повышающей трансформацией к нагрузке.

Изложенный метод анализа является весьма общим и его можно успешно использовать при самых разнообразных сумматорах, рассмотренных в параграфах 4.2 и 4.3, образующих систему сложения или деления мощности.

5. Сумматоры неравных мощностей. Направленные ответвители.

Устройства суммирования неравных мощностей двух источников колебаний, или иначе - устройства с неравным делением мощности, используются как по своему прямому назначению, так и в качестве направленных ответвителей (НО). Ниже эти три термина предполагаются эквивалентными, в том смысле, что предполагают одинаковые схемные решения. Они представляют собой восьмиполюсники, у которых в идеале входы попарно развязаны и согласованы, а матрица передачи между электрически связанными входами определена. Базируясь на рассмотренных ранее трансформаторных устройствах с обмотками из проводников многопроводных линий передачи, покажем различные пути получения НО с характеристиками, близкими к "идеальным" в широкой полосе частот.

В технике СВЧ широкое применение для синтеза разнообразных устройств нашёл принцип каскадного соединения мостовых восьмиполюсников. Применительно к задаче синтеза трансформаторных НО целесообразно принять в качестве основной структурной схемы каскадное соединение мостовых восьмиполюсников равного деления мощности (им соответствуют схемы параграфов 4.3 и 4.2 при N=2) их электрически

связанными входами. При этом вся цепь будет иметь такой же вид направленности, как и одинарное мостовое устройство. С учётом отмеченного, структурную схему n-каскадного устройства можно представить в виде, изображённом на рис.4.21.

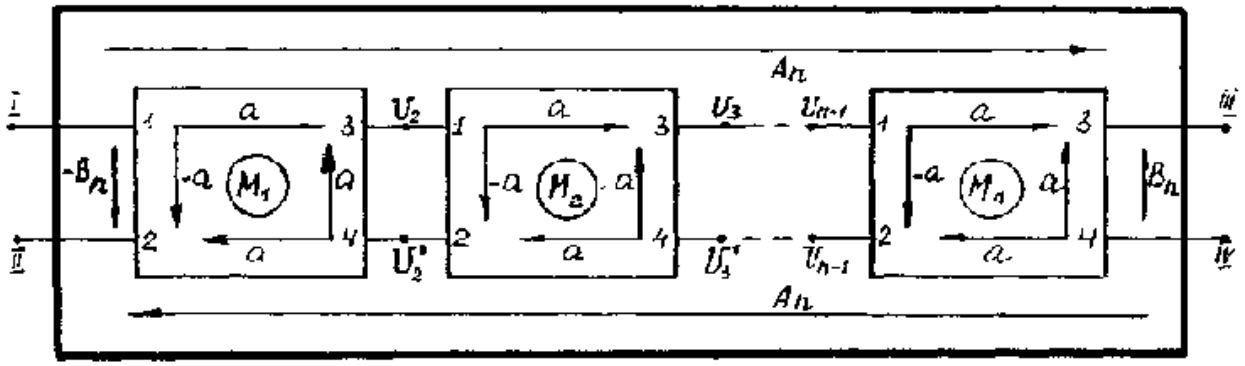


Рис.5.21

Поскольку идеализированные составляющие M_i , описываемые матрицей рассеяния

$$[S]_i = \begin{bmatrix} 0 & -a & a & 0 \\ -a & 0 & 0 & a \\ a & 0 & 0 & a \\ 0 & a & a & 0 \end{bmatrix},$$

где $a = (1/\sqrt{2})$, обладают попарно развязанными и согласованными входами (1 и 4, 3 и 2), то и результирующая цепь, состоящая из идеальных мостовых устройств, будет иметь попарно развязанные и согласованные входы (1 и 1V, Ш и II). Коэффициенты передачи по напряжению между этими входами (A_n и B_n), то есть элементы матрицы рассеяния результирующей цепи, коэффициент деления мощности $R_{II,III} = |B_n/A_n|^2$ и относительные уровни мощности, проходящие в каждом из составляющих мостовых устройств для n = 2, 3 и 4, приведены в таблице 6. Из неё видно,

что коэффициент деления мощности принимает строго определённые дискретные значения, удовлетворяющие довольно широкому кругу практических задач. При этом его величина такова, что подобные устройства наиболее перспективны для использования в качестве НО.

Таблица 6.

n	A_n	B_n	$z_0=\frac{B_n^2}{A_n^2}$	$P_2=(U_2)^2$	$P_3=(U_3)^2$	$P_4=(U_4)^2$	$P_2'=(U_2')^2$	$P_3'=(U_3')^2$	$P_4'=(U_4')^2$
2	$\frac{1}{3}$	$\frac{2\sqrt{2}}{3}$	8	$\frac{2}{9}$			$\frac{1}{9}$		
3	$\frac{1}{5\sqrt{2}}$	$\frac{7}{5\sqrt{2}}$	49	$\frac{9}{50}$	$\frac{1}{25}$		$\frac{4}{25}$	$\frac{1}{50}$	
4	$\frac{1}{17}$	$\frac{12\sqrt{2}}{17}$	288	$\frac{50}{289}$	$\frac{9}{289}$	$\frac{2}{289}$	$\frac{49}{289}$	$\frac{8}{289}$	$\frac{1}{289}$

Применение в качестве составляющего M_i устройства, выполненного по схеме рис.4.13б при N = 2, позволяет построить НО с симметричными относительно общей шины входами, для устройства рис.4.13б при N = 2, показанного на рис.4.22а без магнитопровода, с учётом индуктивности $2L_i$: между зажимами 3-3', матрица рассеяния приобретает вид:

$$[S]_i = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{11} \\ S_{12} & 0 & 0 & -S_{12} \\ S_{13} & 0 & S_{33} & S_{13} \\ S_{11} & -S_{12} & S_{13} & S_{11} \end{bmatrix} \qquad (5.48)$$

где:

$$S_{33} = -\frac{1}{1 + j k_i x_i}, \qquad S_{11} = \frac{S_{33}}{2} e^{-j x_i}, \qquad S_{12} = -\frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j x_i},$$

$$S_{13} = \frac{1 + S_{33}}{\sqrt{2}} e^{-j x_i}, \qquad k_i = 2\frac{\omega_0 L_i}{R}$$

ω_0 - частота, при которой электрическая длина каждой линии равна 1°.

Соответствующая матрице (5.48) волновая матрица передачи имеет вид:

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{13}} & 0 & -\frac{S_{33}}{S_{13}} & -1 \\ \frac{S_{11}}{S_{12} S_{13}} & -\frac{1}{S_{12}} & \frac{S_{13}^2 - S_{11} S_{13}}{S_{12} S_{13}} & 0 \\ \frac{2 S_{11}}{S_{13}} & -1 & 2\frac{S_{13}^2 - S_{11} S_{13}}{S_{13}} & 0 \\ \frac{S_{12}}{S_{13}} & 0 & -\frac{S_{12} S_{33}}{S_{13}} & -2 S_{12} \end{bmatrix} \qquad (5.49)$$

При $x_i=0$ и $L_i=\infty$ матрицы (5.48) и (5.49) будут суть матрицы идеального моста M_i.

Для построения наиболее совершенного НО путём каскадного включения трансформаторных устройств равного деления мощности необходимо выполнять следующие условия:

- составляющие M_i должны соединяться входами, коэффициенты передачи между которыми для M_{i-1} и M_i имеют разные знаки (рис.5.21);

- для исключения дополнительных согласующих трансформаторов соединяемые входы должны иметь одинаковый уровень номинальных нагрузок;

- результирующее устройство должно допускать объединение максимально возможного числа групп линий, принадлежащих различным M_i, для размещения их на общем магнитопроводе, что способствует упрощению конструкции НО и снижению его нижней границы рабочего диапазона частот.

С учётом изложенного, рассмотрим процедуру построения сумматора мощностей, отличающихся в восемь раз. Из табл. 6 видно, что это требует каскадного включения (рис.5.21) двух мостовых устройств равного деления мощности (рис.5.22а). При этом, для удовлетворения второму из выше сформулированных условий, необходимо во втором мосте (M_2) первым входом считать зажимы "3-3'", вторым "4-4'", третьим - "1-1'", четвёртым - "2-2'" на схеме рис.5.22а.

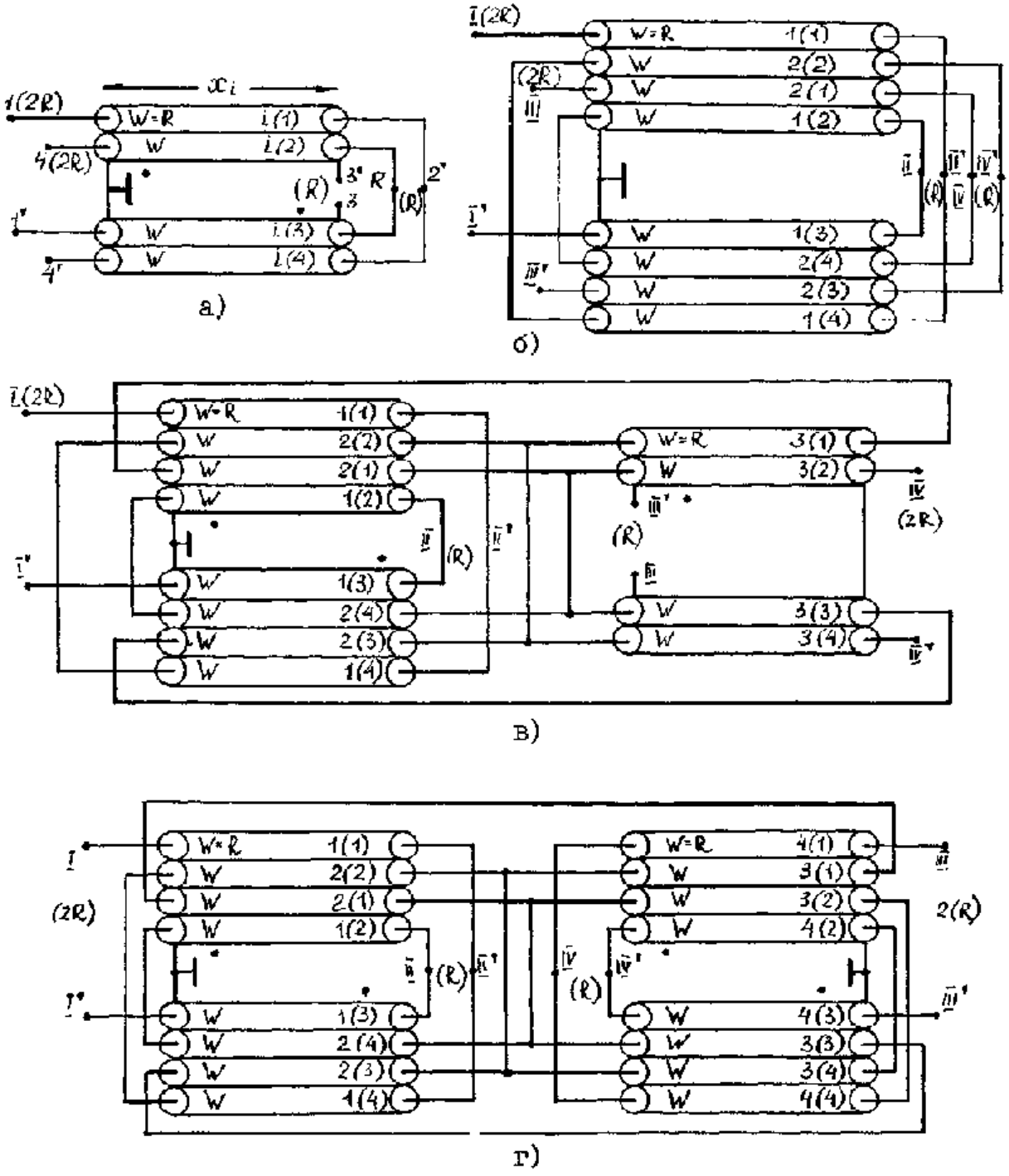


Рис.5.22

Первое условие выполняется при изменении полярности зажимов второго входа M_2 , что наиболее просто выполняется их перекрещиванием. При этом, для того, чтобы преобразованное таким образом мостовое устройство имело первоначальный характер передачи между входами (рис.5.21), необходимо изменить полярность зажимов и на четвёртом входе.

Таким образом ,схема перенумерации входов второго мостового восьмиполюсника будет иметь вид:

"1-1''' → "3-3''' ; "2-2''' → "4-4''' ; "3-3''' → "1-1''' ;

"4-4''' → "2-2''' (5.50)

Соединение первого и второго составляющих устройств в соответствии со структурной схемой рис.5.21 даёт возможность размещения линий при условии равенства их длин ($x_1=x_2$), на общем магнитопровде (рис.5.22б; здесь и далее магнитопровод не будет показываться, а точками обозначены направления намоток). При этом, низкочастотные характеристики двухкаскадного НО определяются эквивалентной индуктивностью, пересчитанной к тем же зажимам 3-3'M_1 . В силу этого можно считать, что M_2 имеет бесконечно большую эквивалентную индуктивность. Его матрица рассеяния с учётом перенумерации входов и перекрещивания зажимов получается из (5.48) при $L_2 = \infty$, а соответствующая ей волновая матрица передачи запишется в виде

$$\left[T\right]_{i=2}=\begin{bmatrix} c_i & 0 & 0 & -1 \\ 0 & c_i & -1 & 0 \\ 0 & -1 & b_i & 0 \\ -1 & 0 & 0 & b_i \end{bmatrix} \qquad (5.51)$$

где $c_i=\sqrt{2}e^{jx_i}$, $b_i=\sqrt{2}e^{jx_i}$.

Матрицу передачи $[T]_{n=2}$ результирующего устройства получаем перемножением матриц $[T]_{i=1}$ и $[T]_{i=2}$, а соответствующая ей матрица $[S]_{n=2}$ имеет следующий вид:

$$[S]_{n=2}=\frac{1}{3A+jB}\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & -S_{14} & S_{24} \\ S_{13} & -S_{14} & S_{11} & -S_{12} \\ S_{14} & S_{24} & -S_{12} & S_{44} \end{bmatrix} \qquad (5.52)$$

где:

$S_{11}=-2(1+tg^2 x_1)$, $S_{12}=-\sqrt{2}\left[A+j6(k_1 x_1+tg\,x_1)\right]e^{-jx_1}$,

$S_{13}=A+jC$, $S_{24}=2Д+jK_1x_1(3+tg\,x_1)$, $S_{14}=-\sqrt{2}(1+tg^2 x_1)e^{-jx_1}$

$A=1+2K_1x_1tg\,x_1-tg^2x_1$, $S_{22}=-1+tg^2x_1+j2tg\,x_1$

$B=9K_1x_1+10tg\,x_1-K_1x_1tg^2x_1$ $C=3K_1x_1+2tg\,x_1+K_1x_1tg^2x_1$,

$Д=1+K_1x_1tg\,x_1+tg^2x_1$.

Частотные зависимости коэффициентов матрицы (5.52) приведены на рис.5.23а и рис.5.23б. При этом коэффициент, характеризующий передачу мощности на третий вход, нормирован к значению соответствующего элемента матрицы рассеяния устройства на идеальных M_i : $|S_{13}|^2_н=|S_{13}|^2/A^2_n$.На рис.5.23в приведены характеристики развязки входов: $\xi_{ij}=-20\lg|S_{ij}|$

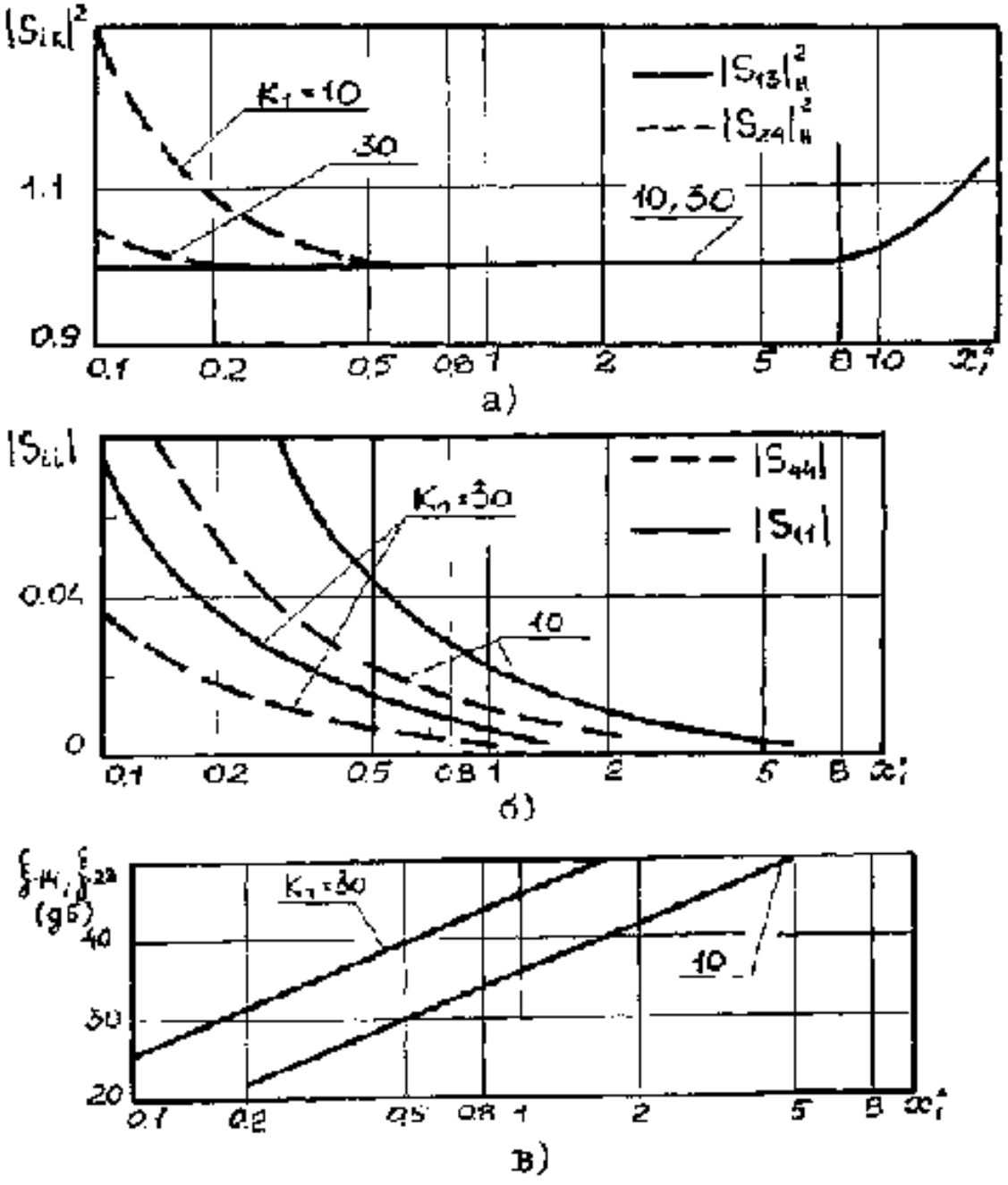


Рис.5.23

Зависимости, представленные на рис.5.23, позволяют определить частотный диапазон, в котором НО на реальных M_i близок к НО на идеальных M_i. В этом диапазоне можно пользоваться данными табл.4.6 для нахождения мощностей, проходящих по соответствующим линиям и определяющих , их конструктивные параметры.

При большем числе составляющих M_i процедура синтеза НО заключается в следующем: для каждого чётного составляющего M_i следует

перенумеровать входы согласно (5.50), изменив полярность зажимов 2; соответственно - матрица $[T]_{i=2}$ (j = 1,2,...,n/2) будет иметь вид (4.51), а матрица $[T]_{i=2j-1}$,соответствующая нечётным составляющим мостам, должна быть получена из (5.49). При этом электрические длины линий чётных составляющих M_i следует принять равными (см.рис.5.26а) электрическим длинам предыдущего нечётного составляющего M_{i-1} .

Схемы построенных по этой методике трёх- и четырёхкаскадных НО приведены на рис.5.22в и рис.5.22г , а их частотные характеристики, полученные моделированием на ЭВМ, представлены на рис.5.24 и рис.5.25.

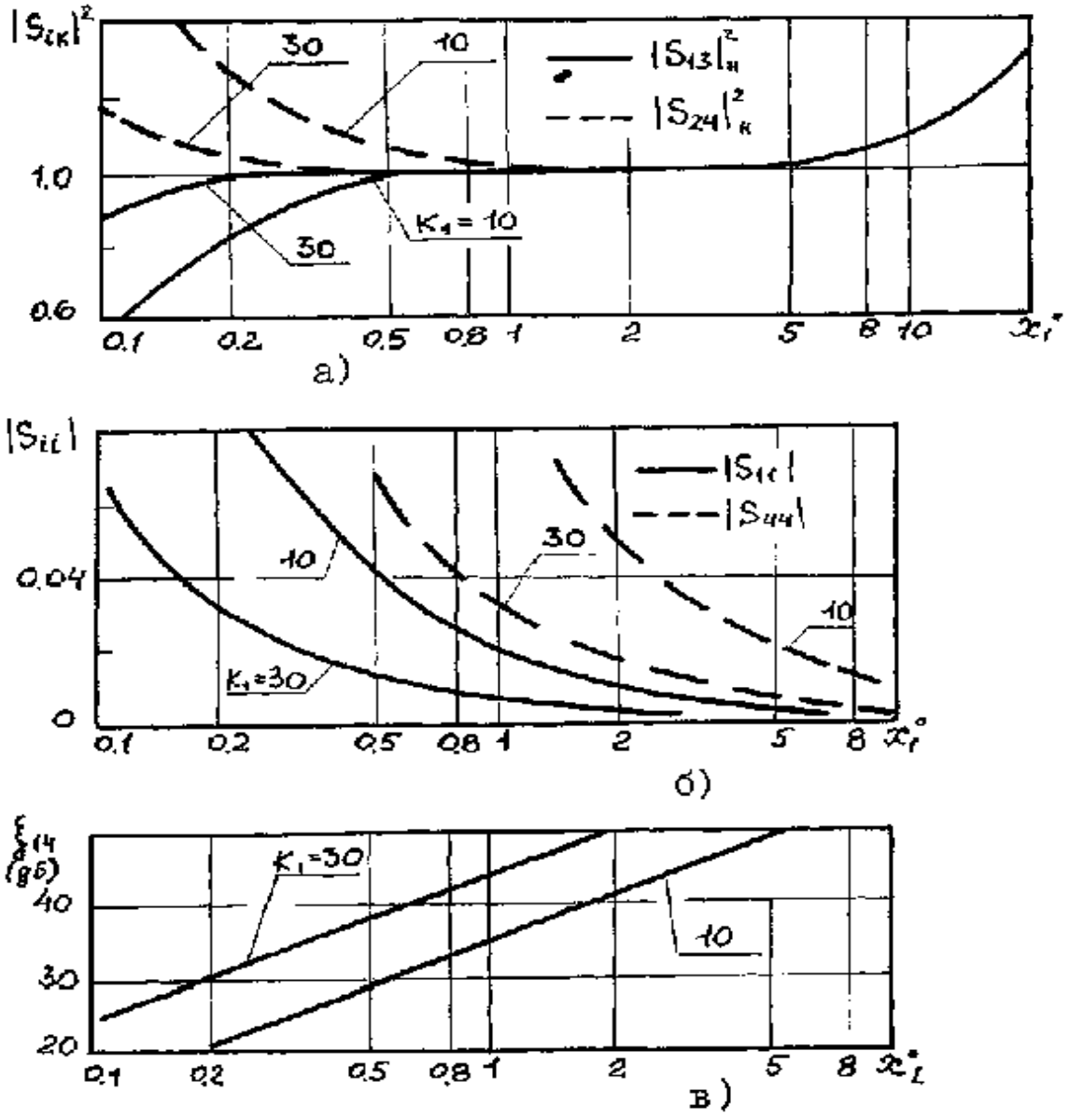


Рис.5.24

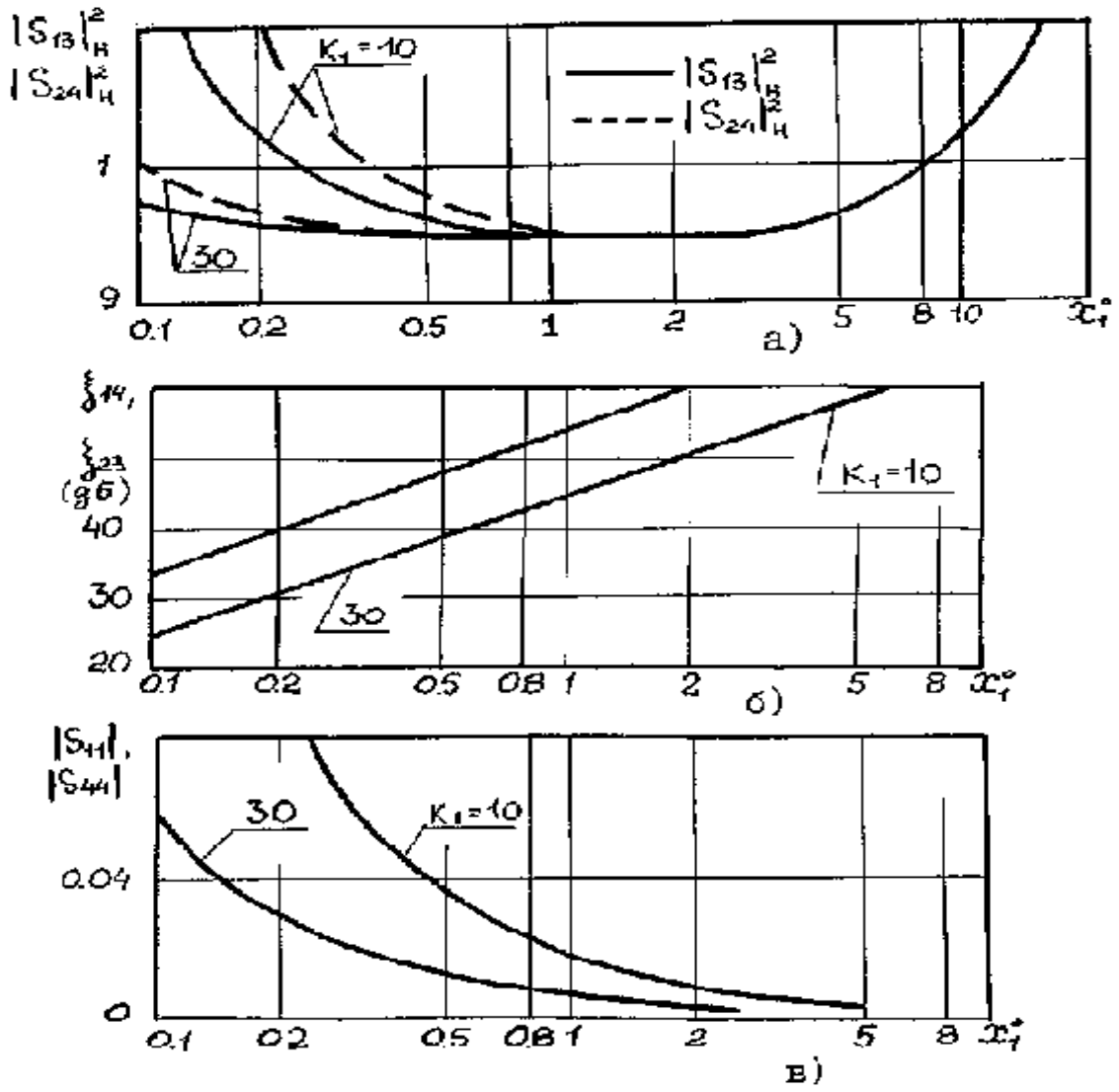


Рис.5.25

Из рис.5.24 и рис.5.25 видно, что устройства, содержащие чётное количество каскадов, обладают более высокой, по сравнению с трёхкаскадным НО, симметрией своих характеристик со стороны развязанных входов. Асимметрия характеристик трёхкаскадного НО в области нижних частот связана с несимметричным, по отношению к этим входам, включением эквивалентных индуктивностей.

Изменение с частотой коэффициента деления $R_{нор}$ (нормированного к соответствующим значениям r_0 из табл.5.6) показывает (рис.5.26б), что по уровню 0,9 полоса рабочих частот рассмотренных НО характеризуется значениями параметра $\alpha = 50 \div 200$. Эти значения более, чем на порядок, выше аналогичных показателей НО на связанных линиях.

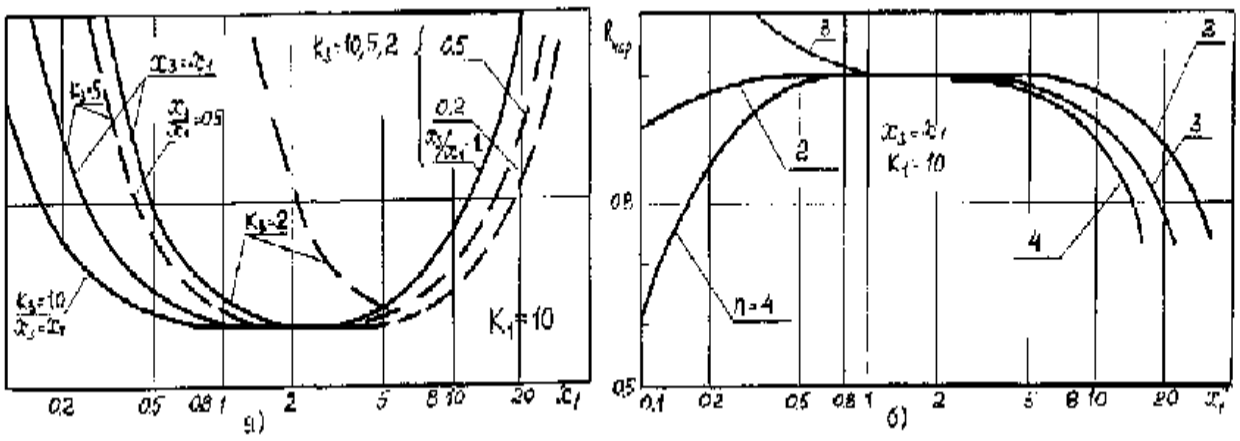


Рис.5.26

Обращаясь к НО с несимметричными входами, можно в качестве составляющих использовать устройство с несимметричными входами равного деления мощности, например рис.5.7 при N = 2. При этом зажимы составляющих устройств, служащие ранее для подключения развязывающих резисторов R_2 должны соединяться через дополнительные согласованные линии. Полученные выше результаты в этом случае сохраняются, но величину x следует брать с учётом длин дополнительных линий.

Получивший широкое распространение при проектировании ВЧ ,устройств параметрический синтез предполагает ,что структура цепи задана. Выбор последней в большинстве случаев является сложной и трудно формализуемой процедурой. Решение этой задачи в ряде случаев облегчается использованием общих свойств трансформаторных схем суммирования неравных мощностей. Так, для схемы на "идеальном" трансформаторе, которой соответствует матрица, при подаче на её 1-ый и 2-й входы синфазных напряжений, образующих рабочий вектор $\vec{U}_1=[U_1,U_2]=[I,I]$,мощность обоих источников выделяется в $R_н=R_3$ подключённой к зажиму 3, и согласование входов определяется лишь величиной R_3 ; отношение входных сопротивлений $R_{вх.2}/R_{вх.1}$ = n , то есть мощности, отдаваемые источниками, отличаются в n раз. При возбуждении схемы напряжениям, образующими вектор $\vec{U}_2=[U_1,U_2]=[n,-1]$, вся мощность генераторов

поступает в развязывающую цепь $R_p=R_4$, и согласование входов определяется величиной лишь R_4.

С учётом этих свойств при синтезе устройств неравного деления мощности на отрезках линий передачи, необходимо выполнить следующие условия:

- при возбуждении схемы напряжениями, соответствующими векторам $\vec{U}_1$ и $\vec{U}_2$, линии, соединяющие генераторы с цепью нагрузки и развязывающей цепью, должны быть согласованными; последнее должно независимо определяться параметрами цепей нагрузки и развязки при воздействии $\vec{U}_1$ и $\vec{U}_2$ соответственно,

- входные сопротивления сумматора со стороны генераторных входов должны отличаться в n - раз и сохранять свои значения в обоих режимах возбуждения.

Проиллюстрируем на примере, как, удовлетворяя этим условиям, удалось синтезировать устройство суммирования для генераторов, мощности которых отличаются в три раза. В процедуре построения этой схемы можно выделить следующие этапы:

1. Построение схемы на двух трёхпроводных линиях (рис.5.20а), обеспечивающей передачу мощности двух синфазных равноамплитудных источников в нагрузку R_2 .

2. Согласование парциальных двухпроводных линий, исключающее их влияние на частотные характеристики передачи мощности. Это достигается выбором $W = R_3$.

3. Определение величины R_3 , обеспечивающей согласование входов сумматора в режиме возбуждения его вектором $\vec{U}_1$.Для этого режима схема замещения устройства относительно входных зажимов представлена на рис. 5.27б. Из анализа её несложно получить

$$R_{вх.1}=\frac{R_3(5R_2+2R_3-R_1)}{2(R_2+R_3)} \quad \text{И} \quad R_{вх.2}=\frac{R_3(5R_3+2R_1-R_2)}{6R_3+2R_1}$$

Из условия согласования входов $R_{ВХ}$ = R_1 и $R_{вх.2}$=R_2 получаем, что R_2=R_3/3 и R_1=R_3 .

Эти соотношения показывают, что выбранная: структура схемы позволяет реализовать сумматор для генераторов, мощности которых отличаются в три раза.

4. Дополнение схемы рис.5.27а элементами, которые при возбуждении сумматора напряжениями вектора $\vec{U}_2$ = [3 , -l] обеспечат передачу всей мощности в цепь развязки и сохранят согласование генераторных входов.

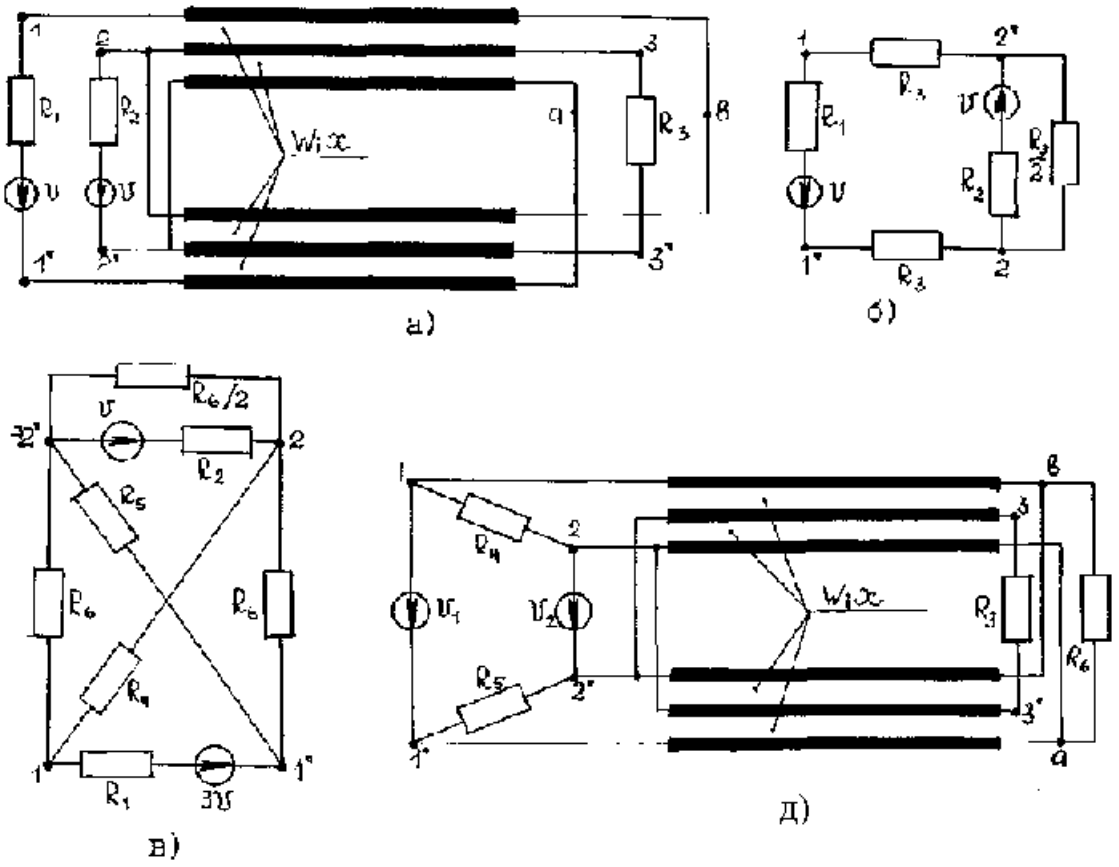


Рис.5.27

Удовлетворение этим требованиям вызывает необходимость включения трёх резисторов R_4 , R_5 и R_6 . Они включаются между равнопотенциальными для первого вектора точками (1-2,1'-2' и a-b на схеме рис.5.27а) и поэтому не оказывают влияния на процесс передачи мощности в нагрузку $R_н$.

В режиме возбуждения сумматора напряжениями вектора $\vec{U}_2$ зажимы "3" и "3'" оказываются эквипотенциальными и могут считаться коротко

замкнутыми. Величина резистора $R_6 = W = R_3$ выбирается из условия согласования всех парциальных двухпроводных линий. При этом эквивалентная схема приобретает вид, представленный на рис.5.27в. Из её анализа следует, что условие пункта 3 выполняется при $R_4 = R_5 = R_3$.

5. Объединение схем для обоих векторов приводит к полной схеме устройства суммирования (рис.5.27г).Поскольку для обоих векторов собственные значения определяются согласованными цепями, то есть $S^{(ш)}=0$, синтезированное устройство (без учёта синфазной моды передачи) имеет согласование на входах и развязку между ними. При этом развязывающие резисторы R_4 ,R_5 и R_6 посредством доплнительных трансформаторов "1:1" могут быть объединены в один величиной $R_3/3$, образуя тем самым четвёртый вход восьмиполюсника.

Другой принцип образования устройства ,удовлетворяющего вышеперечисленным условиям, проиллюстрируем на примере устройства рис.5.28 с коэффициентом деления мощности , равным двум.

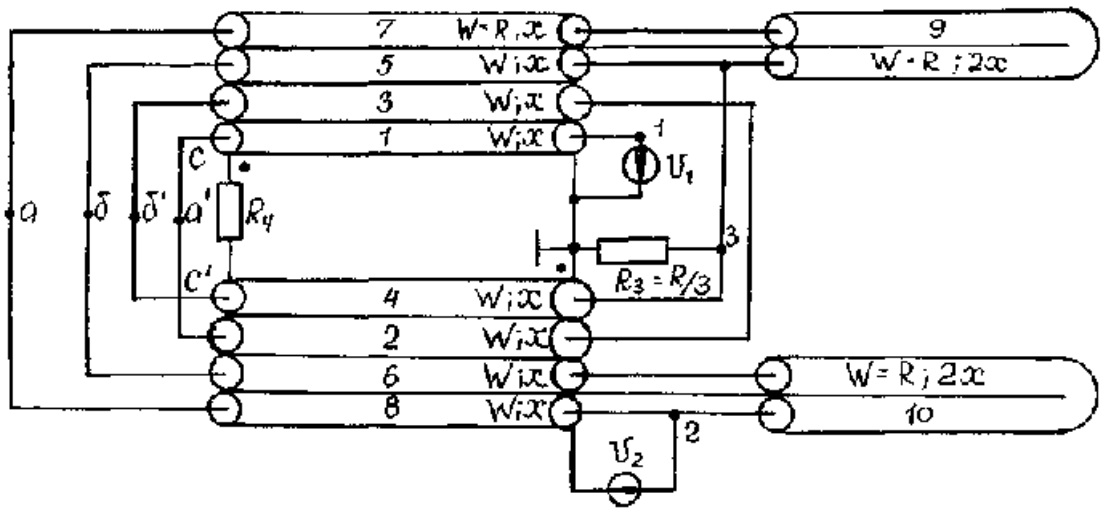


Рис.5.28

Здесь также на первом этапе необходимо обеспечить передачу мощности двух синфазных равноамплитудных источников на входах 1 и 2 в общую нагрузку R_3. Колебания первого поступают в линию 1, а второго - раздваиваются в линии 8 и 10. Если волновые сопротивления всех линий одинаковы и равны R , то в линиях 1, 8 и 10 колебания поступят без отражения, далее, если длины линий I и 8 одинаковые (x), то к резистору R_4 одновременно подходят равные, но встречно направленные токи: один от первого источника по линии 1, а другой от второго по линии 8.

В результате этого резистор R_4 можно считать короткозамкнутым, а равные колебания продолжают без отражения распространяться по линиям 2 и 7. С выхода линии 2 колебание поступит на линию 3 и, пройдя её, совершив в целом путь от первого источника, равный 3x , снова подойдёт к резистору R_4 . В тот же момент времени идентичное колебание (те же по амплитуде и фазе ток и напряжение), распространяющееся по линии 10, а затем по линии 6, подойдёт к резистору R_4 ,проделав путь 3x . В результате воздействия двух встречно направленных равных токов напряжение на резисторе R_4 останется равным нулю, и его можно продолжать считать короткозамкнутым. Поэтому колебания поступят без отражения в линии 4 и 5 и, совершив путь 4x , попадут в нагрузку R_3 . Такой же путь к нагрузке проходит аналогичное колебание от второго источника, поступившее ранее в линию 7, а затем в линию 8. В нагрузку поступят одновременно без отражения три колебания, равные по мощности и напряжению: два от второго источника и одно от первого. Здесь также для первого вектора собственное значение равно нулю.

Из сказанного следует, что для первого вектора зажимы а и а',б и б' эквипотенциальны. При подключении к этим зажимам дополнительных развязывающих резисторов (кроме R_4) и соответствующей параметрической оптимизации их величин удается приблизить к нулю и собственное значение для второго вектора, то есть , получить устройство с согласованными и развязанными между собой входами. Здесь также все развязывающие резисторы с помощью дополнительных трансформаторов могут быть объединены в один, образуя четвёртый вход НО.

6. Заключение

1. Предложена и обоснована структурная схема одноступенчатых сумматоров мощности N однотипных генераторов. Показано, что в зависимости от способа соединения выходов парциальных её четырёхполюсников, сумматоры подразделяются на параллельного, последовательного и смешанного типа. Выявлена возможность включения генераторов "косвенным" (не традиционным) образом, что создало перспективу создания более совершенных устройств. Сформулирована и доказана теорема, определяющая условия получения максимально достижимых параметров устройств суммирования с поворотной симметрией.

2. На базе предложенной структурной схемы разработаны принципы построения сумматоров с "косвенным" возбуждением, имеющие симметричные и несимметричные относительно общей шины входы, развязывающие резисторы и нагрузку. Показано, что целенаправленный синтез развязывающей цепи позволяет расширить рабочую полосу частот устройств. Выявлена возможность совершенствования сумматоров при использовании многопроводных линий передачи. Впервые синтезирован сумматор мощности на N входов, имеющий только один магнитопровод.

3. Показана возможность расширения рабочей полосы частот сумматоров с "прямым" (традиционным) возбуждением при целенаправленном введении дополнительных корректирующих элементов. Разработаны новые принципы синтеза сумматоров с "прямым" возбуждением.

4. Разработаны методы анализа многоступенчатых систем попарного суммирования мощности однотипных генераторов. Выявлены возможности совершенствования таких трансформаторных систем введением дополнительных развязывающих индуктивностей, а также использованием различных сумматоров в ступенях системы.

5. На основе каскадного соединения трансформаторных устройств равного деления мощности, разработан алгоритм построения широко полосных устройств неравного деления мощности. Выявлены и другие пути образования устройств неравного деления мощности, базирующиеся на удовлетворении условий, вытекающих из свойств идеализированных трансформаторных устройств.

Разработанные основы теории и синтеза высокочастотных широкополосных трансформаторных устройств, суммирующих мощности в общей нагрузке, позволили создать целый ряд новых устройств, удовлетворяющих различным функциональным применениям и обладающих более совершенные характеристиками, чем ранее известные.

ЛИТЕРАТУРА

1. Устройство сложения мощностей генераторов электрических колебаний/ С.Е.Лондон, С.В.Томашевич

2. Расширение рабочего диапазона частот многоканальных сумматоров мощности/ Лондон С.Е., Томашевич С.В., Синепол В.С.

3. Широкополосное четырёхканальное устройство распределения мощности ВЧ колебаний/ Бессонова Л.А., Лондон С.Е., Томашевич С.В.

4. Трансформаторное устройство/ Бессонова Л.А., Лондон С.Е.

5. Мостовые схемы сложения мощностей передатчиков/ Терентъев Б.П., Коваленко Н.В.

6. Направленный ответвитель с постоянным коэффициентом деления/ Кузнецов В.Д., Реушкин Н.А.

7. Широкополосные радиопередающие устройства/ Бабков В.Ю., Пивоваров В.Ф., Скрипник Н.П.

8. Транзисторные усилители мощности/ Богачёв В.М., Никифоров В.В.