

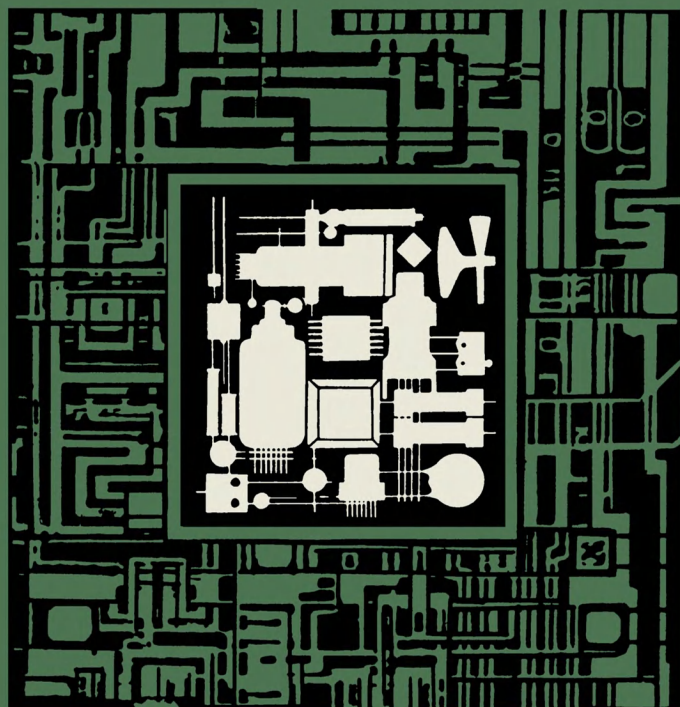
МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА ИНЖЕНЕРА

ЭЛЕКТРОНИКА

23

Г.П. Загерей

**МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ
МАГНИТНЫЕ
РАДИОКОМПОНЕНТЫ**



МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА ИНЖЕНЕРА

ЭЛЕКТРОНИКА

Г. П. ЗАДЕРЕЙ

**МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ
МАГНИТНЫЕ
РАДИОКОМПОНЕНТЫ**

(многофункциональные электронно-магнитные
трансформаторы)



МОСКВА «СОВЕТСКОЕ РАДИО» 1980



Scan AAW

ББК 32.844

З 15

УДК 621.372.4÷6

Задерей Г. П.

З 15 Многофункциональные магнитные радиокомпоненты (многофункциональные электронно-магнитные трансформаторы).—М.: Сов. радио, 1980, 136 с., ил. (Массовая библиотека инженера «Электроника»).

35 к.

Рассматриваются многофункциональные магнитные радиокомпоненты (ММРК), в которых одновременно используются различные физические явления в твердом теле. Вводится классификация и описываются принципы работы, электрические и энергетические характеристики, особенности конструкций и технология производства различных ММРК.

Приводятся рекомендации практического характера и справочные данные, позволяющие построить различные ММРК.

Книга рассчитана на инженеров, специализирующихся в области радиоэлектронной техники и автоматики, а также на студентов вузов.

З $\frac{30407-010}{046(01)-80}$ 42-79 2403000000

ББК 32.844

6Ф2.13

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. М. Пролейко (отв. редактор), *В. М. Вальков*, *Б. Ф. Высоцкий*,
В. И. Иванов, *В. И. Котиков*, *И. В. Лебедев*, *Э. А. Лукин*,
А. Ю. Малинин, *Ю. Р. Носов*, *В. И. Стафеев*, *В. Н. Сретенский*
(зам. отв. редактора), *Ю. Б. Степанов*, *Г. Г. Татаровская*, *В. А. Шахнов*

Редакция литературы по электронной технике

© Издательство «Советское радио», 1980 г.

Предисловие

Развитие идей функциональной интеграции привело к появлению многофункциональных магнитных радиокомпонентов (ММРК)¹⁾, одновременно выполняющих несколько функций, например трансформацию, стабилизацию, фильтрацию, защиту и т. п. Эта многофункциональность достигается не за счет увеличения числа дискретных элементов, а за счет использования одновременно совокупности различных физических явлений, свойств, эффектов. Габариты, масса, стоимость, расход дефицитных материалов таких ММРК, трудоемкость их изготовления на функцию резко уменьшаются, надежность и качество повышаются. Появились первые промышленные образцы ММРК: паратрансы, употрансы, трансфазовращатели и др., отличающиеся высокой стойкостью к жестким окружающим воздействиям. Как особую ценность следует отметить, что основные конструктивно-технологические процессы изготовления ММРК не отличаются от трансформаторных и конденсаторных и освоены серийной промышленностью.

Автор ставил своей задачей провести систематизацию и с единых физико-математических позиций изложить основы построения ММРК. Учитывая известную новизну и оригинальность ряда устройств, основное внимание уделено описанию физических основ, электрических характеристик, конструктивных особенностей. Математические описания по возможности упрощены и предназначены для расчетов первого приближения. Где это было возможно, проведено сравнение ММРК с аналогами, построенными на дискретных элементах.

Автор благодарит В. М. Пролейко за ценные советы и замечания. Поскольку материалы по ММРК впервые представляются в обобщенном виде, то брошюра, естественно, не свободна от недостатков. Автор просит все замечания направлять в адрес издательства «Советское радио»: Москва, Главпочтамт, а/я 693.

¹⁾ Или многофункциональные электронно-магнитные трансформаторы.

1. Интеграция в маломощных трансформаторах

1.1. Состояние в области разработки магнитных радиокомпонентов

Одним из методов дальнейшего совершенствования изделий электронной техники является функциональная физическая интеграция, т. е. переход к созданию многофункциональных электронно-магнитных радиокомпонентов. При этом в одном компоненте суммируются несколько одновременно выполняемых функций за счет совместного использования различных физических явлений, эффектов, свойств без или почти без увеличения числа дискретных элементов в компоненте. В этом смысле такая функциональная интеграция является физической.

Прогресс, достигнутый в последнее двадцатилетие в развитии электровакуумных приборов и приборов на электронных полупроводниках, в значительно меньшей степени коснулся магнитных радиокомпонентов (МРК) и особенно их силовой части. Трансформатор как таковой за последние 60 лет принципиально не претерпел существенных изменений. В то же время в области активных элементов электроника пришла к транзисторам, ЛПД, генераторам Ганна, диодам Шоттки, ИС, БИС. В результате к середине 60-х годов сложилась следующая ситуация: МРК, такие как маломощные силовые трансформаторы, согласующие трансформаторы, дроссели фильтров и т. п., стали составлять до 30—35% объема и массы РЭА и существенно ограничивать возможности дальнейшей ее миниатюризации; только МРК в качестве дискретных элементов приходилось «довешивать» к ИС, БИС, что не позволяло полностью внедрить интегральную технологию в РЭА.

Разрешение создавшейся ситуации шло по четырем основным направлениям.

По первому направлению совершенствовались существующие трансформаторы и дроссели благодаря применению более оптимальных электромагнитных систем, качественных ферромагнитных материалов, улучшению технологических процессов обработки этих материалов и повышению рабочих частот. При работе МРК с постоянным полем смещения для создания анизотропии начали использоваться режимы отжига ферромагнитных материалов в поперечном магнитном поле с целью более полного использования характеристики намагничивания.

Создание оптимальных электромагнитных систем позволило получить заданные электрические параметры МРК в минимальных габаритах (массе). Оценивая оптимальность по геометрической постоянной [1] ξ , выражающей эквивалентную удельную (на единицу объема) добротность электромагнитной цепи,

$$\xi = \frac{q_c q_M}{l_c l_M V V_\Sigma^2},$$

где q_c — сечение магнитопровода (стали); q_M — сечение токопроводящего материала (меди); l_c — длина средней магнитной силовой линии; l_M — длина среднего электрического витка тока; $V_\Sigma = V_c + V_M$ — суммарный объем магнитного (V_c) и токопроводящего (V_M) материалов, можно определить значение ξ_{\max} для наиболее показательных форм магнитопроводов.

Для магнитопровода типа «Ш» (рис. 1,а)

$$\xi_{\max} \simeq 4,81 \cdot 10^{-3}$$

при $l_0 = 1,3l_1$; $b_0 = 3,2l_1$; $h = 2,5l_1$;

$$Я = 5,2l_1; \mathcal{E} = 3,8l_1; Ю = 4,3l_1.$$

Для магнитопровода типа «Челнок» (рис. 1,б)

$$\xi_{\max} \simeq 6,54 \cdot 10^{-3}$$

при $D = 1,9d_H$; $d_B = 0,2d_H$; $h = 1,0d_H$;

$$\delta = 0,118d_H; b = 0,24d_H; D_H = 2,14d_H; \mathcal{E} = 1,48d_H.$$

Для магнитопровода типа «Битор» (рис. 1,в)

$$\xi_{\max} \simeq 7,1 \cdot 10^{-3}$$

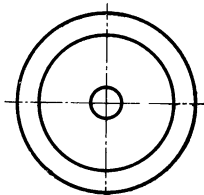
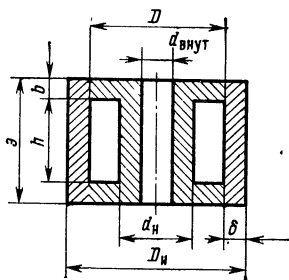
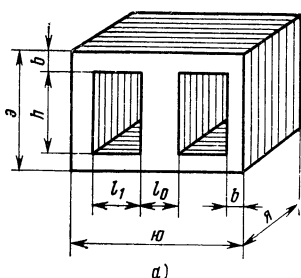
при $d_M \simeq 0,56d_c$, $D_c \simeq 1,2d_c$, $D_M \simeq 1,46d_c$.

Для перехода от геометрических постоянных к физическим, учитывающим свойства материала и конструктивные особенности МРК, используется соотношение [3]

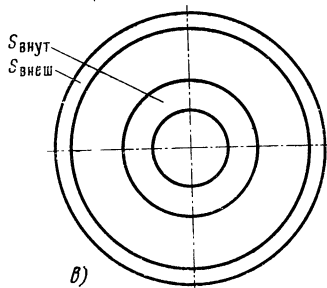
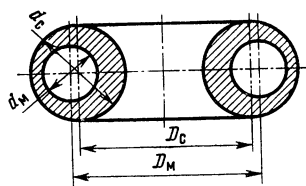
$$\tau = L / (r_m + r_c) = \mu A,$$

где τ — постоянная времени; μ — магнитная проницаемость; L — индуктивность первичной обмотки; r_m — сопротивление потерь в меди; r_c — сопротивление потерь в магнитопроводе; $A \approx 7,18 \cdot 10^{-3} \xi \sqrt{V_{\Sigma}^2} K_{\text{зм}} K_{\text{зс}}$ — конструктивная постоянная, $K_{\text{зм}}$ — коэффициент заполнения медью объема, занятого обмоткой; $K_{\text{зс}}$ — коэффициент заполнения объема, занимаемого сердечником, ферромагнитным материалом.

Форма магнитопровода типа «Битор» с оптимальным соотношением геометрических размеров позволяет повысить $\xi_{\text{макс}}$ (т. е. значение удельных электрических параметров) электромагнитной системы по сравнению с фор-



б)



в)

Рис. 1. Магнитопроводы типов:
а — «Ш»; б — «Челнок»; в — «Битор»

мой типа «Ш» почти в 1,5 раза. К сожалению, при мощностях более одного ватта и на частотах менее десяти килогерц (когда выгоднее применение электротехнических сталей и пермаллоев, а не ферритов) геометрию типа «Битор» технологически не удастся реализовать многослойной, а монолитный сердечник из-за высоких потерь на вихревые токи неприменим. Повышение рабочей частоты МРК в n раз примерно в \sqrt{n} уменьшает их габариты, массу. Поэтому, если это возможно (как, например, во вторичных источниках питания с преобразованием частоты) стремятся повысить рабочую частоту.

По второму направлению изучались возможности построения различных схем без использования функций индуктивности и взаимоиндуктивности. Однако построение безындуктивных, бестрансформаторных схем из-за ухудшения энергетических, электрических показателей, снижения долговечности и безотказности устройств в целом оказалось неприемлемым.

По третьему направлению исследовались пути схемного синтеза функций индуктивности и взаимоиндуктивности с помощью других базовых элементов. Это направление получило довольно широкое теоретическое развитие и в данный период внедряется в промышленность. К сожалению, ряд решений носит частный или ограниченный характер. Пьезотрансформаторы компактны только на повышенных частотах и чувствительны к механическим воздействиям [4, 5]. Схемные эквиваленты индуктивности и взаимоиндуктивности, выполненные на транзисторах, положительных и отрицательных емкостях [6], положительных и отрицательных сопротивлениях [25, 26], гираторах, оптоэлектронных приборах, реализуются единым технологическим процессом в составе ИС. Однако к. п. д. таких трансформаторов редко удается получить более 10%, в результате их применение ограничивается мощностями в десятые доли ватта и менее.

Четвертое направление заключается в поиске способов создания многофункциональных магнитных радиокомпонентов (ММРК), выполняющих не одну, а одновременно несколько функций за счет физической интеграции. Это направление оказалось одним из наиболее результативных. Технико-экономическая эффективность и актуальность, перспективность развития этого на-

правления подтверждаются практическими реализациями и научными исследованиями конкретных ММРК в СССР, США, Франции, Японии, ФРГ. Так, в течение трех последних лет число фирм и исследовательских центров, занятых разработкой различных устройств на основе ММРК, выросло с 3—7 до 27. Особенно расширился круг фирм, ведущих непосредственно работы по разработке и промышленному выпуску различных устройств питания РЭА, ЭВМ на основе ММРК. К. п. д., масса, объем, надежность устройств на ММРК резко повышаются, особенно в силовых устройствах РЭА.

1.2. Интеграция в магнитоэлектрических и электронных компонентах

Если обратиться к опыту интеграции в компонентах электронной техники, то можно выделить три типа функциональной интеграции (рис. 2).

Конструктивная интеграция — несколько элементов, компонентов оптимально сконструированы в виде единого модуля — унифицированного многофункционального изделия, в котором элементы конструкции каждый

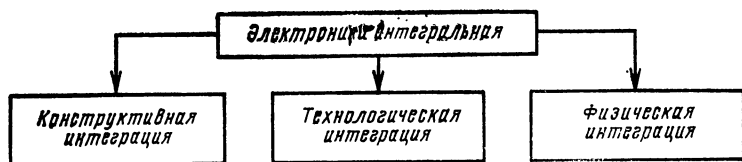


Рис. 2. Схема возможных типов интеграции

выполняет более одной функции. Например, многоэмиттерный транзистор, блок транзисторов, блок импульсных трансформаторов. При конструктивной интеграции энергетическую нагрузку на компоненты стремятся распределить так, чтобы габариты и масса интегрального компонента были минимальными. В зависимости от степени интеграции удается уменьшить габариты и массу в 1,3—1,4 и более раз [11].

Технологическая интеграция — изготовление многих идентичных или разнофункциональных элементов компонентов объединено единым непрерывным технологическим процессом изготовления в одно конструктивное

целое — интегральный многофункциональный компонент. Например, ИС и БИС. При технологической интеграции, как и при конструктивной, в интегральном компоненте физически всегда можно выделить составляющие его элементы.

Физическая интеграция—несколько физических явлений, свойств, эффектов совокупно используются для реализации многофункциональности в конструктивно-технологически едином компоненте и каждой функции невозможно физически выделить и соотнести отдельные элементы. Функциональная неразделимость означает, что отделение части многофункционального компонента, неявно связанной с выполнением той или иной функции, приведет к нарушению выполнения остальных функций. Примером физической интеграции может служить генератор на туннельном диоде [17], совмещенные двухдиапазонные антенны [106], циркуляторы-фильтры [92], устройства на разветвленных магнитных цепях [15, 18]. При физической интеграции многофункциональность компонента электронной техники достигается в основном не за счет увеличения числа элементов его составляющих, а за счет максимального использования одновременно различных физических свойств, явлений, эффектов.

В настоящее время идеи интеграции при конструировании широко используются в электротехнике, электронной технике и радиоэлектронике. Созданы электрические машины, в которых совмещены все или часть функций управляющих устройств с самим электродвигателем или генератором [7]. Разработанные в последние годы бесконтактные мотосины, в которых подвод тока к обмотке ротора осуществлен с помощью кольцевого трансформатора, совместили функции трансформатора, сельсина и электродвигателя. Трехфазный стержневой трансформатор также представляет собой органическое совмещение трех однофазных трансформаторов.

Перспективность перехода от дискретных полупроводниковых приборов к ИС и БИС во многих случаях очевидна [83—85]. Высказываются соображения о целесообразности и возможности перехода от отдельных компонентов к совмещенному узлу или устройству, построенному на базе управляемой непрерывной диэлектрической [5] и ферромагнитной среды [14, 15, 20].

В последние годы появились магнитоэлектрические материалы, обладающие взаимосвязанными свойствами магнетиков и диэлектриков и позволяющие реализовать невзаимное устройство типа гиратор без активных элементов [90].

Созданы совмещенные СВЧ антенны, работающие одновременно в двух диапазонах волн [106], интегральные магнитооптические совмещенные приборы [105], многофункциональные радиокомпоненты на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [95], многофункциональные ферритовые устройства СВЧ [97], например вентили-фильтры и др. Все эти многофункциональные компоненты электронной техники выгодно отличаются от схемных аналогов на дискретных элементах. Многофункциональность достигается за счет более полного использования одновременно различных физических явлений, эффектов в объеме вещества.

Принципы физической интеграции стали широко применяться при разработке магнитных радиокомпонентов. От запоминающих устройств, собранных из отдельных запоминающих трансформаторов с сердечниками из микронного пермаллоя, феррита или цилиндрических пленок, совершается переход к совмещенным на уровне доменов запоминающим устройствам на ортоферритах — материалам, способным под действием внешнего поля образовывать внутри отдельные магнитные домены цилиндрической формы. При использовании материалов с цилиндрическими магнитными доменами удается получить емкость в $1\,500\,000$ бит/см² на пластинке толщиной 50 мкм [8, 18]. Это означает, что на такой пластинке в среднем можно записать около 5000 слов. Время записи этих 5000 слов составляет 30 мкс и время считывания около 150 мкс. Высказываются соображения о построении в ближайшем будущем магнитных интегральных схем (МИС), выполняющих ряд логических и арифметических функций, функций пересчетных и распределительных устройств, преобразования сигналов и магнитной записи видеосигналов с неподвижной головкой [94], индикаторов визуального отображения информации [93].

В настоящее время в силовых устройствах для питания РЭА широко применяются параметрические трансформаторы и их разновидности. Эти трансформаторы являются многофункциональными магнитными

радиокомпонентами и одновременно выполняются следующие функции: трансформацию, стабилизацию, защиту, фильтрацию [20, 21, 34] и др.

1.3. Предпосылки к реализации физической интеграции в магнитных радиокомпонентах

Физическая интеграция открывает новые возможности для решения проблемы «тирании» количеств, повышения долговечности и безотказности в области разработки полупроводниковых, диэлектрических и других компонентов и является перспективной при разработке сравнительно низкочастотных (до единиц МГц) магнитных (магнитоэлектрических) радиокомпонентов (МРК).

Магнитные радиокомпоненты по сравнению с полупроводниковыми обладают следующими достоинствами:

— высокой надежностью и стойкостью к различным дестабилизирующим факторам (в частности, МРК выходит из строя при потоке нейтронов на несколько порядков больше, чем полупроводниковые компоненты), что связано с механизмом магнетизма, определяемым электронами внутренних оболочек, а не наружных;

— возможностью реализации заданных функций с меньшим числом или вообще без локальных неоднородностей в твердом теле типа $p-n$ -переход;

— функциональные преобразования происходят в объеме тела, а не в плоскости типа $p-n$ -переход;

— возможностью введения в магнитный материал пространственно-ортогональных сигналов, т. е. сигналов, взаимодействующих в квадратуре [19, 20, 22, 23];

— отсутствием шумов, связанных с дискретностью носителей при работе с ортогональным управлением в области насыщения;

— простотой осуществления развязки между цепями несущей и модулирующего сигнала при использовании скрещенного взаимодействия соответствующих полей или встречного включения (исключаются специальные элементы развязки);

— возможностью создания анизотропии в ферромагнетике при термомагнитной и механической обработке [91];

— возможностью оперирования информацией на уровне отдельных носителей — доменов (ортоферриты) [8, 18, 93, 94];

— низкой стоимостью ферромагнитных материалов и их доступностью;

— широкими технологическими возможностями изготовления МРК (вырубка штампами изделий из металлических лент, прессовка с калибровкой [2] из металлических порошков, литье под давлением, обработка на ультразвуковых установках, фотохимическое травление, обработка на лазерных технологических установках);

— технологическими возможностями повышения повторяемости магнитных параметров от экземпляра к экземпляру с помощью прессовки с калибровкой из металлических порошков, точно дозированных, или подбором режимов термоотжига;

— возможностью создания сравнительно просто технологически совмещенного конденсатора и катушки индуктивности типа «Индукон».

Предпосылки к осуществлению физической интеграции в низкочастотных аналоговых МРК основаны на трех основных положениях.

1. Существует топологическая дуальность, между электрическими связями в электрической цепи и магнитными связями в эквивалентной магнитной цепи [80]. Электрическому узлу соответствует магнитный контур и наоборот. Подобно электрической, магнитную цепь можно представить в виде соединения комплексных магнитных сопротивлений

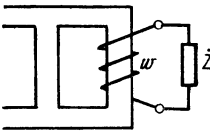
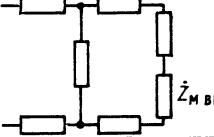
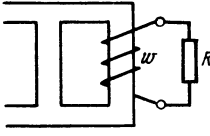
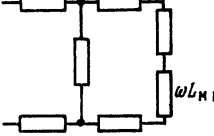
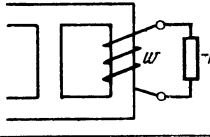
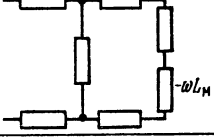
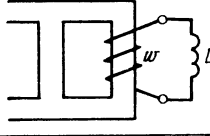
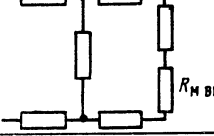
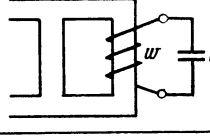
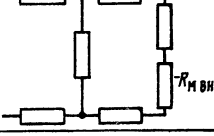
$$\dot{Z} = R_M + jX_M.$$

Если для упрощения пренебречь потерями в ферромагнетике и рассматривать его в линейном приближении при гармоническом воздействии, то, воспользовавшись понятиями м. д. с. \mathcal{F} и потока Φ , можно показать, что

$$\dot{Z}_M = \frac{\mathcal{F}}{\Phi} = R'_M + \frac{\omega X \omega^2}{|\dot{Z}|^2} + j\omega \frac{R \omega^2}{|\dot{Z}|^2} = R'_M + \dot{Z}_{M \text{ вн}},$$

где R'_M — собственное активное магнитное сопротивление ветви магнитной цепи, $R_M = R'_M + \omega X \omega^2 / |\dot{Z}|^2$; ω — число витков обмотки на ветви магнитопровода; \dot{Z} — комплексное электрическое сопротивление, подключен-

Таблица 1.1

Электрическое сопротивление	Вносимое магнитное сопротивление	Электромагнитная схема	Эквивалентная магнитная схема
\dot{Z}	$\dot{Z}_{\text{М ВН}}$		
R	$j\omega \frac{w^2}{R}$		
$-R$	$-j\omega \frac{w^2}{R}$		
$j\omega L$	$\frac{w^2}{L}$		
$-j \frac{1}{\omega C}$	$-\omega^2 C w^2$		

ное к обмотке, $\dot{Z} = R + jX$; $\dot{Z}_{\text{М ВН}}$ — вносимое в магнитную ветвь магнитное сопротивление.

Характер и выражения для вносимых магнитных сопротивлений в зависимости от подключаемых электрических представлены в табл. 1.1. В частности, ветвь магнитной цепи при сделанных допущениях будет иметь чисто реактивное магнитное сопротивление $X = \omega L_{\text{М ВН}} > 0$,

если выполнены следующие условия: $R'_m + \omega X \omega^2 / |\dot{Z}|^2 = 0$, $R'_m \neq 0$.

Из изложенного следует, что пассивной электрической цепи можно поставить в соответствие магнитную цепь, эквивалентную по выполняемым функциям.

2. Используются параметрические и нелинейные эффекты, основанные на реализации в МРК трансформатора с переменным во времени коэффициентом трансформации (время-вариантных трансформаторов) и с управляемым коэффициентом трансформации (управ-

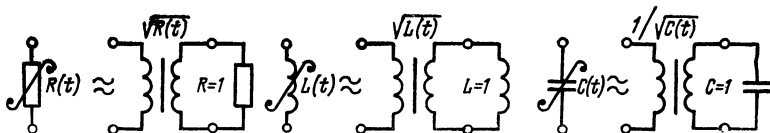


Рис. 3. Эквивалентное представление время-вариантных $R(t)$, $L(t)$, $C(t)$ с помощью постоянных R , L , C во времени и трансформатора с изменяющимся во времени коэффициентом трансформации по законам $\sqrt{R(t)}$, $\sqrt{L(t)}$, $1/\sqrt{C(t)}$ соответственно.

ляемые трансформаторы). Следует отметить, что синтез параметрических цепей из задачи чисто познавательной и теоретической в настоящее время превратился в актуальную проблему, тесно связанную с постоянно возникающими потребностями построения оптимальных систем связи [28], автоматического управления [29], телеметрии и т. п. Так, многие каналы связи можно представить линейными фильтрами с переменными параметрами, в которые дополнительно вводятся шумы. Параметрические двухполюсники с параметром, изменяющимся во времени по периодическому закону, составленные из однотипных элементов или R , или L , или C , позволяют реализовать функции синхронного, фазового детектирования, усиления — модуляции постоянной э. д. с. [30]. При синтезе параметрических цепей возникает потребность во время-вариантных резисторах $R(t)$, конденсаторах $C(t)$ и катушках индуктивности $L(t)$. Требующиеся при этом зависимости параметров указанных элементов от времени могут быть самыми различными. Время-вариантные резисторы, конденсаторы и индуктивности могут быть составлены из идеального время-вариантного трансформатора и соответственно время-инвариантных (постоянных во времени) рези-

сторгов, конденсаторов, индуктивностей (рис. 3) [20, 21].

С помощью управляемых трансформаторов, изменяя в каждом коэффициент трансформации соответствующим образом, можно строить нелинейные двухполюсники с различными характеристиками нелинейностей, в том числе и отрицательные двухполюсники.

3. В магнитных цепях сравнительно просто осуществляется скрещенное взаимодействие магнитных полей и, следовательно, параметрическая связь между входом и выходом. Характеристика $\mu(H)$ является четной и симметричной. Это позволяет, например, в параметрических силовых трансформаторах, работая в энергетически наиболее выгодном режиме (резонансе второго рода), иметь равными частоту питающего напряжения и частоту выходных колебаний [73]. Просто осуществляется симметричное линейное управление в феррорезонансных трансформаторах, управляемых потоком и используемых для построения устройств питания, в которых чем выше частота выходных колебаний, тем меньше габариты и масса [8, 82].

1.4. Магнитные поля в управляемых МРК

Управляемые МРК по характеру магнитных полей в них можно разделить на следующие группы [19, 22]:

- параллельные поля без постоянной поляризации,
- параллельные поля с постоянной поляризацией,
- скрещивающиеся поля без постоянной поляризации,
- скрещивающиеся поля с постоянной поляризацией.

Параллельные поля с постоянной поляризацией и без нее. На рис. 4 изображены идеализированная петля гистерезиса (а) и соответствующие ей временные изменения индукции B при наличии постоянного поля поляризации (б) и без него (в).

В отсутствие постоянного поля поляризации зависимость $B=B(t)$ содержит только четные косинусоидальные составляющие частоты, входного колебания, а при наличии постоянной поляризации — четные и нечетные составляющие. В первом случае выходной сигнал по сравнению с входным имеет удвоенную частоту. Такие поля можно использовать для усиления сигналов постоянного тока малого уровня. Преимуществом их

является то, что неидентичность сердечников не приводит к смещениям и дрейфам нуля, а сигнал на выходе отсутствует при отсутствии сигнала на входе. Однако усиление и трансформирование низкочастотных сигналов малого уровня остается проблемой вследствие значительных шумов Баркгаузена и тепловых шумов, связанных с потерями в сердечнике.

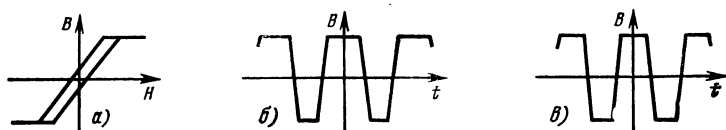


Рис. 4. Идеализированная гистерезисная петля материала (а) и соответствующие ей временные изменения индукции при наличии постоянного поля поляризации (б) и без него (в)

Для уменьшения потерь и шумов применяется режим квазинасыщения. Однако при таком режиме динамическая магнитная проницаемость μ_r оказывается небольшой, а глубина ее модуляции уменьшается, от чего уменьшается и коэффициент усиления усилителя. При усилении малых постоянных и квазипостоянных сигналов в узкой полосе частот от нуля до нескольких герц

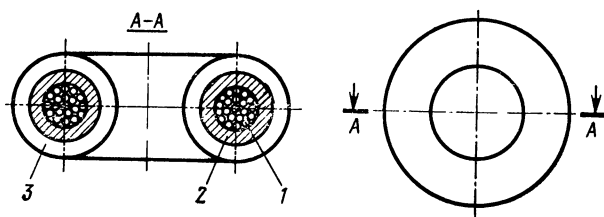


Рис. 5. Конструкция МРК, в котором магнитопровод (2) намагничивается взаимно ортогональными полями, создаваемыми соленоидальной (1) и тороидальной (3) катушками

шумы можно отфильтровать. Однако чувствительность зависит еще от степени симметрирования двух катушек и сердечников по магнитным проницаемостям, максимальным магнитным индукциям, коэрцитивным силам и температурным коэффициентам. При отсутствии сигнала на входе несимметричность приводит к появлению

на выходе сигнала с частотой $f_{\text{в}}$, а также к дрейфу нуля.

Скрещивающиеся поля с постоянной поляризацией и без нее. Поведение ферромагнитного материала при намагничивании его одновременно в двух взаимно перпендикулярных (ортогональных) направлениях исследовалось в ряде работ [19, 22—24, 31, 36, 78]. Способ реализации ортогональных магнитных полей в ферромагнитном материале иллюстрируется рис. 5.

В магнитопроводе (2) типа «Битор» внутри расположена соленоидальная (1), а снаружи — тороидальная (3) обмотки. Так как силовые линии магнитных полей этих обмоток взаимно ортогональны, то взаимоиндуктивная (трансформаторная) связь между обмотками отсутствует. Пусть по соленоидальной обмотке проходит постоянный ток, создающий постоянное поле поляризации, насыщающее магнитопровод.

Тогда по отношению к тороидальной обмотке при условии, что ее поле недостаточно, чтобы разориентировать домены, магнитопровод ведет себя аномально, проявляя существенно пониженное значение проницаемости и имеет потери, близкие к нулю. В отсутствие большого постоянного поля соленоидальной обмотки магнитопровод нормально проявляет свои магнитные свойства по отношению к тороидальной обмотке.

На рис. 6 представлен характер изменения петель гистерезиса $B_{\text{T}}(H_{\text{T}})$ по тороидальной обмотке при изменении степени насыщения сердечника от постоянного поля поляризации $H_{\text{с}}$ соленоидальной обмотки. На рис. 7 для МРК группы IV представлены пространственные векторные диаграммы полей. Если поле смещения \dot{H} намагничивает материал до насыщения M_{s} , а поле \dot{h} не выводит материал из насыщения, то при $\dot{H} + \dot{h}$ значение амплитуды вектора намагниченности остается неизменным $M = M_{\text{s}}$, а конец вектора \dot{M} лежит на дуге окружности радиуса M_{s} и его проекция на ось ox равна $M_{\text{s}} \sin \alpha$ (рис. 7, а).

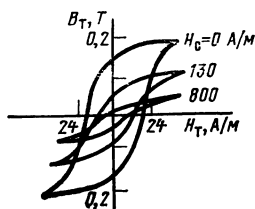


Рис. 6. Зависимость формы петли гистерезиса по направлению поля тороидальной обмотки $B_{\text{T}}(H_{\text{T}})$ от постоянного поля смещения $H_{\text{с}}$ соленоидальной обмотки в магнитопроводе из феррита марки 1000 НМ

В направлении ox проницаемость материала

$$\mu_x = 1 + 4\pi \frac{M_s \sin \alpha}{h}.$$

Если $\sin \alpha \approx \operatorname{tg} \alpha = h/H$, то $\mu_x \approx 1 + 4\pi M_s/h$. При этом, например, для феррита марки 2000 НМ при поле смещения $H \approx 3000$ А/м, т. е. практически глубоком насыщении в направлении Oy , проницаемость в направлении Ox остается довольно высокой ($\mu_x \approx 100$), а гистерезисные потери уменьшаются на порядок. Когда на

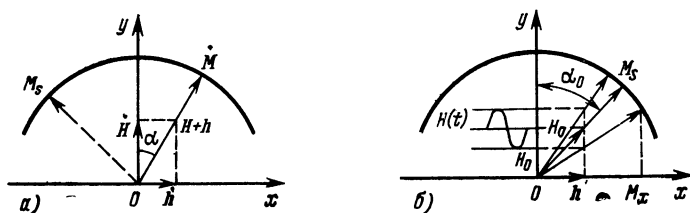


Рис. 7. Пространственные векторные диаграммы состояния намагниченности магнитопровода при наложении ортогональных магнитных полей с постоянной поляризацией

поле смещения H_0 (рис. 7,б), вводящее ферромагнитный материал глубоко в область насыщения, накладывается переменное поле накачки $H(t)$ этого же направления, намагниченность в направлении Ox будет

$$M_x = M_s \sin \alpha \approx M_s \frac{h}{H_0 + H(t)}.$$

Если

$$H \ll H_0, \quad M_x \approx M_s \frac{h}{H_0} \left[1 - \frac{H(t)}{H_0} \right],$$

$$\mu_x \approx 1 + 4\pi \frac{M_s}{H_0} \left[1 - \frac{H(t)}{H_0} \right] h.$$

Таким образом, в направлении Ox намагниченность M_x содержит постоянную $M_s h/H_0$ и переменную $M_s h H(t)/H_0^2$ составляющие. По величине M_x пропорциональна h , т. е. полю в направлении Ox , и при $h=0$ $M_x=0$. В действительности из-за несовершенства ортогональности полей существует паразитная остаточная M_x с частотой $f_{\text{в}}$ поля $H(t)$, что является недостатком.

Когда используются ортогональные поля без постоянной поляризации (группа Ш), магнитное состояние магнитопровода описывается другой пространственной векторной диаграммой (рис. 8). Если поле накачки $H(t)$ частоты f_B , приложенное в направлении Oy , имеет амплитуду, достаточную для насыщения материала сердечника, то при наличии, например, положительного поля сигнала h , направленного по оси Ox , конец вектора намагниченности $M(t)$ описывает траекторию E' при изменении $H(t)$ от максимального положительного до максимального отрицательного значения и E'' при изменении $H(t)$ от максимального отрицательного до максимального положительного значения. Проекция M_x состоит из постоянной и переменной составляющих. При этом последняя содержит только четные гармоники частоты f_B . В качестве выходного сигнала может быть использована вторая гармоника.

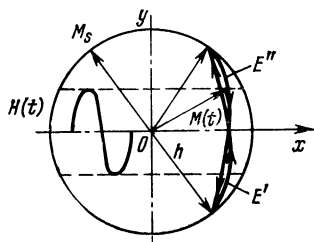


Рис. 8. Пространственная векторная диаграмма состояния намагниченности магнитопровода при наложении ортогональных полей без постоянной поляризации

Таким образом, для групп III и IV шумы Баркгаузена практически отсутствуют и не требуется, как в группах I, II, двух магнитных цепей, включаемых встречно для уничтожения паразитного сигнала частоты f_B .

При выборе вида взаимодействующих полей (параллельное или ортогональное) в зависимости от функционального назначения многофункционального МРК необходимо вести сравнение их еще по следующим электрическим показателям:

— коэффициенту λ — глубины модуляции проницаемости в направлении основного поля под воздействием управляющего поля:

$$\lambda = (\mu_{\max} - \mu_{\min}) / (\mu_{\max} + \mu_{\min}),$$

где μ_{\max} и μ_{\min} — максимальное и минимальное значения проницаемости в направлении основного поля под воздействием управляющего поля;

— коэффициенту k_{μ} нелинейных искажений проницаемости при управлении гармоническим полем

$$k_{\mu} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \Delta\mu_n^2 / \Delta\mu_1},$$

где $\Delta\mu_n$ — амплитуда n -й гармоники изменения проницаемости в направлении основного поля под воздействием гармонического управляющего поля;

— удельной реактивной мощности S , затрачиваемой в единице объема магнитной цепи по направлению управляющего поля (иногда $\cos \varphi$):

$$S = s \Delta B \Delta H,$$

где s — коэффициент пропорциональности; ΔB и ΔH — амплитуды индукции и напряженности поля управляющего сигнала; — добротности Q цепи по направлению основного поля.

1.5. Кривые намагничивания в пространственно-ортогональных полях

Кривые намагничивания ферромагнитной цепи при воздействии взаимно ортогональных в пространстве полей могут быть построены по кривым намагничивания в параллельных полях для данной цепи. Принцип построения основан на векторном сложении магнитных полей в изотропном ферромагнетике с учетом полей размагничивания. Предполагается, что потери в ферромагнетике малы, а векторы индукции \mathbf{B} и напряженности \mathbf{H} в пространстве совпадают.

Пусть имеется некоторая магнитная цепь, на которую воздействуют поля H_x , H_y , H_z , векторы которых в пространстве взаимно ортогональны. Если при этом по направлениям x , y , z имеются зазоры, то возникают поля размагничивания H_{xp} , H_{yp} , H_{zp} соответственно. В результате суммарные значения напряженностей полей оказываются уменьшенными и равными

$$\begin{aligned} H_{xm} &= H_x - H_{xp}, & H_{ym} &= H_y - H_{yp}, \\ H_{zm} &= H_z - H_{zp}. \end{aligned} \quad (1.1)$$

Если допустить [84], что размагничивающие поля пропорциональны намагниченностям по направлениям соответственно M_x , M_y , M_z , то

$$\begin{aligned} H_{xp} &= N_x M_x, & H_{yp} &= N_y M_y, \\ H_{zp} &= N_z M_z, \end{aligned}$$

где N_x, N_y, N_z — коэффициенты размагничивания соответственно по направлениям. С другой стороны справедливо

$$M_x = H_{xM} + \frac{1}{\mu_0} B_x \approx \frac{1}{\mu_0} B_x, \quad M_y = H_{yM} + \frac{1}{\mu_0} B_y \approx \frac{1}{\mu_0} B_y, \\ M_z = H_{zM} + \frac{1}{\mu_0} B_z \approx \frac{1}{\mu_0} B_z,$$

где μ_0 — магнитная проницаемость вакуума, и для ферромагнетиков намагниченность на несколько порядков больше напряженности магнитного поля. Тогда

$$H_{xp} \simeq n_x B_x, \quad H_{yp} \simeq n_y B_y, \quad H_{zp} \simeq n_z B_z, \quad (1.2)$$

где $n_x = \frac{1}{\mu_0} N_x$; $n_y = \frac{1}{\mu_0} N_y$; $n_z = \frac{1}{\mu_0} N_z$. Суммарные напряженность магнитного поля H_M и индукция B_M , действующие на изотропный ферромагнетик, равны

$$H_M = \sqrt{H_{xM}^2 + H_{yM}^2 + H_{zM}^2}, \quad B_M = \sqrt{B_x^2 + B_y^2 + B_z^2}. \quad (1.3)$$

Таким образом, кривая намагничивания $B_M(H_M)$ есть основная кривая, а значения индукций B_x, B_y, B_z по направлениям определяются как проекции вектора \vec{B}_M на эти направления:

$$B_x = \frac{H_{xM}}{\sqrt{H_{xM}^2 + H_{yM}^2 + H_{zM}^2}} B_M(H_M), \\ B_y = \frac{H_{yM}}{\sqrt{H_{xM}^2 + H_{yM}^2 + H_{zM}^2}} B_M(H_M), \\ B_z = \frac{H_{zM}}{\sqrt{H_{xM}^2 + H_{yM}^2 + H_{zM}^2}} B_M(H_M). \quad (1.4)$$

Кривые намагничивания магнитной цепи по взаимно ортогональным направлениям x, y, z строятся из функциональных зависимостей (1.4) растяжением их по оси абсцисс на соответствующие индукциям B_x, B_y, B_z значения размагничивающих полей (т. е. каждому текущему значению B_x должно соответствовать уже не поле H_{xM} , а $H_{xM} + n_x B_x$; B_y — не H_{yM} , а $H_{yM} + n_y B_y$; B_z — не H_{zM} , а $H_{zM} + n_z B_z$). С целью определения коэффициентов размагничивания n_x, n_y, n_z конкретной магнитной цепи для нее в направлениях x, y, z снимаются кривые намагничивания и накладываются на основную кривую

намагничивания ферромагнетика, из которого построена цепь. Затем строятся линии зависимостей полей размагничивания H_{xp} , H_{yp} , H_{zp} от индукции как разности значений абсцисс точек одинаковых значений индукций для основной кривой намагничивания ферромагнетика и кривой намагничивания цепи по соответствующему направлению. Коэффициенты n_x , n_y , n_z определяются как тангенсы угла наклона соответствующих линий размагничивания к оси абсцисс.

При постоянном поле смещения $H=H_0$ и ортогональном ему поле сигнала \dot{h} с частотой f_v (рис. 7,а) изменение намагниченности в направлении постоянного поля H_0 и, следовательно, изменение индукции B_2 в силу четности характеристики $\mu(H)$ происходит с частотой $2f_v$. При этом максимальное и минимальное значения индукции по направлению поля H_0 составляют при амплитуде поля сигнала h_m :

$$B_{2\text{макс}} = B_M(H_0), \quad B_{2\text{мин}} = \frac{H_0}{H_M} B_M(H_M),$$

где $H_M = \sqrt{H_0^2 + h_m^2}$. Амплитудное значение индукции в порядке второго приближения справедливо представить в виде

$$B_{2m} \approx \frac{1}{2} \left[B_M(H_0) - \frac{H_0}{\sqrt{h_m^2 + H_0^2}} B_M(H_M) \right].$$

1.6. Классификация многофункциональных магнитных радиокomпонентов

По режиму работы, принципу действия и используемым зависимостям ММРК удобно разделить на два больших класса: узкополосные (или моночастотные) и широкополосные. В зависимости от выполняемых функций целесообразно разделить ММРК на амплитудные, угловые и амплитудно-угловые. В соответствии с количеством выполняемых функций необходимо определить степень интеграции в ММРК. На рис. 9 представлена примерная схема классификации ММРК.

Узкополосные ММРК характеризуются, как правило, однократным взаимодействием несущей и сигнала информации или полей накачки и сигнала управления. В зависимости от того, по какому параметру несущей идет управление или преобразование, различают ампли-

тудные, частотные и фазовые ММРК. При этом возможны комбинации, когда наряду с управлением амплитудой происходит изменение фазы или наоборот. Иногда эти совмещения проявляются как паразитный эффект, но иногда вводятся специально. Например, с модуляцией амплитуды несущей для повышения помехоустойчивости периодически скачкообразно осуществляется изменение частоты несущей вдвое.

Широкополосные ММРК отличаются от узкополосных многократным взаимодействием полей и, следовательно, наличием периодической структуры с сосредоточенными или распределенными постоянными и переменными C , L , R . Для реализации последних, в частности, открываются широкие возможности с появлением магнетозлектриков [16, 91]. Многократное взаимодействие и бегущие волны в периодических структурах позволяют конкретно решать такие задачи, как широкополосное параметрическое усиление до 10 дБ в полосе 0—1 МГц при факторе шума около 3 дБ [22], широкополосные управляемые линии задержки [4], широкополосные фазовращатели — серродинные устройства для преобразования широкополосных спектров, в частности их сжатия, смещения по частоте с образованием одной боковой полосы [41], широкополосные модуляторные устройства с плавающей несущей.

В зависимости от числа функций, реализуемых в ММРК, вводится различие по степени интеграции. Так, вторая степень означает, что в ММРК интегрированы две функции, например функции трансформации и умножения частоты. В данной брошюре рассматриваются только узкополосные ММРК диапазона частот до единиц мегагерц.

Современное состояние развития ММРК в целом характеризует развитие теоретических основ анализа и синтеза пассивных линейных, нелинейных, параметрических цепей с применением машинных методов проектирования, для чего определяются и вводятся в действие основные базовые элементарные 4- и 6- полюсники [6, 10, 32, 76, 77, 87]. Для конкретных ММРК разрабатываются методы расчета с привлечением ЭВМ, основанные на составлении соответствующих интегрально-дифференциальных уравнений [36—38 и др.]. Рассмотрению режимов работы и схемных вариантов построения ММРК посвящены работы [9, 11, 14 и др.]. К сожалению, в большей части работ методы расчета, анализ режимов работы, а зачастую и схемное использование ведется только по одной функции. Развернулось широкое промышленное производство ряда ММРК, особенно силовых [34, 35 и др.]. Успешно ведутся фундаментальные поиски путей построения магнитных интегральных схем

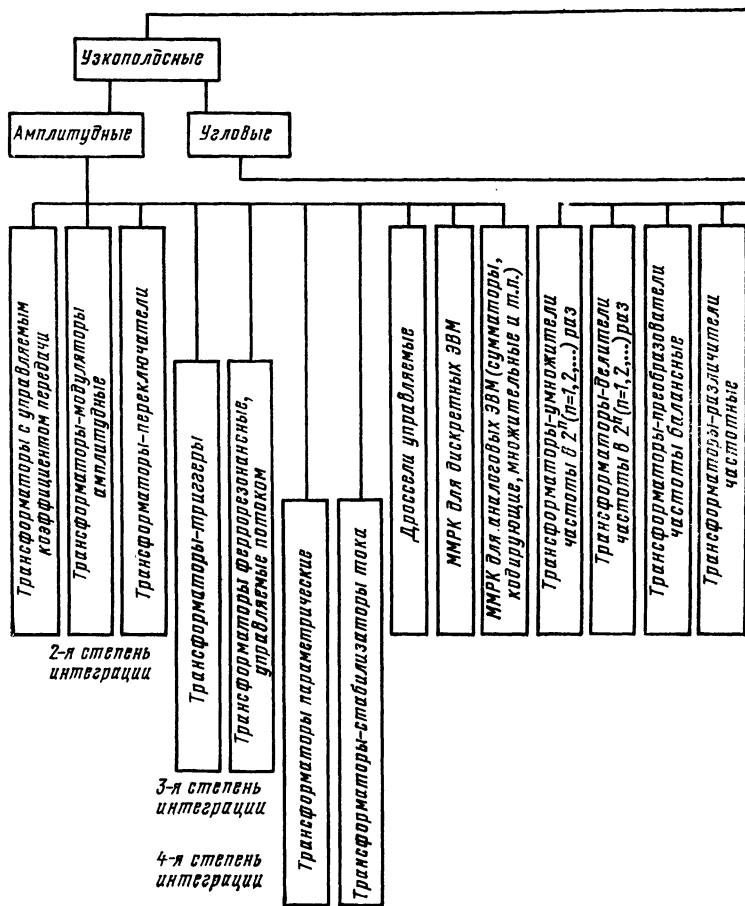
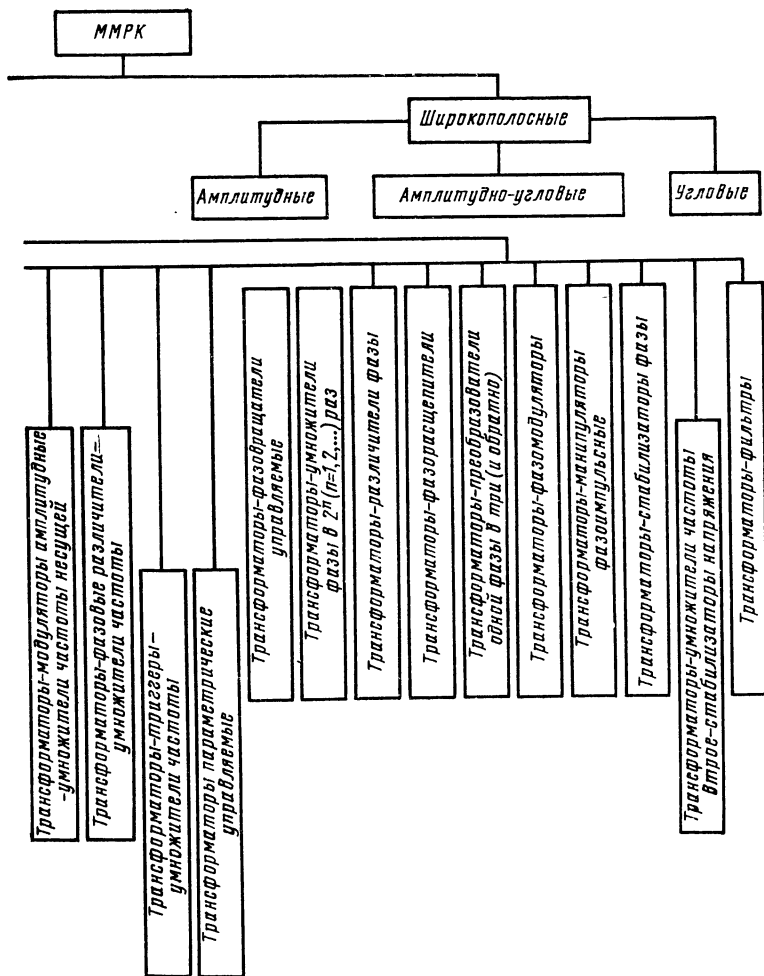


Рис. 9. Примерная схема

(МИС) и необходимых для этого ферро- и сегнетомагнитных материалов [8, 18, 90, 105]. Высказываются соображения, что МИС станут основой для построения ЭВМ. Исследуются различные физические явления в ферромагнетиках и возможные области их совместного использования, в том числе и в диапазоне СВЧ.

Трансформаторам с управляемым коэффициентом передачи посвящены работы [42, 44—49, 55]. В этих работах предлагаются различные конструкции и материалы магнитопроводов, электрические



классификации ММРК

схемы с параллельным и ортогональным управлением, представлены электрические характеристики.

Трансформаторы-модуляторы амплитудные, в том числе балансные, с подавлением несущей и трансформаторы-переключатели на различных формах магнитопроводов и тонких магнитных пленках с использованием параллельных и скрещенных магнитных полей описаны в работах [19, 24, 32 и др.]. Отмечается их высокая чувствительность до 10^{-12} Вт, высокие добротность, долговечность,

безотказность. Широкий диапазон рабочих температур от -100 до 100°C . Приводится описание магниторезистивных трансформаторов модуляторов с подавлением несущей, выполненных по балансной или мостовой схеме. Указывается на перспективность использования их для усиления слабых сигналов от термодатчиков. Изменение полярности входного сигнала постоянного тока регистрируется изменением фазы выходного сигнала на 180° .

Трансформаторы-модуляторы в качестве переключателей могут служить основой построения цепей для решения логических задач, например задач булевой алгебры. Их достоинством является высокая надежность по сравнению с релейными и другими аналогами [52, 54].

Широкополосные магнитные параметрические низкочастотные усилители на трансформаторах-модуляторах имеют малые входные сопротивления $R \approx 250$ Ом, низкий фактор шума около 3 дБ при коэффициенте усиления 10 дБ, полосе рабочих частот $0-500$ кГц и несущей 2,2 МГц [22, 67].

Трансформаторы-умножители и делители напряжения, трансформаторы-демодуляторы и т. п. для различных по назначению аналоговых ЭВМ в 1972—1973 гг. начали промышленно выпускаться в США [62].

Основными достоинствами трансформаторов-умножителей и делителей частоты, трансформаторов-умножителей, различателей и преобразователей фазы являются большая долговечность, высокие к. п. д., чувствительность и технологичность по сравнению со схемными аналогами [4, 19, 20] и др.

В работах [8, 15, 18] рассматривается вопрос о перспективности МИС на основе ортоферритов, магнитоэлектриков.

Развиваются многофункциональные магнитные радиокомпоненты СВЧ диапазона: циркуляторы-фильтры, вентили-фильтры, циркуляторы — линии задержки с использованием совместно свойств ферромагнетиков и магнитоэлектриков. Используются ЦМД для построения линий задержки, индикаторов, магнитной записи видеосигналов при неподвижной головке, развивается интегральная магнитооптика. Начинают использоваться магнитострикционные явления для построения генераторов импульсов, бесконтактного ввода информации в ЭВМ [91].

Параметрические трансформаторы — стабилизаторы напряжения [52, 54, 56 и др.] имеют коэффициент стабилизации до 30 и более при к. п. д. более 80%, $\cos \varphi \approx 0,8$; фильтруют помехи в полосе $0-1$ МГц (частота накачки ≈ 400 Гц) с силой 60 дБ, обладают защитой от перегрузок вплоть до к. з. и перенапряжений. В США, Франции, Японии с 1972 г. на основе параметрического трансформатора и его разновидности — управляемого потоком трансформатора начался широкий промышленный выпуск различных силовых устройств для питания РЭА. В качестве достоинств отмечаются выигрыш в массе, габаритах, к. п. д., надежности.

Появление магнитоэлектриков позволяет создать на их основе невзаимное устройство (гиратор) без использования активных элементов типа диодов, транзисторов. Такие магнитоэлектрики должны подчиняться соотношениям $\vec{D} = \epsilon \vec{E} + \gamma \vec{H}$, $\vec{B} = \mu \vec{H} + \gamma \vec{E}$, где \vec{D} , \vec{B} — вектора электрической и магнитной индукции; γ — коэффициент, характеризующий изменение электрической индукции под воздействием магнитного поля или изменение магнитной индукции под воздействием электрического поля. Создание подходящих магнитоэлек-

триков позволяет перейти к построению физически интегрированных сегнетомагнитных радиокомпонентов, в которых отсутствуют дискретные элементы и которые способны сочетать в себе целый набор различных функций. В отличие от ИС и БИС на электронных полупроводниках, представляющих собой набор дискретных элементов ($p-n$ -переходов), в ММРК на основе магнитоэлектриков интеграция многих функций будет происходить на основе управления параметрами единой среды, в которой протекают непрерывные магнитные и электрические потоки. В результате такие ММРК, по сравнению с ИС и БИС на электронных полупроводниках, потенциально должны быть более долговечны, безотказны, более эффективны энергетически, информативны на единицу объема, более стойки к воздействию гамма-нейтронного облучения и температуры.

2. Магнитные схемы для многофункциональных магнитных радиокомпонентов

2.1. Основные магнитные схемы для ММРК

Конструкции магнитных цепей, применяемых в настоящее время в ММРК, чрезвычайно многообразны, и наиболее распространенные из них будут представлены в гл. 3 и 4 при рассмотрении конкретных устройств. В схемном плане все магнитные цепи можно составить из четырех конструкций магнитопроводов: стержневой, броневой, мостовой, ортогональной.

Поскольку в ММРК коэффициент трансформации может изменяться во времени по заданному закону или по закону управляющего сигнала, то целесообразно рассмотреть возможности основных типов магнитопроводов (рис. 10) с позиций построения на них трансформаторов с управляемым коэффициентом трансформации. В идеальном случае коэффициент трансформации определяется как отношение числа витков выходной обмотки к числу витков входной. К сожалению, на практике электрическим путем не удастся изменить число витков и таким образом управлять собственно коэффициентом трансформации. Поэтому в реальных трансформаторах необходимо рассматривать управление не коэффициентом трансформации, а коэффициентом передачи по напряжению (току). Очевидно, эффективнее и

качественнее осуществлять изменение или управление коэффициентом передачи за счет перераспределения магнитных потоков между участками рабочей цепи, а не регулированием эквивалентных потоков рассеяния или намагничивания. Последние, не участвуя непосредственно в рабочем процессе, создают дополнительные энергетические потери, увеличивают габариты и массу изделия.

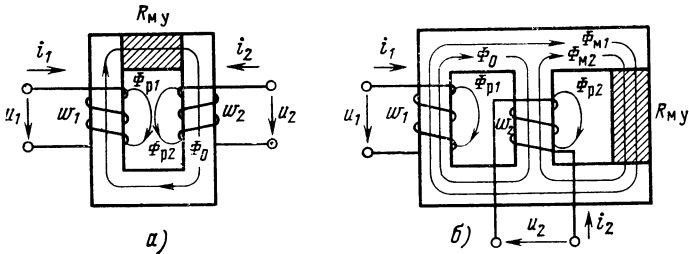


Рис. 10. Электромагнитные схемы простейших несимметрично управляемых трансформаторов на стержневом (а) и броневом (б) сердечниках

Коэффициент передачи является величиной комплексной. Поэтому необходимо рассматривать зависимость модуля и фазы коэффициента передачи от управляющего воздействия.

2.2. Простейшие схемы с несимметричным управлением

Простейшие схемы трансформаторов с управляемым коэффициентом передачи на основе стержневой и броневой конструкций магнитопроводов имеют несимметричное управление. В силу последнего изменение значения модуля коэффициента передачи происходит за счет перераспределения эквивалентного потока рассеяния (на броневом сердечнике) или потока намагничивания (на стержневом сердечнике). В обоих случаях расчет на заданные электрические и энергетические характеристики необходимо производить в режиме минимальных потоков рассеяния или намагничивания. Следовательно, для управления необходимо иметь дополнительный объем ферромагнитного материала.

Обе схемы, если пренебречь потерями в ферромагнетике, могут быть описаны системой уравнений

$$\omega_1 \frac{d\Phi_1}{dt} + r_1 i_1 = u_1, \quad (2.1)$$

$$\omega_2 \frac{d\Phi_2}{dt} + r_2 i_2 + u_2 = 0,$$

где $\Phi_1 = \Phi_{p1} + \Phi_{m1} + \Phi_0$; $\Phi_2 = \Phi_{p2} + \Phi_{m2} + \Phi_0$; Φ_{p1} и Φ_{p2} , Φ_{m1} и Φ_{m2} — потоки рассеяния и намагничивания от входной и выходной обмоток соответственно; Φ_0 — поток взаимосвязи входной и выходной обмоток; r_1 , r_2 — сопротивления входной и выходной обмоток; u_2 — напряжение с выходной обмотки на нагрузку.

Полагая токи, потоки и напряжения гармоническими и решая (2.1) относительно коэффициента передачи $k(j\omega)$ по напряжению, получаем выражения для модуля $|k(j\omega)|$ и фазы $\varphi(\omega)$ в виде

$$|k(j\omega)| = \frac{\omega L_{\sigma 1} n R_H}{\{[\omega L_{\sigma 1} (n^2 r_1 + r_2 + R_H) + \omega L_{\sigma 2} r_1 + \omega L_{\sigma 1} (r_2 + R_H)]^2 + \rightarrow$$

$$\rightarrow + [\omega^2 L_{\sigma 1} (n^2 L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}) - r_1 (r_2 + R_H) + \omega^2 L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}]^2\}^{1/2}},$$

$$\varphi(\omega) = - \arctg \frac{\omega^2 L_{\sigma 1} (n^2 L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}) - r_1 (r_2 + R_H) + \omega^2 L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}}{\omega L_{\sigma 1} (n^2 r_1 + r_2 + R_H) + \omega L_{\sigma 2} r_1 + \omega L_{\sigma 1} (r_2 + R_H)}, \quad (2.2)$$

где

$$L_{\sigma 1} = \frac{\omega_1 \Phi_0}{I_1}; \quad n = \frac{\omega_2}{\omega_1};$$

$$L_{\sigma 1} = \frac{\omega_1 (\dot{\Phi}_1 - \dot{\Phi}_0)}{I_1} = \frac{\omega_1 (\dot{\Phi}_{p1} + \dot{\Phi}_{m1})}{I_1};$$

$$L_{\sigma 2} = \frac{\omega_2 (\dot{\Phi}_2 - \dot{\Phi}_0)}{I_2} = \frac{\omega_2 (\dot{\Phi}_{p2} + \dot{\Phi}_{m2})}{I_2}.$$

Для стержневой конструкции магнитопровода

$$\Phi_{M1} \approx \Phi_{M2} = 0; L_{\sigma 1} = \frac{\omega_1 \dot{\Phi}_{p1}}{I_1} \approx \text{const},$$

$$L_{\sigma 2} = \frac{\omega_2 \dot{\Phi}_{p2}}{I_2} = \text{const},$$

$$L_{\sigma 1} = \frac{\omega_1^2}{R_{My} + R_M},$$

где R_{My} , R_M — магнитные сопротивления управляемой и неуправляемой частей стержневого магнитопровода. Из (2.2) можно установить, что с изменением R_{My} меняется значение $|k(j\omega)|$ в области низких частот (рис. 11).

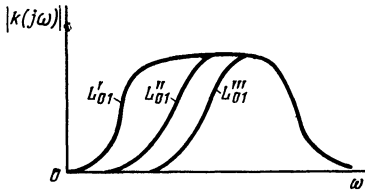


Рис. 11. Изменение модуля коэффициента передачи в стержневом несимметрично управляемом трансформаторе

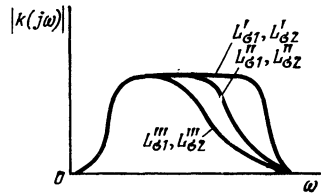


Рис. 12. Изменение модуля коэффициента передачи в броневом несимметрично управляемом трансформаторе

Для броневой конструкции магнитопровода при изменении R_{My} существенно меняется $L_{\sigma 1}$ и $L_{\sigma 2}$, что приводит к изменению $|k(j\omega)|$ в основном в области верхних частот полосы пропускания трансформатора (рис. 12).

Таким образом, в несимметрично управляемых трансформаторах стержневой и броневой конструкций управление модулем коэффициента передачи происходит за счет завала полосы рабочих частот в области нижних (для стержневой) или верхних (для броневой) частот. В обоих случаях это ведет к неэффективному использованию объема ферромагнитного материала и сужению полосы рабочих частот. Достоинством является конструктивно-технологическая простота.

2.3. Балансная схема

Балансная схема симметричного двухтактно управляемого трансформатора с встречным включением выходных (входных) обмоток на броневом магнитопроводе (рис. 13) при хорошем симметрировании половин выходных (входных) обмоток и их кернов обеспечивает практически отсутствие напряжения на выходе при наличии напряжения на входе. При полном рассимметрировании, когда управляемые магнитные сопротивления (на рис. 13 заштрихованные участки магнитопровода) $R''_{\text{МУ}}$ максимально (или минимально), а $R'_{\text{МУ}}$ минимально (или максимально), схема эквивалентна представленной на рис. 10,б с максимальными $R_{\text{МУ}}$ и V_2 . Для обеспечения симметричного двухтактного управления,

в схеме (рис. 13) задается начальное смещение по величине $R_{\text{МУ}}$. Правильный выбор начального постоянного смещения обеспечивает требуемую линейность динамической характеристики в заданном диапазоне. Наличие же симметричного (двухтактного) управления позволяет реализовать глубокое изменение модуля коэффициента передачи с сохранением исходной полосы пропускания рабочих частот без возрастания эквивалентного потока рассеяния или потока намагничивания за счёт перераспределения рабочих потоков между половинами входной обмотки.

Если пренебречь потоками рассеяния по сравнению с Φ'_2 и Φ''_2 , то балансная схема может быть описана следующей системой уравнений:

$$i_1 \omega_1 = a_{11} \Phi_1 + a_{12} \Phi_2, \quad \omega_1 \frac{d\Phi_1}{dt} + r_1 i_1 = u_1, \quad (2.3)$$

$$i_2 \omega_2 = a_{21} \Phi_1 + a_{22} \Phi_2; \quad \omega_2 \frac{d\Phi_2}{dt} + r_2 i_2 = 0,$$

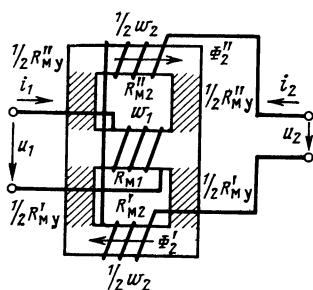


Рис. 13. Электромагнитная балансная схема симметричного двухтактно управляемого трансформатора с встречным включением выходных обмоток

где $a_{11} = R_{M1} + 1/4(R'_2 + R''_2)$; $a_{22} = 1/4(R'_2 + R''_2)$; $a_{12} = a_{21} = \pm 1/4 |R'_2 - R''_2|$; $\Phi_2 = \Phi'_2 - \Phi''_2$; $R'_2 = R'_{\text{МУ}} + R'_{\text{М2}}$; $R''_2 = R''_{\text{МУ}} + R''_{\text{М2}}$; $R_{\text{М}}$, R'_2 , R''_2 — магнитные сопротивления соответствующих участков магнитопровода без учета потерь в ферромагнетике; $r_2 = r_{2n} + R_{\text{П}}$, r_{2n} — сопротивление выходной обмотки; $R_{\text{Н}}$ — сопротивление нагрузки; r_1 — сопротивление входной обмотки.

Полагая токи, потоки и напряжения гармоническими, из (2.3) после несложных преобразований определяем выражения для модуля и фазы коэффициента передачи по напряжению в виде

$$|k(j\omega)| = \frac{|\dot{U}_2|}{|\dot{U}_1|} = \frac{\omega MR_{\text{Н}}}{\{[\omega^2(L_{11}L_{22} - M^2) - r_1r_2]^2 + \omega^2(L_{11}r_2 + L_{22}r_1)^2\}^{1/2}},$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\omega^2(L_{11}L_{22} - M^2) - r_1r_2}{\omega(L_{11}r_2 - L_{22}r_1)}, \quad (2.4)$$

где

$$L_{11} = \omega_1^2 \frac{a_{22}}{\Delta} = \omega_1^2 \frac{R'_2 + R''_2}{R_{\text{М1}}(R'_2 + R''_2) + R'_2R''_2};$$

$$L_{22} = \omega_2^2 \frac{a_{11}}{\Delta} = \omega_2^2 \left[\frac{4R_1}{R_{\text{М1}}(R''_2 + R'_2) + R'_2R''_2} + \frac{R'_2 + R''_2}{R_{\text{М1}}(R'_2 + R''_2) + R'_2R''_2} \right];$$

$$M = \omega_1\omega_2 \frac{|a_{12}|}{\Delta} = \omega_1\omega_2 \frac{|R'_2 - R''_2|}{R_{\text{М1}}(R'_2 + R''_2) + R'_2R''_2};$$

$$\Delta = \left| \begin{array}{cc} a_{11}a_{12} \\ a_{21}a_{22} \end{array} \right| = \frac{1}{4} [R_{\text{М1}}(R'_2 + R''_2) + R'_2R''_2].$$

Граничные нижняя $\omega_{0,7}^{(2)}$ и верхняя $\omega_{0,7}^{(1)}$ частоты полосы пропускания по уровню 3 дБ, определенные из соотношения

$$\frac{\omega^2(L_{11}L_{22} - M^2) - r_1r_2}{\omega(L_{11}r_2 + L_{22}r_1)} = \pm 1,$$

позволяют найти перекрытие по частоте в процессе управления как отношение граничных частот

$$\frac{\omega_{0,7}^{(1)}}{\omega_{0,7}^{(2)}} = \frac{1}{4} \left\{ \left[\frac{(L_{11}r_2 + L_{22}r_1)^2 + 4(L_{11}L_{22} - M^2)r_1r_2}{(L_{11}L_{22} - M^2)r_1r_2} \right]^{1/2} + \frac{L_{11}r_2 + L_{22}r_1}{V(L_{11}L_{22} - M^2)r_1r_2} \right\}.$$

В балансной схеме с встречным включением выходных (входных) обмоток и симметричным управлением удается получить перекрытие по полосе $\omega_{0,7}^{(1)}/\omega_{0,7}^{(2)} \approx 200$ при управлении модулем коэффициента передачи до 1000, коэффициенте нелинейных искажений менее 1%. Глубина модуляции модуля коэффициента передачи, обусловленная большим изменением разности потоков ($\Phi'_2 - \Phi''_2$), ограничивается остаточной асимметрией боковых кернов. Введением постоянного начального смещения удается уменьшить асимметрию до значения менее 1%. Схема управления строится так, чтобы поток смещения и поток управления складывались для одного и вычитались для другого боковых кернов, т. е. при уменьшении $R'_{\text{му}}$ увеличивалось $R''_{\text{му}}$ или наоборот. Остаточная асимметрия из-за неидеальности геометрии может быть еще уменьшена подачей дополнительного постоянного смещения для изменения только $R'_{\text{му}}$ или $R''_{\text{му}}$.

Благодаря указанным достоинствам балансная схема симметрично управляемого трансформатора может служить основой при построении таких амплитудных ММРК, как трансформаторы-балансные модуляторы, трансформаторы-триггеры, параметрические трансформаторы-сумматоры, трансформаторы — умножители и делители напряжения и др. Недостатки при управлении параллельными полями сопротивлениями $R'_{\text{му}}$ и $R''_{\text{му}}$ обусловлены трудностью защиты цепей управления от проникновения в них сигналов основной частоты, а при управлении ортогональными полями — сложностью конструкции магнитной цепи.

2.4. Мостовая схема

Электромагнитная схема мостового симметричного и двухтактно управляемого трансформатора на мостовом магнитопроводе (рис. 14) при хорошем симметрировании плеч моста обеспечивает практически отсутствие напряжения на выходе при наличии его на входе.

Если пренебречь потерями в ферромагнетике и потоками рассеяния по воздуху, то схему на рис. 14 можно описать следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} i_1 \omega_1 &= R_0 \Phi_0 + R_1 \Phi_1 + R_2 \Phi_2, & 0 &= R_3 \Phi_3 + R_4 \Phi_4 - R_2 \Phi_2 - R_1 \Phi_1, \\ i_2 \omega_2 &= R \Phi + R_3 \Phi_3 - R_2 \Phi_2; & \Phi_0 &= \Phi_1 + \Phi_4 = \Phi_2 + \Phi_3, \\ & & \Phi_1 &= \Phi + \Phi_2; \end{aligned}$$

$$\omega_1 \frac{d\Phi_0}{dt} + i_1 r_1 = u_1, \quad \omega_2 \frac{d\Phi}{dt} + i_2 r_2 = 0, \quad (2.5)$$

где R_0, R_1, R_2, R_3, R_4 — магнитные сопротивления соответствующих участков магнитопровода. Решение систе-

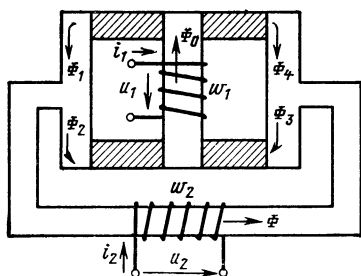


Рис. 14. Электромагнитная схема мостового симметричного двухтактного управляемого трансформатора

мы (2.5) в предположении гармоничности токов, напряжений и потоков относительно модуля и фазы коэффициента передачи по напряжению имеет вид

$$\begin{aligned} |k(j\omega)| &= \frac{\dot{U}_2}{U_1} = \\ &= \frac{\omega M R_H}{\{[\omega^2 (L_{11} L_{22} - M^2) - r_1 r_2]^2 + \omega (L_{11} r_2 + L_{22} r_1)^2\}^{1/2}}, \\ \varphi(\omega) &= \text{arctg} \frac{\omega^2 (L_{11} L_{22} - M^2) - r_1 r_2}{\omega (L_{11} r_2 + L_{22} r_1)}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где

$$L_{11} = \omega_1^2 \frac{a_{22}}{\Delta}; \quad L_{22} = \omega_2^2 \frac{a_{11}}{\Delta};$$

$$M = \omega_1 \omega_2 \frac{|a_{12}|}{\Delta};$$

$$a_{11} = R_0 + \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}; \quad a_{12} = \pm \frac{|R_1 R_2 - R_3 R_4|}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4};$$

$$a_{22} = R + \frac{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}; \quad \Delta = a_{11} a_{22} - a_{12}^2.$$

При симметричном двухтактном управлении должны выполняться условия $R_1=R_3$ и $R_2=R_4$. Если при этом выполнить конструкцию магнитного моста так, чтобы $R=R_0$, то выражения для L_{11} , L_{22} , M упрощаются:

$$L_{11} = \omega^2 \frac{2R + (R_1 + R_3)}{2(R^2 + R_1R_2) + 2R(R_1 + R_2)},$$

$$L_{22} = \omega^2 \frac{2R + (R_1 + R_2)}{2(R^2 + R_1R_2) + 2R(R_1 + R_2)},$$

$$M = \omega_1\omega_2 \frac{|R_1 - R_2|}{(R^2 + R_1R_2) + R(R_1 + R_2)}.$$

Сравнение (2.6) с (2.4) показывает, что мостовой симметричный двухтактно управляемый трансформатор по коэффициенту передачи эквивалентен баланскому симметричному двухтактно управляемому трансформатору. Следовательно, мостовая схема, как и балансная, может быть использована для построения аналогичных ММРК и с одинаковыми результатами. В зависимости от конкретных изделий выбор той или иной схемы определяется конструктивно-технологическими соображениями.

2.5. Схема с ортогональным расположением входной и выходной обмоток

На рис. 15 представлена одна из типичных электромагнитных схем управляемого трансформатора с взаимно ортогональным расположением входной и выходной обмоток. В такой конструкции трансформатора при стро-

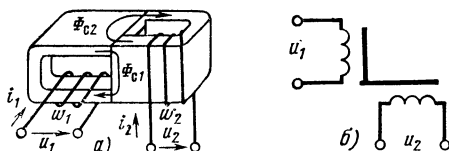


Рис. 15. Типовая конструкция управляемого трансформатора с взаимно ортогональным расположением входной и выходной обмоток

гой взаимной ортогональности двух С-образных магнитопроводов и симметричности участков каждого магнитопровода сигнал на выходе отсутствует при наличии входного. При постоянных полях смещения, создавае-

мых токами i_1 в обмотке w_1 и i_2 в обмотке w_2 , потоки Φ_{c1} и Φ_{c2} складываются в одной диагонально расположенной паре мест стыковки магнитопроводов и вычитаются в другой. В результате магнитные сопротивления мест стыка, где потоки складываются, и мест стыка, где потоки вычитаются, начинают существенно различаться. Такое нарушение симметрии в магнитных сопротивлениях мест стыков приводит при подаче переменного напряжения u_1 к появлению напряжения u_2 на выходе.

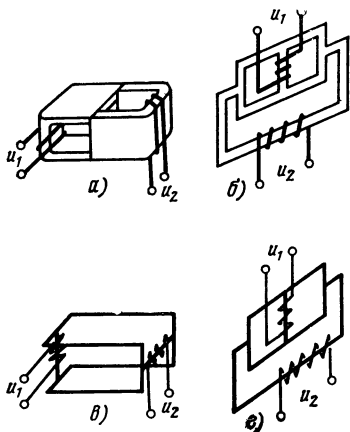


Рис. 16. Конструктивные преобразования, устанавливающие эквивалентность управляемого трансформатора с взаимно ортогональным расположением обмоток и управляемого трансформатора по мостовой схеме а)→в)→г)→б)

Изменением степени асимметрии магнитных сопротивлений мест стыков с помощью потоков Φ_{c1} и Φ_{c2} осуществляется главным образом управление коэффициентом передачи по напряжению в трансформаторе с ортогональным расположением входной и выходной обмоток.

Простейшими конструктивными преобразованиями схема исходной конструкции управляемого трансформатора с взаимно ортогональным расположением обмоток приводится к мостовой схеме управляемого трансформатора (рис. 16). Поэтому модуль и фаза коэффициента передачи по напряжению управляемого транс-

форматора с взаимно ортогональным расположением входной и выходной обмоток и управляемого мостового трансформатора описываются выражениями (2.6).

Таким образом, в функциональном плане балансная, мостовая и с взаимно ортогональным расположением обмоток схемы управляемых трансформаторов эквивалентны. Однако в зависимости от вида функциональных задач, рабочей частоты, величины мощности и т. п. конструкция той или иной схемы оказывается более предпочтительной.

В следующих главах при рассмотрении конкретных ММРК приводятся соображения и по выбору конструк-

ции. Необходимо обратить внимание на то, что в управляемом трансформаторе с взаимно ортогональным расположением обмоток (рис. 15) потоки входной и выходной обмоток в участках их максимального взаимодействия (участки стыка магнитопроводов) параллельны, а не ортогональны. Поэтому в местах стыка удается достичь наибольшего изменения проницаемости (гл. 1, § 1.4) на единицу управляющего поля или, как в случае параметрического трансформатора, поля накачки питающего тока.

В схемах балансного, мостового и с взаимно ортогональными обмотками управляемых трансформаторов по сравнению со стержневой и броневой схемами управление коэффициентом трансформации осуществляется без падения модуля коэффициента передачи в области низких и высоких частот полосы пропускания.

3. Амплитудные многофункциональные магнитные радиокомпоненты

3.1. Трансформатор-модулятор амплитудный

Использование в передающих устройствах [69] амплитудной модуляции связью обуславливает необходимость создания высокоэффективных реактивных управляемых радиокомпонентов в качестве устройств регулирования связи источника с нагрузкой. Эффективность управляемого радиокомпонента в этом случае тем выше, чем больше пропускаемая единицей объема мощность высокочастотной несущей, выше добротность по цепи несущей, выше крутизна управления величиной реактивности, ниже потери по цепи низкочастотного модулирующего сигнала и лучше развязка между цепями несущей и сигнала [32]. Такой радиокомпонент должен быть устойчив к воздействию окружающих условий. По сравнению с управляемыми конденсаторами наиболее полно перечисленным требованиям удовлетворяют ММРК с ортогональным управлением, построенные на трансформаторе по балансной схеме с встречным вклю-

чением выходных обмоток на магнитопроводе типа «Бинокль» (рис. 17).

Поскольку поля модулирующих обмоток $w'_{2\Omega}$ и $w''_{2\Omega}$ ортогональны полям выходных обмоток w'_2 и w''_2 соответственно, то это обеспечивает хорошую электрическую развязку между НЧ и ВЧ цепями без применения дополнительных развязывающих элементов. Балансная схема со встречным включением выходных обмоток w'_2 и w''_2 , а также выбор начального ортогонального сме-

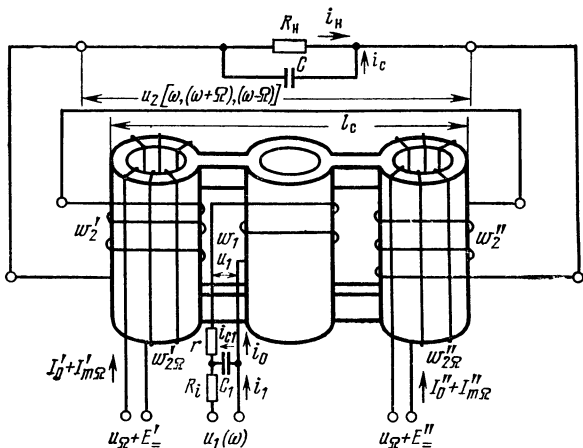


Рис. 17. Схема конструкции трансформатора — модулятора амплитудного на магнитопроводе типа «Бинокль»

щения крайних кернов на верхнем изгибе кривой намагничивания (с заходом в область насыщения путем подачи постоянных токов в обмотки $w_{1\Omega}$ и $w_{2\Omega}$) обеспечивают (см. гл. 1) высокую управляемость и высокую добротность по цепи амплитудно-модулированного ВЧ сигнала. Модулирующий сигнал частоты Ω подается на обмотки $w_{1\Omega}$ и $w_{2\Omega}$ в противофазе, а число витков в обмотках w'_2 , w''_2 и постоянное поле смещения их кернов выбираются такими, чтобы при максимально возможной амплитуде модулирующего сигнала достигалось заданное значение коэффициента модуляции. В течение обоих полупериодов модулирующего напряжения в каждый момент времени мгновенное значение ВЧ напряже-

ния на зажимах обмотки ω'_2 (или ω''_2) должно превышать напряжение на обмотке ω''_2 (или ω'_2). При этом в течение полупериода колебания модулирующего сигнала магнитное сопротивление керна с обмоткой ω'_2 (или ω''_2) должно уменьшаться, а керна с обмоткой ω''_2 (или ω'_2) — увеличиваться. В течение следующего полупериода характер изменения магнитных сопротивлений крайних кернов меняется на противоположный.

При 100%-ной модуляции в момент максимального мгновенного значения модулирующего напряжения магнитные сопротивления крайних кернов должны быть такими, чтобы амплитуды напряжений на обмотках ω'_2 и

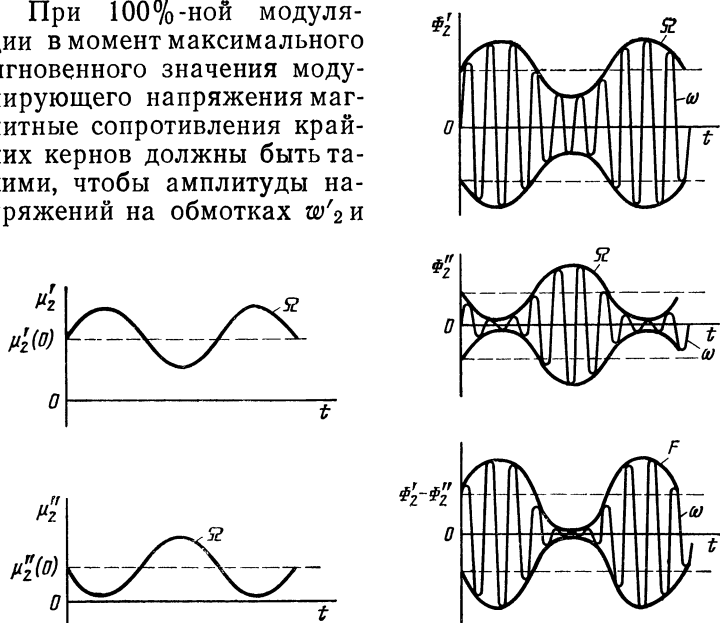


Рис. 18. Характер изменения магнитных проницаемостей и потоков крайних кернов по направлению поля ВЧ несущей при тональной модуляции в магнитопроводе типа «Бинокль»:

$\mu'_2(0)$, $\mu''_2(0)$ — исходные магнитные проницаемости, достигаемые с помощью постоянных смещений токами I'_0 и I''_0 в обмотках ω'_2 и ω''_2 ; ω, Ω — частоты несущей и модулирующего сигнала

ω''_2 сравнялись. Выходное напряжение ВЧ сигнала определяется разностью напряжений на обмотках ω'_2 и ω''_2 . Характер изменения магнитных проницаемостей μ'_2 и μ''_2 по крайним кернам в направлении поля ВЧ, а также характер изменения потоков Φ'_2 , Φ''_2 по крайним кернам и разностного потока $\Phi'_2 - \Phi''_2$, определяющего амплитуду выходного ВЧ напряжения, при тональной модуляции представлен на рис. 18.

Эквивалентная электрическая схема трансформатора-модулятора амплитудного по ВЧ цепи без учета конденсаторов C и C_1 не отличается от схемы управляемого трансформатора и описывается теми же интегрально-дифференциальными уравнениями (см. гл. 2). С учетом C и C_1 основная система уравнений имеет вид

$$e_1 = u_{c1} + u_{Ri}; \quad u_{c1} = \frac{1}{C_1} \int i_{c1} dt = ri_0 + W_1 \frac{d\Phi_1}{dt};$$

$$u_{Ri} = iR_i; \quad i = i_0 + i_{c1};$$

$$i_0 \omega_1 + i_2 \omega'_2 = h_1 l_1 + h'_2 l'_2 + 2h'_c l_c;$$

$$i_0 \omega_1 + i_2 \omega''_2 = h_1 l_1 + h''_2 l''_2 + 2h''_c l_c;$$

$$\omega_1 \frac{d\Phi_1}{dt} - \omega_2 \frac{d\Phi_2}{dt} + i_H R = 0;$$

$$i_2 = i_c + i_H; \quad i_H R_H = \frac{1}{C} \int i_c dt,$$

где h — ВЧ поле в соответствующем (обозначено индексом) участке магнитопровода; l_c — длина перемычки между боковым и центральным керном.

Если пренебречь магнитным сопротивлением перемычек между цилиндрическими частями магнитопровода, обеспечить с целью повышения добротности Q выходного контура режим работы крайних кернов постоянно насыщенным (выбором соответствующих H'_0 , H''_0 , H_m), учесть, что ограничение по минимуму объема v ферромагнитного материала наступает раньше из-за превышения допустимого значения коэффициента гармоник k_g , а не перегрева, то исходя из приведенной системы уравнений ориентировочный расчет трансформатора-модулятора амплитудного можно выполнить из следующих соотношений [32] (все физические величины представлены в системе СИ):

$$m \cong \left| \frac{\omega''_2 + \omega'_2}{\omega'_2 q - \omega''_2} \right| \frac{H_m}{H'_0}; \quad k_g \cong m \frac{N}{1 + 3N};$$

$$U_1 = \frac{U_H}{\sqrt{N \frac{R_H}{R_i}}}; \quad C \cong \frac{Q}{\omega R_H};$$

$$\omega_1 = \frac{U_1}{U_H} \frac{\omega C}{1 + q} \frac{H_m}{H'_0} R_H \left(\frac{\omega''_2}{\omega'_2} + 1 \right) \omega'_2;$$

$$q = \frac{\omega'_{2'}}{\omega'_{2}} - \frac{H_m}{H'_0} \left(\frac{\omega'_{2'}}{\omega'_{2}} + 1 \right); \quad q \cong \frac{H''_0}{H'_0};$$

$$\frac{\omega'_{2'}}{\omega'_{2}} = \left[\frac{H_m^2 (\omega CR_H)^2}{H'_0 (H'_0 - H_m)} - \left(\frac{\mu'_{2'}}{\mu_1} - \frac{H_m}{H'_0} \right) \right] \frac{\mu_1}{\mu_1 + \mu'_{2'}};$$

$$\mu'_{2'} = \frac{(1+q)l}{q_{\text{эфф}} \omega^2 C (\omega'_{2'} + \omega'_{2})^2};$$

$$C_1 = \left(\frac{\omega'_{2'} + \omega'_{2}}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{1+q} \left[\frac{\mu'_{2'}}{\mu_1} + \frac{(\omega'_{2'})^2 + q(\omega'_{2})^2}{(\omega'_{2'} + \omega'_{2})^2} \right] C;$$

$$q_{\text{эфф}} \cong \frac{U_1}{\omega \omega_1 B_{m1}}; \quad B''_{m2} = B_m \sqrt{\frac{S_2}{S_1} \frac{\mu'_{2'}}{\mu_1}} \cong B_{m1} \sqrt{\frac{\mu'_{2'}}{\mu_1}};$$

$$S''_{2'} = S'_{2'} = S_2 \cong S_1 = S;$$

$$S = \frac{P_H (H'_0)^2}{H_m^2} \frac{\mu'_{2'}}{\mu_1} \frac{1+q}{\omega CR_H};$$

$$V \cong \frac{S 2 \mu_0 \mu'_{2'}}{\omega (B''_{m2})^2}; \quad l = \frac{V}{q_{\text{эфф}}};$$

$$\mu''_{2'} \cong \mu'_{2'}; \quad \omega'_{2\Omega} = \frac{H'_0 l_{\Omega}}{I'_0};$$

$$\omega''_{2\Omega} = \frac{H''_0 l_{\Omega}}{I''_0}; \quad H'_{2m\Omega} = \frac{B_{2m\Omega}}{\mu_0 \mu'_{2\Omega}};$$

$$H''_{2m\Omega} = \frac{B_{2m\Omega}}{\mu_0 \mu''_{2\Omega}}; \quad B'_{2m\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{\Omega_{\text{макс}} \omega'_{2\Omega} q_{\Omega}};$$

$$B''_{2m\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{\Omega_{\text{макс}} \omega''_{2\Omega} q_{\Omega}};$$

$$I'_{2m\Omega} = \frac{H'_{2m\Omega} l_{\Omega}}{\omega'_{2\Omega}}; \quad I''_{2m\Omega} = \frac{H''_{2m\Omega} l_{\Omega}}{\omega''_{2\Omega}};$$

$$P_{\Omega} = \frac{1}{2} U_{\Omega} I'_{2m\Omega} + \frac{1}{2} U_{\Omega} I''_{2m\Omega},$$

где m — коэффициент глубины модуляции ВЧ колебаний; k_r — коэффициент гармоник; U_1 — амплитуда ВЧ колебаний на ω_1 ; U_H — амплитуда ВЧ колебаний в нагрузке; $H'_{2m\Omega}$, $H''_{2m\Omega}$ — амплитуды НЧ модулирующего поля; H'_0 , H''_0 — поля смещения по обмоткам $\omega'_{2'}$ и ω'_{2} ; μ_1 , $\mu'_{2'}$, $\mu''_{2'}$ — относительные магнитные проницаемости для потоков ВЧ по центральному и боковым сердцам; l — длина каждого сердца; l_{Ω} — средняя длина магнитной силовой линии для

НЧ поля по боковым кернам; $q_{эфф}$ — эффективная площадь сечения магнитопровода по направлению ВЧ поля; B_m , B'_m , B''_{m2} — амплитуды индукций по направлению ВЧ поля в центральном и боковых кернах; S — реактивная ВЧ мощность; V — объем ферромагнетика центрального и боковых ядер каждого; I'_0 , I''_0 — токи смещения в обмотках $w'_{2\Omega}$ и $w''_{2\Omega}$; $B'_{2m\Omega}$, $B''_{2m\Omega}$ — амплитуды индукций модулирующего поля по каждой из обмоток $w'_{2\Omega}$ и $w''_{2\Omega}$;

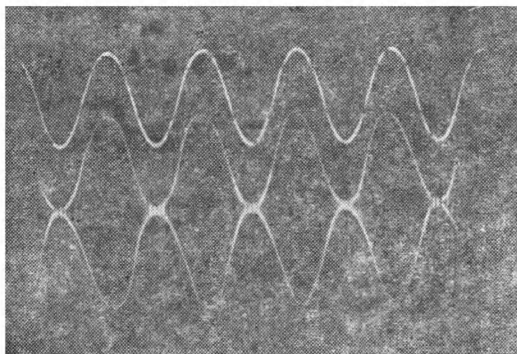


Рис. 19. Осциллограммы тонального сигнала модуляции и ВЧ АМ колебания (АМ осуществляется изменением связи с нагрузкой)

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м; $\mu'_{2\Omega}$, $\mu''_{2\Omega}$ — относительные магнитные проницаемости боковых ядер по направлению модулирующих полей; U_{Ω} — амплитуда модулирующего НЧ напряжения; Ω — максимальная частота модулирующего сигнала; q_{Ω} — площадь сечения боковых ядер в направлении модулирующего поля обмоток $w'_{2\Omega}$ и $w''_{2\Omega}$; $w'_{2\Omega}$, $w''_{2\Omega}$ — число витков обмоток НЧ на боковых кернах; $I'_{2m\Omega}$, $I''_{2m\Omega}$ — амплитуды модулирующих токов в обмотках $w'_{2\Omega}$ и $w''_{2\Omega}$; P_{Ω} — мощность модулирующего сигнала. Длину перемычек l_c между кернами выбирают из условия размещения обмоток в окне, а сечение — из условия неучета магнитного сопротивления перемычек.

Марка ферромагнитного материала выбирается с учетом работоспособности на частоте ω , с меньшими поте-

рями, минимальным уходом индукции насыщения B_s в диапазоне температур.

Трансформатор-модулятор амплитудный на магнито-проводе из феррита марки 200 НН2 был изготовлен, и обеспечивал в схеме генератора на транзисторе типа 2Т903Б с АМ на частоте 2,03 МГц полный к. п. д. АМ генератора 56% при $k_r=7\%$, $m=90\%$, $P_H=2$ Вт, $\Omega_{\text{макс}}=5$ кГц, $C=320$ пФ, $\omega_1=3$ вит., $\omega'_2=8$ вит., $\omega''_2=15$ вит., $C_1=3870$ пФ, $B_m \simeq 148 \cdot 10^{-4}$ Т, $B'_{m2}=B''_{m2}=113 \cdot 10^{-4}$ Т, $q_{\text{эфф}}=3,5 \cdot 10^{-5}$ м², $H'_0=1450$ А/м, $H''_0=1900$ А/м, $l=25 \times 10^{-3}$ м, $l_{\text{э}} \simeq 20 \cdot 10^{-3}$ м, $l_c \simeq 34 \cdot 10^{-3}$ м. На рис. 19 представлена фотография осциллограмм НЧ модулирующего сигнала и ВЧ АМ колебания, полученные на макете.

3.2. Трансформатор-триггер

При построении различных устройств РЭА, автоматики, следящих систем часто возникает задача коммутации цепей питания переменным током различных приборов по команде, поступающей в виде электрических импульсов определенной амплитуды и длительности. Например, коммутация цепей питания элементов систем визуального отображения информации. Как правило, требуется, чтобы коммутирующее устройство обеспечивало развязку по напряжению между состояниями «открыто» (питание подано) и «закрыто» (питание отключено) в 40 дБ и более, было долговечно, безотказно устойчиво к воздействию окружающих условий и имело практически неограниченное число переключений. Желательно, чтобы это коммутирующее устройство выполняло функции трансформации напряжения, защиты от перенапряжений и перегрузок, двухсторонней фильтрации и обладало оперативной памятью. Перечисленные функции можно реализовать в многоэлементном устройстве, которое для обеспечения неограниченного числа переключений должно быть выполнено бесконтактным и на надежных и стойких к окружающим воздействиям электронных элементах, компонентах. Однако соответствующий ММРК будет иметь меньшее число элементов, большую надежность и стойкость к окружающим воздействиям.

Это трансформатор-триггер (транстриггер), выполняющий одновременно функции трансформации, коммута-

ции, оперативной памяти, защиты от перенапряжений и перегрузок вплоть до к. з. и двухсторонней фильтрации [20, 21, 39, 40]. Транстриггер (рис. 20) — 8-полюсный ММРК, имеющий два входных зажима по цепи питания $e(t)$, два выходных, два зажима «запуск» и два «сброс». Входная цепь питания связана с выходной параметрической связью. Индуктивность выходной обмотки L_2 совместно с некоторой подключаемой емкостью C образует по выходу нелинейный параметрический контур.

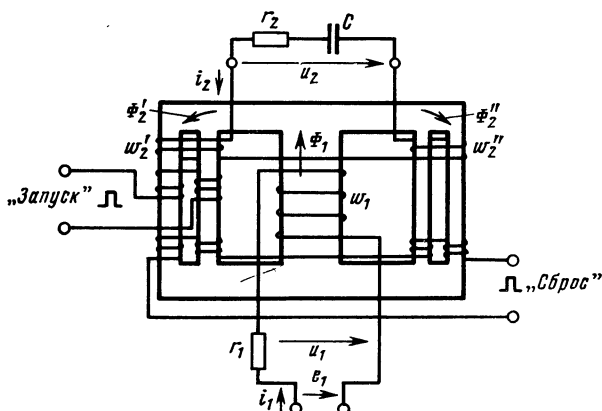


Рис. 20. Электромагнитная схема трансформатора-триггера

Известно, что в нелинейном контуре возможно существование двух и более устойчивых состояний колебаний по амплитуде [73]. В качестве нелинейного контура на НЧ в основном рассматривались различные варианты феррорезонансных контуров [64, 65], у которых амплитуды напряжений колебаний в двух ближайших режимах устойчивых колебаний различаются всего в 3—4 раза, т. е. развязка между состояниями «открыто» и «закрыто» очень мала по сравнению с транстриггером. Это одна из основных причин, ограничивающих использование феррорезонансных триггеров в качестве коммутирующих устройств.

В транстриггере (рис. 20) для повышения развязки «открыто» — «закрыто» выходные обмотки w_2' и w_2'' и керны, на которых они намотаны, выполняются симметричными. В результате напряжения, наводимые в обмотках w_2' и w_2'' , по амплитуде оказываются равными и

противофазными из-за встречного их включения. Напряжение питания u_1 частотой ω подается на входную обмотку ω_1 , и поток, создаваемый ей, равномерно распределяется в боковые керны. В силу полной симметрии боковых кернов и встречности включения выходных обмоток ω'_2 и ω''_2 выходное напряжение u_2 в состоянии «закрыто» в отличие от феррорезонансного триггера практически близко к нулю. Таким образом, в транс-триггере трансформаторная связь между входной и вы-

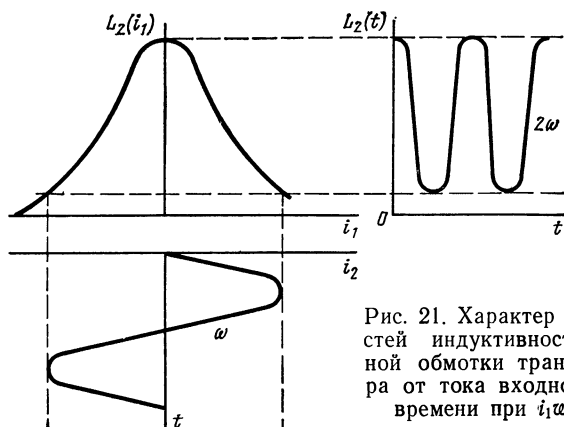


Рис. 21. Характер зависимостей индуктивности выходной обмотки трансформатора от тока входной цепи и времени при $i_1\omega_1 \gg i_2\omega_2$

ходной цепями отсутствует. Состояние «закрыто» было бы единственно возможным, если бы характеристика намагничивания магнитопровода была линейная. При наличии нелинейности в кривой намагничивания (например, переход в область насыщения) в выходной цепи транс-триггера можно возбудить устойчивые колебания энергетически наиболее эффективно на частоте ω источника входного напряжения u_1 .

Действительно, если ток i_1 изменяется с частотой ω , то индуктивность L_2 выходного контура меняется с частотой 2ω (рис. 21) и, следовательно, в выходном контуре могут параметрически возбуждаться устойчивые колебания с частотой ω источника питания. Для этого необходимо и достаточно, чтобы резонансная частота ω_0 выходного контура при данной амплитуде тока i_1 была не больше частоты питания ω , а глубина и скорость изменения L_2 при указанном i_1 были достаточны для компенсации потерь в контуре. Это означает, что, например, на частоте 400 Гц при $\omega_0 \lesssim \omega$ и 20% измене-

нии L_2 значение нагруженной добротности выходного контура должно быть не менее 2—3. При невыполнении условия $i_2\omega_2 \ll i_1\omega_1$, т. е. когда амплитуда колебаний в выходной цепи становится достаточно большой, начинает проявляться зависимость индуктивности L_2 выходной цепи не только от i_1 , но и от i_2 . И в этом случае все устройство в целом ведет себя как единая нелинейная колебательная система. Для существования колебаний частоты ω в такой нелинейной колебательной системе

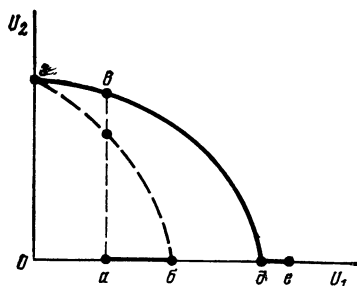


Рис. 22. Динамическая характеристика транстриггера. Штриховой линией обозначен неустойчивый участок характеристики

(при наличии потерь и амплитуды) напряжений на обмотках ω'_2 и ω''_2 начинают различаться. Динамическая характеристика транстриггера для $r_2+r_1=0$ представлена на рис. 22. На интервале $0—б$ значений амплитуд входного напряжения U_1 как отсутствие колебаний в выходной цепи (например, точка a), так и наличие колебаний (точка $б$) являются устойчивыми состояниями. На интервалах $б—д$ и $д—e$ существует только по одному устойчивому состоянию — наличие и отсутствие колебаний соответственно. При движении по ветви $двг$ от точки $д$ к точке $г$ сдвиг фаз между напряжениями на обмотках ω'_2 и ω''_2 меняется от нуля до 180° . Точке $д$ по магнитным потокам в боковых ядрах магнитопровода соответствует соотношение

$$\Phi'_2 = \Phi''_2 = 1/2\Phi_1 \neq 0,$$

а точке $г$ — соотношение

$$\Phi'_2 = -\Phi''_2 \neq 0, \Phi_1 = 0,$$

необходимо и достаточно, чтобы резонансная частота ω_0 контура была близка к частоте ω источника питания, а относительное изменение индуктивности L_2 было достаточным для компенсации имеющегося затухания в контуре.

В транстриггере при отсутствии колебаний в выходном контуре, когда $U_2=0$, напряжения на обмотках ω'_2 и ω''_2 равны по амплитуде $U'_2=U''_2$ и синфазны. При возникновении колебаний в выходном контуре фазы

т. е. точке z соответствует циркуляция магнитного потока по внешнему контуру магнитопровода при $U_1=0$ (затухание отсутствует).

Эта связь между магнитными потоками векторно представлена на рис. 23. Потоки Φ_2 и Φ_1 взаимно ортогональны во времени. Следовательно, напряжения на входе и выходе транстриггера сдвинуты относительно друг друга также на $\pi/2$ в отличие от обычного трансформатора. Если суммарное сопротивление больше

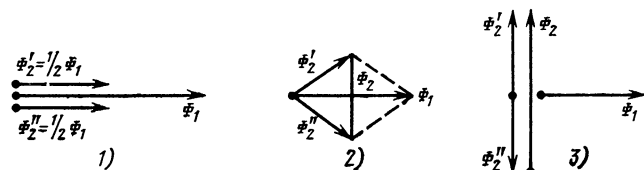


Рис. 23. Векторные диаграммы потоков в магнитопроводе транстриггера:

1 — точка d , 2 — точка a , 3 — точка z

нуля, то точка z — стык левой (штриховая) и правой (сплошная) ветвей динамической характеристики уже не может лежать на оси ординат, так как для поддержания колебательного процесса в выходной цепи необходимо наличие $U_1 > 0$ для компенсации $r_1 + r_2 > 0$. В этом случае динамическая характеристика имеет вид, показанный на рис. 24. Характер изменения амплитуды напряжения U_2 в зависимости от U_1 определяется направлением движения, что отражено стрелками.

Входному напряжению амплитуды U_{10} , если $U_{1c} < U_{10} < U_{1z}$, могут соответствовать два устойчивых состояния по амплитуде выходного напряжения 0 и U_{20} . Состояние, при котором $U_2 = 0$, называется «закрыто», состояние, при котором $U_2 = U_{20}$, называется «открыто». Для перевода транстриггера из состояния «закрыто» в состояние «открыто» достаточно на некоторое время рассимметризовать боковые керны магнитопровода, введя один из них, например, в насыщение. Это можно сделать, подавая импульс на вход «Запуск» (рис. 20). По окончании рассимметризирующего воздействия транстриггер может оставаться в состоянии «открыто» бесконечно долго. Для перевода транстриггера из состояния «открыто» в состояние «закрыто» достаточно временно

нарушить условие $\omega_0 \approx \omega$, введя в насыщение оба боковых ядра подачей импульса на вход «Сброс».

Для исключения проникновения питающего напряжения в цепи управления «Запуск», «Сброс» обмотки каждой выполняются в виде симметричных встречно-включаемых половин обмоток, размещенных на расщепленных боковых ядрах. Однако из-за несимметричности длин магнитных силовых линий по расщепленным ядрам и несинфазности наводимых напряжений на поло-

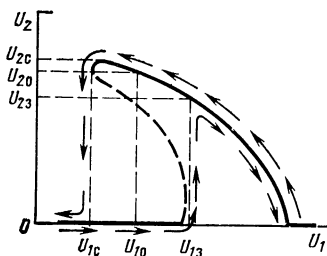


Рис. 24. Динамическая характеристика транстриггера при $R > 0$:

U_{1c} , U_{1a} — амплитуды входного напряжения запуска и срыва колебаний; U_{2a} , U_{2c} — амплитуды выходных колебаний при запуске и сбросе; U_{2o} , U_{1o} — амплитуды выходного и входного напряжений в рабочем режиме

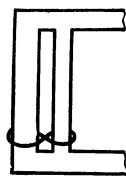


Рис. 25. Симметрирующий к. з. виток «восьмерка»

винах обмоток в цепи «Запуск» и «Сброс» возможно частичное проникновение напряжения питания недопустимого значения. Значение проникающего напряжения питания резко уменьшается, если на половинках расщепленных боковых ядер выполнить в виде восьмерки (рис. 25) по 2—3 короткозамкнутых витка. Запуск и сброс колебаний на выходе транстриггера может осуществляться импульсами соответствующей энергии. С ростом амплитуды входного напряжения U_1 растет ток i_1 и, как видно из рис. 20, падает среднее значение индуктивности L_2 , уменьшается добротность контура (рост потерь в магнитопроводе). В результате увеличивается резонансная частота ω_0 выходного контура и зависимость амплитуды U_2 от частоты ω питающего напряжения принимает вид, показанный на рис. 26. В диапазоне $\omega_2 < \omega < \omega_*$ возможен двухстабильный по значению амплитуды выходного напряжения U_2 режим работы транстриггера. В зависимости от направления движения стрелками по-

казан характер зависимости амплитуды напряжения U_2 от частоты питания ω .

Нагрузочная характеристика транстриггера представлена на рис. 27. При увеличении сопротивления r_2 (снижении добротности контура) амплитуда U_2 практически не изменяется до тех пор, пока энергия, потребляемая из цепи питания на изменение L_2 , будет не меньше энергии, рассеиваемой на r_2 . При нарушении этого условия колебания в выходном контуре срываются и по-

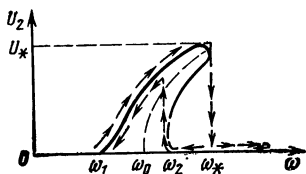


Рис. 26. Амплитудно-частотная характеристика транстриггера

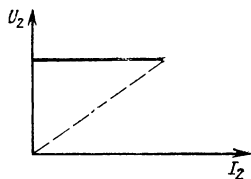


Рис. 27. Нагрузочная характеристика транстриггера

требление энергии из входной цепи питания резко уменьшается, этот режим близок к режиму холостого хода трансформатора. При к. з. выходных зажимов емкость C (рис. 20) замкнута, выходной колебательный контур отсутствует, колебания не возбуждаются и $U_2 \approx 0$.

Таким образом, многофункциональность транстриггера определяется:

трансформацией — соотношением витков ω_2/ω_1 , глубиной и скоростью изменения L_2 ;

коммутацией, оперативной памятью — наличие по амплитуде напряжения двухстабильного режима работы выходного контура при включенном питании;

защитой от перенапряжений и перегрузок вплоть до к. з. — при больших входных напряжениях из-за глубокого насыщения ферромагнетика резко падает среднее за период значение L_2 и резонансная частота контура ω_0 начинает превышать частоту питания ω , в результате колебания в контуре срываются. При значительных перегрузках энергия, потребляемая из цепи питания на изменение L_2 , не компенсирует потери в нагрузке и колебания срываются;

двухсторонней фильтрацией — провалы и выбросы во входном напряжении длительностью менее $1/2$ периода

колебаний практически не проходят на выход (подавление более 50 дБ), быстрые обратимые изменения нагрузки (r_2) практически не приводят к изменению тока, потребляемого по цепи питания, — это обусловлено невозможностью скачкообразного изменения энергии, накопленной в трансформаторе.

Если в схеме трансформатора (рис. 20) исключить емкость C , то она будет представлять собой схему управляемого балансного трансформатора. Для нее справедлива соответствующая система уравнений. Введение конденсатора приводит к нелинейному параметрическому дифференциальному уравнению типа Матве [73], имеющему зоны устойчивых и неустойчивых решений. В этом смысле трансформатор является управляемым индуктивным параметрическим генератором, работающим в жестком режиме колебаний. Возбуждение и срыв колебаний осуществляется подачей управляющих импульсов «Запуск», «Сброс» в соответствующие цепи управления.

Поведение трансформатора описывается системой

$$\omega_2 q_2 \frac{d(B'_2 - B''_2)}{dt} + i_2 r_2 + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt = 0,$$

$$i_2 = \frac{l_2}{2\omega_2} [H(B'_2) - H(B''_2)],$$

$$\omega_1 q_1 \frac{dB_1}{dt} + i_1 r_1 = \mathcal{E} \sin(\omega t + \theta),$$

$$i_1 = \frac{l_1}{\omega_1} H(B) + \frac{l_2}{2\omega_2} [H(B'_2) + H(B''_2)],$$

где $\omega'_2 = \omega''_2 = \omega_2$ — число витков выходной обмотки на боковом керне; $q'_2 = q''_2 = q_2$ — сечение боковых кернов; l_1, l_2 — высота центрального и бокового кернов; $H(B)$ — характеристика намагничивания магнитопровода.

Ориентировочный расчет трансформатора на основании приведенных уравнений может быть выполнен в следующем порядке.

1. Задано $U_{10\text{эфф}}$; $f = \omega/2\pi$, $I_{01\text{эфф}}$, C , $U_{20\text{эфф}}$.

2. Выбирается марка материала магнитопровода из соображений минимума потерь, максимальной индукции насыщения (B_s), работоспособности на частоте питания, толщины δ лент или пластин, например, для $f = 50$ Гц $\delta \approx 0,35$ мм, для $f = 400$ Гц $\delta = 0,15$ мм, для $f = 1000$ Гц

$\delta=0,08$ мм. Хорошо подходят для этих целей пермаллои типа 50Н и т. п. По основной кривой намагничивания строится или снимается экспериментально кривая намагничивания по первой гармонике.

3. На графике кривой намагничивания по первой гармонике (рис. 28) проводится прямая $H=kB$ так, чтобы точка пересечения (B_p, H_p), соответствующая значению амплитуды выходного напряжения U_2 в точке пересечения левой и правой ветвей динамической характе-

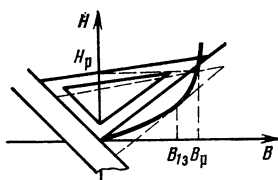


Рис. 28. Определение координат (B_p, H_p) пересечения левой и правой ветвей динамической характеристики трансформера в плоскости координат H, B

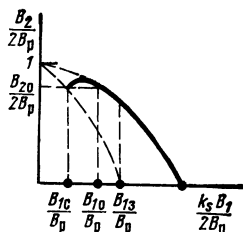


Рис. 29. Нормированная динамическая характеристика трансформера:
 $k_s = q_1/q_2 \approx 1,5$

ристики (рис. 24), лежала в области насыщения за изгибом.

4. По определенным в п. 3 значениям B_p и B_{13} рассчитывается отношение $B_{10}/B_p \approx 0,75 B_{13}/B_p$, где B_{13} — амплитуда индукции запуска, соответствующая напряжению U_{13} (см. рис. 24); B_{10} — амплитуда индукции в рабочей точке соответствующая U_{10} (см. рис. 24);

5. В координатах $B_2/2B_p$ и $k_s B_1/2B_p$ проводится окружность радиусом 1 и определяется $B_{20}/2B_p$ (рис. 29).

6. Вычисляется площадь сечения центрального керна q_1 (входного) и боковых q_2 :

$$q_1 \approx (0,8-1) \cdot 10^{-4} B_{10} [\text{м}^2];$$

$$q_2 \approx (0,17-0,25) \cdot 10^{-4} B_{20} [\text{м}^2].$$

7. Рассчитывается число витков входной ω_1 и выходных $\omega'_2 = \omega''_2 = \omega_2$ обмоток

$$\omega_1 = \frac{U_{10}}{2q_1 \omega B_{10}}, \quad \omega_2 = \frac{U_{20}}{q_2 \omega B_{20}}.$$

8. Вычисляется начальное значение индуктивности L_{2H} при бесконечно малых амплитудах колебаний и высота боковых кернов магнитопровода

$$L_{2H} \approx \frac{1}{\omega^2 C}, \quad l_2 \approx \frac{(\omega_2)^2 q_2 \mu_0 \mu_H}{L_{2H}},$$

где μ_H — относительная начальная магнитная проницаемость. Высота центрального керна равна высоте боковых. Длины перемычек между кернами выбираются из условия размещения витков ω_1 и ω_2 в окне и плотности тока в проводе не более 8 А/мм².

9. Вычисляется значение индукции срыва колебаний $B_{1c} \approx 1/2 B_{1z}$. По известным B_{1c} и B_{1z} рассчитывается ширина интервала триггерного эффекта в амплитудах напряжения U_{1c} и U_{1z} (п. 7).

10. Рассчитывается значение сопротивления

$$r_2 \approx \frac{\beta}{\alpha} \frac{1}{(\omega C)^2} \frac{B_{1c}^2}{\omega L},$$

где α и β — коэффициенты двучлена, аппроксимирующего кривую намагничивания по первой гармонике $H = H_1(B)$, равные

$$\alpha = 1/\mu_0 \mu_H, \quad \beta = (H_p - a B_p) / B_p^3.$$

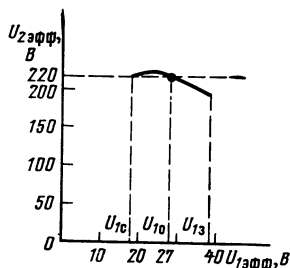


Рис. 30. Динамическая характеристика транстриггеров типа ТТр1 и ТТр2

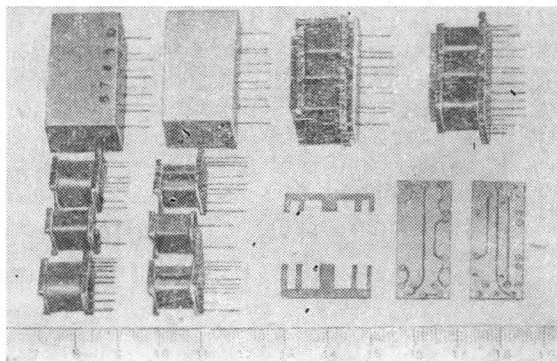


Рис. 31. Элементы конструкции и сборка транстриггера типа ТТр2

11. Рассчитываются эффективные значения токов по формулам

$$I_{1эфф} \approx \frac{1}{1,41} \left(\frac{l_1}{\omega_1} H_{10} + \frac{l_2}{\omega_2} H_p \frac{B_{10}}{B_p} \right),$$

$$I_{2эфф} \approx \frac{U_{20эфф}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 + r^2}}.$$

В промышленности выпускаются транстриггеры типов ТТр1 и ТТр2 400 и 1200 Гц (1000 Гц) соответственно. Динамическая характеристика их представлена на рис. 30.

Таблица 3.1

Наименование параметра	ТТр1	ТТр2	Аналог на реле РЭС-9	Аналог на тригоре 2У101Е
Напряжение на входе, $V_{эфф}$	27	27	220	220
Частота входного колебания, Гц	400	1200	—	—
Напряжение на выходе открыто — закрыто, $V_{эфф}$	220/10	220/10	220	220
Частота выходного колебания, Гц	400	1200	—	—
Емкость нагрузки, пФ	До 300	До 4000	До сотен тысяч	До 500
Ток по выходу, мА	До 35—40	До 35—40	До 35—40	До 35—40
Длительность импульсов запуска и сброса колебаний на выходе, мс	4	4	11	Уровень
Напряжение импульсов запуска (сброса), В	4/10	5/7	6	5/отключение питания 220 В
Ток импульсов [запуска (сброса), мА	15/30	6/6	80	Бесконтактная
Коммутация	Бесконтактная	Бесконтактная	Контактная	Бесконтактная
Число дискретных компонентов, шт.	2	3	5	5
Объем, см ³	8	5	10	8
Масса, г	32	18	50	
Безотказность, 10 ⁻⁶ 1/ч	1	1		6
Долговечность, ч	10 000	10 000		10 000
Стоимость при серийном производстве 10 000 шт./год, руб.	6—8	6—7	7	12

В табл. 3.1 представлены основные параметры транс-триггеров в сравнении со схемными аналогами.

На рис. 31 представлена фотография элементов конструкции и сборка транстриггера типа ТТр2. Два конденсатора монтируются на печатную плату сбоку к катушкам боковых кернов. Транстриггер до размещения в кожухе из терморепактивной пластмассы марки ДСВ обволакивается кремнийорганическим каучуком КЛТ-30 для защиты пермаллового сердечника от механических воздействий заливочного компаунда. Затем помещается в кожух и заливается компаундом ЭЗК-7. Технология изготовления пластин сердечника из пермаллоя 50Н и каркасов катушек такая же как и для низкочастотных трансформаторов согласования.

3.3. Параметрический трансформатор. Физические основы

Параметрический трансформатор (паратранс) является по существу низкочастотным индуктивным параметрическим генератором с определенной долей поведения обычного силового трансформатора. Паратранс в отличие от обычного трансформатора выполняет одновременно функции трансформатора, стабилизатора, защитного устройства, двухстороннего фильтра и при необходимости конвертора однофазного напряжения в трехфазное и обратно. Многофункциональность паратранса по перечисленным функциям делает особенно перспективным его применение в первую очередь в различных устройствах питания.

Паратранс можно построить по любой из рассмотренных в гл. 2 электромагнитных схем: балансной, мостовой, с взаимно ортогональным расположением обмоток. Достоинства и недостатки каждой связаны с конкретными условиями применения, требованиями и будут рассмотрены ниже. Основная схема паратранста, такой как она впервые была предложена для использования в устройствах питания, представлена на рис. 32 [74]. Два С-образных магнитопровода, взаимно развернутых на 90° (взаимно ортогональных) и состыкованных вместе, образуют магнитную цепь так, что только в местах стыка по четырем углам A, B, C, D потоки Φ_1 и Φ_2 взаимодействуют. Имеется входная w_1 и выходная w_2 обмотки. К выходной обмотке подключена емкость C , об-

разу с индуктивностью L_2 этой обмотки колебательный контур. К выходным зажимам подключена нагрузка. При подаче на вход напряжения u_1 с частотой ω и отсутствии колебаний в выходном контуре напряжение на выходе практически равно нулю (тепловые шумы). Поток Φ_2 бесконечно мал (тепловой шум), а поток Φ_1 не связан с обмоткой ω_2 и не наводит в ней э. д. с., вызывая лишь модуляцию индуктивности L_2 во времени. При наличии выходного напряжения u_2 образуется сравнимый

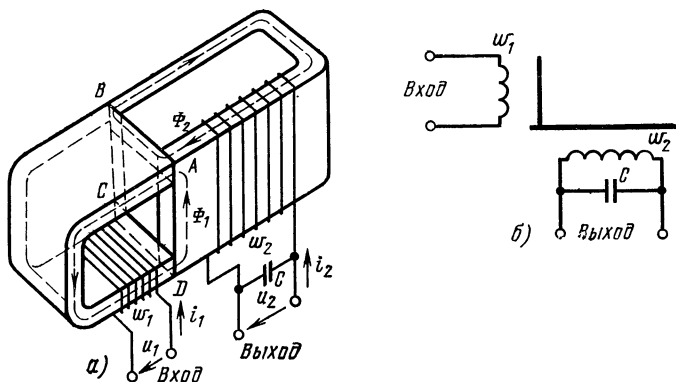


Рис. 32. Электромагнитная схема (а) и схемное обозначение (б) паратранса с взаимно ортогональными входным и выходным С-образными магнитопроводами

по амплитуде с Φ_1 поток Φ_2 , взаимодействующий с Φ_1 в местах стыка $ABCD$. В результате Φ_1 уже может изменять свой путь, приводя к изменению общей картины взаимодействия входа с выходом. Поэтому целесообразно рассматривать два режима работы паратранса: режим возбуждения колебаний $\Phi_2 \ll \Phi_1$ (или $i_2 \omega_2 \ll i_1 \omega_1$) и режим установившихся колебаний, когда Φ_2 сравним с Φ_1 .

Возбуждение колебаний в паратрансе обязано чисто параметрическому механизму передачи энергии и не связано с взаимоиндуктивной (поточковой) связью, как в обычном или феррорезонансном трансформаторе. На рис. 33 показаны электромагнитные схемы трансформатора и феррорезонансного трансформатора (ФРТ), из которых видно, что имеется поток связи Φ , создающий в выходной обмотке напряжение u_2 . Для э. д. с., возбуж-

даемой в электромагнитной системе, возможны два механизма передачи энергии — через потоковую и параметрическую связь. Для передачи энергии от источника накачки (напряжение питания на входе паратранса) в нагрузку за счет параметрической связи необходимо наличие

$$\mathcal{E} = \frac{d}{dt} [Li] = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (3.1)$$

Потоковая Параметриче-
связь ская связь

в выходном контуре тока i . Такой ток в виде тепловых шумов широкого спектра частот («белый» шум), в том

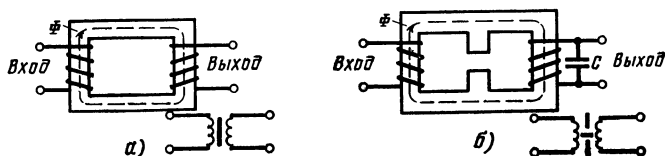


Рис. 33. Электромагнитные схемы и схемные обозначения трансформатора (а) и феррорезонансного трансформатора (б)

числе и частоты накачки ω , практически всегда присутствует в выходном колебательном контуре, находящемся при температуре выше абсолютного нуля. Для усиления этих шумовых колебаний частоты ω или ей кратных до величины, ограничиваемой верхним изгибом кривой намагничивания в области насыщения, необходимо выполнение некоторых условий, вытекающих из уравнения выходной цепи паратранса.

В паратрансе усиление от уровня шумов осуществляется за счет энергии, «выталкиваемой» из изменяющейся под воздействием входного тока $i_1(u_1)$ индуктивности L_2 выходной обмотки (параметрическое возбуждение). В результате эти условия сводятся к выполнению определенных соотношений, с одной стороны, между частотой ω питающего напряжения u_1 и резонансной частотой ω_0 выходного контура при бесконечно малых колебаниях в нем, с другой — между потерями в контуре и глубиной, а также скоростью изменения индуктивности L_2 . При возбуждении колебаний, когда i_2 мало, индуктивность L_2 почти линейно зависит от i_1 (см.

рис. 21) и изменяется с частотой 2ω , т. е. равной удвоенной частоте питающего напряжения ω (накачки).

Эквивалентная электрическая схема выходной цепи (рис. 34) содержит индуктивность $L_2(t)$ выходной обмотки. Закон изменения L_2 во времени для условий возбуждения колебаний без учета гистерезисных явлений в ферромагнетике удобно представить в виде (рис. 35)

$$L_2(t) \simeq L_{20} / (1 - m \cos 2\omega t), \quad (3.2)$$

где L_{20} — среднее значение индуктивности выходной обмотки; m — коэффициент глубины модуляции индуктив-

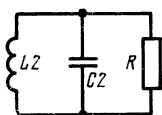


Рис. 34. Эквивалентная схема выходной цепи паратранса с изменяющейся во времени индуктивностью $L_2(t)$ выходной обмотки ω_2 (рис. 32)

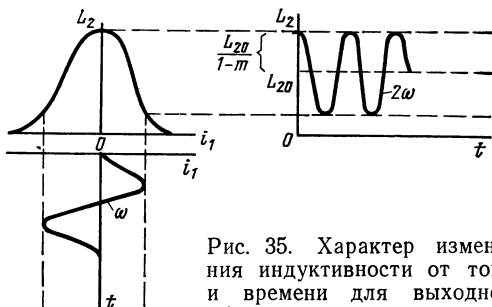


Рис. 35. Характер изменения индуктивности от тока и времени для выходной обмотки паратранса в режиме возбуждения колебаний

ности. Для выходной цепи паратранса в соответствии с ее эквивалентной электрической схемой на рис. 34 можно записать уравнение

$$\frac{d^2\Phi_{21}}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{d\Phi_{21}}{dt} + \frac{1}{L_2(t)C} \Phi_{21} = 0, \quad (3.3)$$

где Φ_{21} — поток выходной обмотки.

Это уравнение является нелинейным (L_2 нелинейная функция потока Φ_{21}) и параметрическим, так как L_2 меняется во времени. При $i_2\omega_2 \ll i_1\omega_1$ (режим возбуждения) можно допустить, что уравнение (3.3) линейное параметрическое и с учетом (3.2) может быть приведено к виду

$$\frac{d^2\Phi_{21}}{dt^2} + \gamma \frac{d\Phi_{21}}{dt} + \omega_0 (1 - m \cos 2\omega t) \Phi_{21} = 0,$$

а с введением переменных [52]

$$\omega t = Z \text{ и } \Phi_{21} \exp(\gamma Z / 2\omega) = \Phi_2$$

к уравнению типа Матье в каноническом виде

$$\frac{d^2\Phi_2}{dz^2} + (a_1 - 2q \cos 2Z) \Phi_2 = 0, \quad (3.4)$$

где

$$\gamma = \frac{1}{RC}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{L_{20}C};$$

$$a_1 = \frac{\omega_0^2 - \gamma^2/4}{\omega^2}; \quad q = \frac{m}{2} \frac{\omega_0^2}{\omega^2}.$$

Если положить $R = \infty$, т. е. нагрузка и потери отсутствуют, то $a = \omega_0^2/\omega^2$ и (3.4) сводится к уравнению Матье в каноническом виде (без затухания)

$$\frac{d^2\Phi_2}{dz^2} + (a - 2q \cos 2Z) \Phi_2 = 0. \quad (3.5)$$

Вид и устойчивость решений уравнения (3.5) зависят от значений коэффициентов a и q и представлены на рис. 36. Области сочетаний a и q , где решения (3.5) неустойчивы, соответствуют условиям возбуждения паратранса в режиме холостого хода и без потерь.

При этом в паратрансе допустимо возбуждение колебаний в выходном контуре с частотой $\omega_0 = \sqrt{a}\omega$, где $\sqrt{a} = 1, 2, 3 \dots$. Для этого необходимо настроить выходной контур на частоту ω_0 , соответствующей кратности и иметь глубину и скорость изменения L_2 большие, чем при $\omega_0 = \omega$. Однако при $\sqrt{a} > 1$ резко уменьшаются выходная мощность и к. п. д. Энергетически наиболее выгодному режиму работы паратранса соответствует $a = 1$ и $q > 0$, т. е. $\omega_0 = \omega$ и $m > 0$ (рис. 36). Поскольку a и q связаны, то при заданном значении коэффициента модуляции m (линия OO' связи a и q) возможно возбуждение паратранса в диапазоне значений a (между точками KK' линии OO'). Чем выше значение m , тем при больших отклонениях ω_0 от ω допустимо возбуждение паратранса.

При $a = 1$ и $q \ll 1$ приближенное решение уравнения (3.5) в зависимости от начальных условий имеет вид

$$\Phi_2 = \Phi_{20} \exp(m\omega t/4) \sin(\omega t - \pi/4)$$

или

$$\Phi_2 = \Phi_{20} \exp(m\omega t/4) \sin(\omega t - 3\pi/4). \quad (3.6)$$

Из (8.6) видно, что решение неустойчиво, т. е. возбуждение паратранса возможно, при $m > 0$. И далее выходной ток, а следовательно, и выходное напряжение u_2 в паратрансе может иметь одну из двух возможных фаз, отличающихся на π . Как и в транстринггере, выходное напряжение отстает или опережает входное по фазе на $\pi/2$.

Если потери и нагрузка существуют, т. е. R невелико, то выходная цепь в паратрансе описывается уравнением (3.4) с коэффициентами a_1 и q . Связь между a_1 и q определяется не только коэффициентом m , но и γ . По анало-

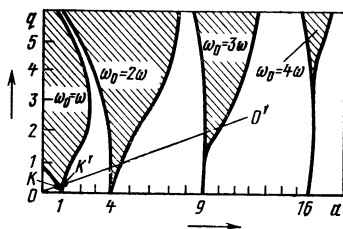


Рис. 36. Области (заштрихованные) неустойчивых решений (возбуждения паратранса) дифференциального уравнения Мат'е при отсутствии потерь и нагрузки

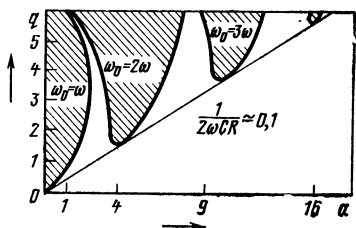


Рис. 37. Области (заштрихованные) неустойчивых решений уравнения Мат'е с учетом потерь (области возбуждения с потерями и нагрузкой) при $2/Q_n \approx 0,1$

гии с решением (3.6) для (3.5) решение уравнения (3.4) приближенно для $\omega_0/\omega \approx 1$ и $q \ll 1$ можно представить в виде

$$\Phi_2 \simeq \Phi_{20} \exp [1/4(m - 2\gamma/\omega)\omega t] \sin(\omega t - \pi/4) \quad (3.7)$$

или

$$\Phi_2 \simeq \Phi_{20} \exp [1/4(m - 2\gamma/\omega)\omega t] \sin(\omega t + 3\pi/4).$$

И в этом случае решение будет неустойчивым, а следовательно, возможно возбуждение колебаний в паратрансе уже не при $m > 0$, а при

$$m > 2\gamma/\omega = 2/(\omega CR). \quad (3.8)$$

Из (3.8) следует, что области возбуждения паратранса с потерями и нагрузкой ограничены кривыми, которые уже не доходят до оси a (рис. 37);

$$m = 2/\omega CR = 2/Q_n,$$

где Q_H — добротность нагруженного колебательного контура при $i_1\omega_1 > i_2\omega_2$. Чем больше затухание ($2/Q_H$) выходного колебательного контура, тем дальше от оси a отстоят минимальные значения областей возбуждения паратранса, т. е. тем выше для возбуждения должны быть значения m .

Таким образом, условия возбуждения колебаний в паратрансе в режиме энергетически наиболее эффективном имеют вид

$$\omega_0 \cong \omega, m \gtrsim 2/Q_H. \quad (3.9)$$

На стандартных частотах ω питания 50, 400, 1000 Гц практически реализуемые значения добротности Q_H в режиме возбуждения не превышают 5—10. Отсюда коэффициент m модуляции индуктивности L_2 должен быть более 0,2. В связи с необходимостью отбора максимальной мощности с единицы объема паратранса указанные значения Q_H сохраняются и при работе на частотах в десятки килогерц.

Установившиеся колебания в паратрансе наступают в результате ограничения роста амплитуды возбужденных колебаний нелинейностью кривой намагничивания при переходе в область насыщения ферромагнетика. При установившихся колебаниях амплитуда потока Φ_2 выходной обмотки становится сравнимой с амплитудой Φ_1 . При этом устанавливается близкий к $\pi/2$ фазовый сдвиг между Φ_2 и Φ_1 и мощность от источника питания на входе передается в нагрузку. Конденсатор выполняет роль цепи обратной связи в параметрическом генераторе, обеспечивая необходимый фазовый сдвиг и величину запасаемой реактивной энергии. Если у паратранса исключить выходной конденсатор C , а к выходной обмотке ω_2 приложить напряжение u_2 с частотой ω и соответствующим фазовым сдвигом относительно напряжения $u_1(\omega)$, то в ферромагнетике будет создан поток Φ_2 , не отличный от потока Φ_2 в режиме установившихся колебаний паратранса с конденсатором C . В этом случае мощность так же передается с входа на выход, а устройство есть трансформатор с взаимно ортогональным расположением обмоток (§ 2.4), управляемый потоком Φ_2 , рассиметрирующим места стыка двух ортогонально развернутых C -образных магнитопроводов $ABCD$.

Области с местами стыка (рис. 38) являются основными, где взаимодействуют потоки Φ_1 и Φ_2 . Можно до-

пустить, что в этих областях потоки Φ_1 и Φ_2 параллельны. Если м. д. с. $(i_2\omega_2)$ выходной обмотки пренебрежимо мало (условие возбуждения колебаний), а действует м. д. с. $i_1\omega_1$, то создается поток Φ_1 , протекающий от A к D и от B к C (рис. 38) и намагничивающий в первую очередь области стыка A, B, C, D по обычной кривой намагничивания (рис. 39) при $i_2\omega_2=0$. Если все области стыка идентичны, то они равномерно намагничиваются до насыщения.

Наличие $i_2\omega_2$, вызывающей Φ_2 , меняет картину. Пусть $i_2\omega_2=(i_2\omega_2)'$ такова, что вызывает глубокое на-

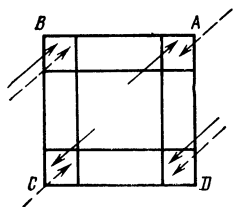


Рис. 38. Взаимодействие потоков в местах стыков взаимноортогональных входного и выходного С-образных магнитопроводов

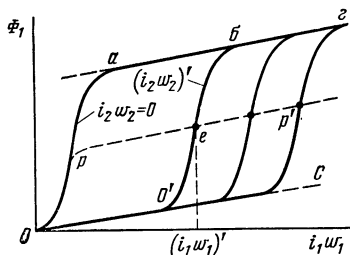


Рис. 39. Общий вид кривых намагничивания (без учета гистерезиса) ферромагнетика в трансформаторе с взаимно ортогональными входным и выходным магнитопроводами под воздействием м. д. с. $i_1\omega_1$ и $i_2\omega_2$

сыщение всех четырех областей взаимодействия. Тогда при увеличении $i_1\omega_1$ от нуля поток Φ_1 в соответствии с кривой намагничивания в области насыщения растет по линии oc . При этом в областях B и D (рис. 38) общая намагниченность остается приблизительно неизменной, а поток Φ_2 изменяется от точки z к точке b (рис. 39). В областях A и C намагниченность изменяется от b к a . Когда $i_1\omega_1$ по величине приближается к $i_2\omega_2$ (точка O'), поток Φ_1 начинает резко увеличиваться от точки O' по кривой $O'b$, параллельной кривой Oa , в то же время поток Φ_2 уменьшается от точки b по кривой bo' . Намагниченность областей B и D приблизительно соответствует точке b , а намагниченность областей A и C от точек a по кривой aO резко уменьшается.

В момент, когда $i_1\omega_1=(i_1\omega_1)'=(i_2\omega_2)'$, потоки Φ_2 и Φ_1 равны (точка e), при этом намагниченность областей

B и D приближенно соответствует точке b , a — областей A и C — точке O . Таким образом, при $i_1\omega_1=i_2\omega_2$, если не учитывать явления гистерезиса, а оба С-образных магнитопровода полагать симметричными, суммарный поток $\Phi_x=\Phi_1+\Phi_2$ (где $\Phi_1=\Phi_2$) через области A и C отсутствует и проходит лишь от B к D по диагонали магнитопроводов, образуя потоковую связь входной и выходной обмоток. Для различных $i_2\omega_2$ кривые намагничивания остаются параллельными, заключенными между двумя приближенно параллельными прямыми

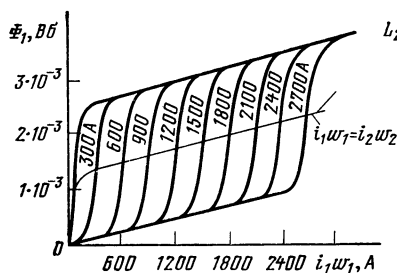


Рис. 40. Кривые намагничивания магнитопровода под воздействием м. д. с. $i_1\omega_1$ и $i_2\omega_2$ в трансформаторе с взаимно ортогональными входным и выходным магнитопроводами из стали марки Э360

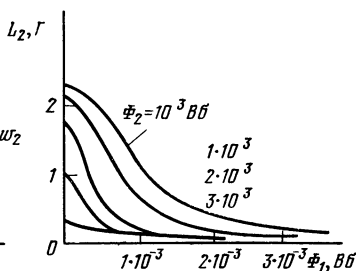


Рис. 41. Зависимость индуктивности выходной обмотки от потока Φ_1 при различных значениях Φ_2 в трансформаторе с взаимно ортогональными входным и выходным магнитопроводами

Oc и ag в области насыщения. Прямая pp' есть линия равных м. д. с., где

$$i_1\omega_1=i_2\omega_2.$$

Можно получить аналогичное представленному на рис. 39 семейство кривых $\Phi_2=f(i_2\omega_2; i_1\omega_1)$. Если входной и выходной С-образные магнитопроводы идентичны, то идентичны и семейства кривых. По этим семействам можно определить L_2 или L_1 как функции потоков Φ_1 и Φ_2 . На рис. 39 представлена картина в статике, в динамике же Φ_1 и Φ_2 изменяются во времени и сдвинуты по фазе. Это необходимо учитывать при определении зависимости $L_2=f(\Phi_1, \Phi_2)$. На рис. 40 представлены кривые намагничивания для идентичных входного и выходного С-образных магнитопроводов без учета явления гистерезиса (средины горизонтальных линий сечения петли

гистерезиса см. [68]) при воздействии двух м. д. с. $i_1\omega_1$ и $i_2\omega_2$. Кривые намагничивания $\Phi_2=f(i_1\omega_1, i_2\omega_2)$ в данном случае будут идентичны. Как видно из рис. 40, в силу полной симметрии кривые намагничивания для $i_2\omega_2>0$ могут быть построены по основной кривой намагничивания для $i_2\omega_2=0$. Выполняя решение $(\Phi_1/i_1\omega_1)\omega_2^2$, получаем значение L_1 в любой точке. Аналогичное справедливо для L_2 . Построенные таким образом зависимости L_2 от Φ_1 показаны на рис. 41.

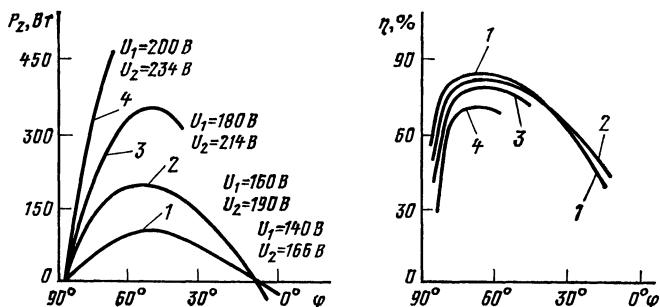


Рис. 42. Зависимости мощности (передаваемой с входа на выход) и к. п. д. от угла φ (фазового сдвига между питающими напряжениями u_1 и u_2) в трансформаторе с взаимно ортогональными входным и выходным магнитопроводами

Расчет на ЭВМ и экспериментальное исследование рассмотренного управляемого трансформатора при подаче на вход $u_1=U_1 \sin \omega t$ и на выход $u_2=U_2 \sin (\omega t+\varphi_0)$ показывают, что передаваемая с входа на выход мощность P_2 и к. п. д. η (рис. 42) зависят от значения угла φ_0 . При $\varphi_0=\pi/2$ мощность P_2 и η стремятся к нулю. В этом случае поперечное сечение каждого магнитопровода составляло $8,5 \times 2,9$ см, $\omega_1=270$ вит., $\omega_2=326$ вит., общая масса меди и стали 13,45 кг и частота питания $\omega=60$ Гц. Максимальное значение P_2 и η достигается при фазовом сдвиге $\varphi_0 \simeq 60-70^\circ$. Это говорит о том, что в паратрансе (см. рис. 32) при развороте входного и выходного С-образных магнитопроводов строго на 90° мощность $P_{\text{н}}$, передаваемая от входного источника питания в нагрузку, и η небольшие. Для увеличения в паратрансе $P_{\text{н}}$ и к. п. д. необходимо вводить между входным и выходным С-образными магнитопроводами раз-

ворот относительно 90° . При построении паратранса по схемам балансного или мостового управляемых трансформаторов также требуется эквивалентное рассимметрирование для повышения P_H и η .

Режим установившихся колебаний, как и режим возбуждения колебаний с учетом потерь и нагрузки, может быть описан уравнением (3.3), в котором уже необходимо учитывать зависимость L_2 не только от Φ_1 , но и от Φ_2 . Перепишем (3.4) в виде

$$\frac{d^2\Phi_2}{dZ^2} + \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{1}{CL_2} - \gamma^2 \right) \Phi_2 = 0. \quad (3.4')$$

Если зависимость L_2 от Φ_1 вновь принять вида

$$L_2 = L_{20} / (1 - m \cos 2Z), \quad (3.2')$$

а зависимость L_2 от Φ_2 определить из кривой намагничивания $H_2(B_2)$, аппроксимируемой полиномом (см. § 3.2, п. 10) $H_2 \simeq \alpha B_2 + \beta B_2^3$ вида

$$L_2 \simeq L / (1 + \zeta \Phi_2^2), \quad (3.10)$$

где

$$L = \omega^2 q_2 / (\alpha l_0); \quad \zeta = \beta / (\alpha q_2^2);$$

q_2 — площадь поперечного сечения выходного магнитопровода; l_0 — средняя длина магнитной силовой линии по полю H_2 , то зависимость L_2 одновременно от Φ_1 и Φ_2 , как следует из (3.2') и (3.10), может быть представлена в виде

$$L_2 \simeq \frac{L_{20}}{(1 - m \cos 2Z)(1 + \zeta \Phi_2^2)}. \quad (3.11)$$

Уравнение (3.4') с учетом (3.11) запишется как

$$\frac{d^2\Phi_2}{dZ^2} + \frac{1}{\omega^2} \left[\frac{(1 - m \cos 2Z)(1 + \zeta \Phi_2^2)}{L_{20}C} - \gamma^2 \right] \Phi_2 = 0$$

или с учетом допущений $\zeta m \ll \zeta \ll 1$, $\zeta m \ll m \ll 1$ и принятых выше обозначений в окончательном виде

$$\frac{d^2\Phi_2}{dZ^2} + (a' - 2q \cos 2Z) \Phi_2 - \zeta \alpha \Phi_2^3 = 0. \quad (3.12)$$

Уравнение (3.12) описывает установившийся процесс в выходной цепи паратранса и является параметрическим, нелинейным. Численно решить его можно на ЭВМ. Расчет установившегося режима паратранса на ЭВМ

может выполняться и непосредственно по уравнению (3.3) при наличии графически представленных зависимостей типа $L_2(\Phi_1, \Phi_2)$, показанных на рис. 40. Для выбора наиболее подходящего режима работы паратранса его можно промоделировать на аналоговой ЭВМ по эквивалентной электрической схеме. В то же время когда требуется предварительная оценка конструктивных и энергетических данных, то ориентировочный расчет паратранса можно выполнить следующим образом.

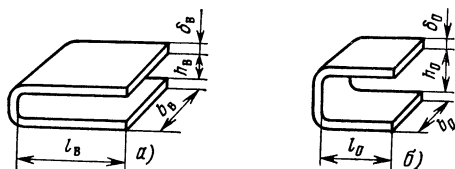


Рис. 43. Основные размеры входного (а) и выходного (б) магнитопроводов паратранса

1. Задаются размеры входного (рис. 43,а) и выходного (рис. 43,б) С-образных магнитопроводов. При работе на частоте 50 Гц можно рекомендовать магнитопроводы, размеры которых представлены в табл. 3.2.

Таблица 3.2

$P_n, \text{Вт}$	Входной магнитопровод, мм				Выходной магнитопровод, мм			
	δ_B	h_B	b_B	l_B	δ_0	h_0	b_0	l_0
10	11,0	6,0	28,0	34,0	7,5	13,0	28,0	30,0
15	12,0	8,0	32,0	39,0	8,5	15,0	32,0	32,0
25	15,0	10,0	40,0	49,0	11,0	18,0	40,0	40,0
40	17,0	11,0	45,0	57,0	12,0	21,0	45,0	47,0
60	19,0	12,0	50,0	65,0	13,0	24,0	50,0	54,0
100	25,0	14,0	64,0	76,0	18,0	28,0	64,0	62,0
160	27,0	17,0	71,0	90,0	19,0	33,0	71,0	73,0
260	32,0	20,0	84,0	106,0	22,0	40,0	84,0	84,0

При выборе марки материала магнитопровода руководствуются соображениями для силовых маломощных трансформаторов. Однако толщину ленты или пластин выходного магнитопровода желательно использовать тоньше из-за работы последнего в области насыщения ферромагнетика. При работе на частотах 50, 400, 1000 Гц

используются электротехнические стали марки Э340—Э360 с толщиной ленты 0,35, 0,15, 0,08 мм соответственно. Заданы мощность $P_{\text{н}}$ в нагрузке и амплитуда напряжения $U_{\text{н}}$ (нагрузка активная). Известны амплитуда U_1 и частота ω входного источника питающего напряжения.

2. Задаются амплитудой входной индукции $B_1 \simeq (0,7—1,0) \text{ Т}$ и рассчитывают число витков входной обмотки [3]

$$\omega_1 \simeq U_1 / (\omega q_1 B_1),$$

где q_1 — площадь поперечного сечения входного магнитопровода, м^2 .

3. Если напряжение $U_{\text{н}}$ мало (например, 12 В), то нагрузочную обмотку целесообразно выполнять отдельно от обмотки выходного колебательного контура (особенно при больших токах нагрузки, например, 10 А). Коэффициент трансформации n между напряжением на выходной обмотке и на нагрузочной целесообразно выбирать в пределах $n \lesssim 10$. Далее рассчитывают амплитуду напряжения на выходной обмотке U_{L_2} или выходном конденсаторе $U_C \simeq n U_{\text{н}}$.

4. Задаются амплитудой индукции в выходном магнитопроводе $B_2 \simeq (1,4—1,6) \text{ Т}$ и рассчитывают число витков обмотки выходного колебательного контура $\omega_2 \simeq U_C / (\omega q_2 B_2)$, где q_2 — площадь поперечного сечения выходного магнитопровода, м^2 .

5. Задаются ориентировочным значением добротности нагруженного выходного колебательного контура $Q_{\text{н}} \simeq 2—5$ и рассчитывают емкость конденсатора выходного колебательного контура

$$C = P_{\text{н}} Q_{\text{н}} / \omega (U_C)^2.$$

6. Рассчитывают число витков в нагрузочной обмотке

$$\omega_{\text{н}} = \omega_2 / n.$$

7. Ориентировочные значения L_{10} и L_{20} можно рассчитать по известным соотношениям. При этом значения магнитных проницаемостей в качестве исходных могут быть определены по кривой намагничивания данного ферромагнетика соответственно для L_{10} при B_1 и для L_{20} при B_2 . Далее по найденному значению L_{20} производится уточнение C и других величин.

8. Расчет сечения обмоточных проводов выполняется так же, как для силовых маломощных трансформаторов.

9. В процессе эксперимента соответствующим разворотом входного и выходного магнитопроводов относительно их 90° расположения добиваются максимальной мощности для заданного коэффициента стабилизации, уточняют точные данные катушек индуктивностей.

3.4. Характеристики паратранса

Многофункциональность паратранса обусловлена совместным использованием трансформаторной (потоковой) и параметрической связи между входом и выходом, свойств четности и нелинейности кривой намагничивания, свойств консервативной системы, каковой по существу является паратранс. В отличие от обычных параметронов, в которых частота выходного колебания в два раза ниже частоты накачки, в паратрансе частота выходного напряжения равна частоте источника питания. Независимо от схемно-конструктивного исполнения функциональные свойства и характеристики качественно остаются неизменными, изменяясь количественно. Поскольку все функции взаимно коррелированы, то сильное подчеркивание одних функциональных свойств паратранса приводит к снижению других.

Для сравнения в табл. 3.3 представлены функциональные возможности трансформатора, феррорезонансного трансформатора (ФРТ) и паратранса. Паратранс по сравнению с ФРТ обладает более высокими фильтрующими, защитными и стабилизирующими функциональными свойствами. Степень проявления функциональных свойств трансформатором, феррорезонансным трансформатором, паратрансом отражена в табл. 3.4. Следует особо отметить способность паратранса удерживать фазовый сдвиг на $\sim 90^\circ$ между входным и выходным напряжениями при изменении нагрузки.

К условным недостаткам паратранса можно отнести зависимость выходного напряжения от частоты питающего напряжения, которая характеризуется примерно (1—1,5) %-ным изменением амплитуды напряжения при 1 %-ном изменении частоты. Габариты и масса паратранса в 1,2—1,5 раза больше габаритов и массы эквивалентного по мощности трансформатора. Частотная зависимость паратранса, как будет показано ниже, либо

Таблица 3.3

Наименование	Трансформатор	ФРТ	Поратранс
Число элементов	3 (2 катушки, сердечник)	4 (2 катушки, сердечник, конденсатор)	4 (2 катушки, сердечник, конденсатор)
Возможность выполнения многих выходных обмоток	Да	Да	Да
Электрическая изолированность выхода от входа	"	"	"
Стабилизация напряжения на выходе при изменении входного на $\pm 10\%$	Нет	$\pm 1\%$	$\pm \frac{1}{4} \%$
Фильтрация напряжения питания	"	Слабая	> 50 дБ
Фильтрация напряжения по нагрузке	"	"	> 50 дБ
Защита от перегрузок	"	Частично	Да
Защита от низкого напряжения питания	"	Нет	"

Таблица 3.4

Испытание	Проявление		
	Трансформатор	ФРТ	Паратранс
К. з. выходная цепь	Высокий ток нагрузки	Примерно вдвое против номинала увеличивается ток нагрузки	Ток в нагрузке отсутствует
Входное напряжение уменьшилось на 50% от номинала	Выходное напряжение низкое (50% от номинала)	Выходное напряжение низкое (50% от номинала)	Выходное напряжение уменьшается до нуля
Напряжение прикладывается к выходным зажимам вместо входных	Напряжение есть на входных зажимах	Напряжение есть на входных зажимах	Напряжение отсутствует на входных зажимах
Фазовый сдвиг между входом и выходом	Постоянен около 180° (0°)	Сильно изменяется с нагрузкой	Постоянен около 90°

сравнительно просто компенсируется, либо используется как полезное свойство. Многофункциональность паратрансов при построении устройств питания на их основе позволяет получить выигрыш в габаритах и массах.

Трансформация и гальваническая изоляция выхода от входа. Коэффициент трансформации в паратрансе в отличие от трансформатора определяется не только отно-

шением ω_2/ω_1 , но и глубиной изменения индуктивности L_2 выходной обмотки на данной частоте питания. Как и в трансформаторе, в паратрансе можно выполнять несколько входных и выходных обмоток. При этом выходные обмотки выполняются изолированными от входных, что обеспечивает гальваническую изоляцию выхода от входа. Коэффициент трансформации в паратрансе может быть равным, больше и меньше единицы.

Защита от пониженных и повышенных напряжений питания обусловлена параметрическим характером воз-

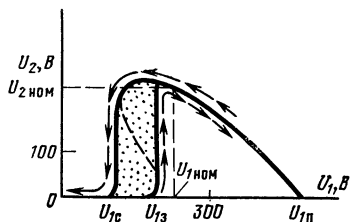


Рис. 44. Динамическая характеристика паратранса:

U_1 — амплитуда напряжения питания;
 U_2 — амплитуда выходного напряжения;
 \square — зона двухстабильного режима работы;
 \rightleftharpoons — зависимость U_2 от U_1 в функции направления обхода

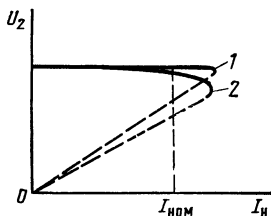


Рис. 45. Нагрузочная характеристика паратранса:
 1 — идеальная; 2 — реальная

буждения колебаний и передачи энергии от источника питания в нагрузку. Динамическая характеристика паратранса представлена на рис. 44. Паратранс обычно работает в зоне одностабильного состояния, и при номинальном значении амплитуды $U_{1ном}$ напряжения питания он возбуждается, создавая на выходе напряжение амплитуды $U_{2ном}$. Если амплитуда напряжения питания U_1 падает ниже $U_{1с}$, то колебания срываются, $U_2 \approx 0$ и потребление по цепи питания соответствует приблизительно режиму холостого хода (х. х.).

Если к входу паратранса приложена амплитуда питающего напряжения $U_1 < U_{1с}$, то колебания не возбуждаются, $U_2 \approx 0$, что соответствует режиму х. х. При $U_1 > U_{1ном}$ амплитуда U_2 уменьшается и, наконец, при $U_{1п}$ колебания убывают практически до нуля, т. е. $U_2 \approx 0$, что соответствует режиму х. х. Таким образом осуществляется защита нагрузки от понижения и повышения напряжения питания. На практике в паратрансе при

полной нагрузке, перегреве примерно в 60°C , к. п. д. $\approx 86\%$, $U_{\text{ном эфф}}=220$ В, при частоте 50 или 400 Гц удается реализовать $U_{\text{из эфф}} \approx (170-190)$ В и $U_{\text{ис эфф}} \approx (130-160)$ В.

Защита от перегрузок и короткого замыкания в паратрансе обусловлена необходимостью соблюдения условий существования режима установившихся колебаний. Это означает, что мощность, потребляемая в нагрузке и расходуемая на потери, должна компенсироваться мощностью, поступающей от источника питания за счет изменения параметра выходного колебательного контура — индуктивности L_2 выходной обмотки. Поскольку глубина

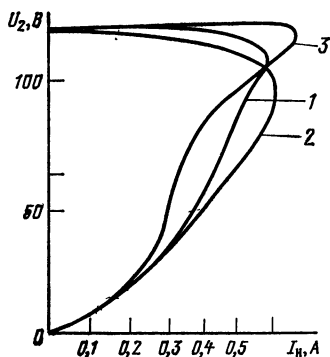


Рис. 46. Нагрузочная характеристика паратранса в зависимости от характера нагрузки: 1 — активная; 2 — индуктивная ($\cos \varphi=0,8$); 3 — емкостная ($\cos \varphi=-0,8$)

изменения параметра выходного колебательного контура — индуктивности L_2 выходной обмотки. Поскольку глубина

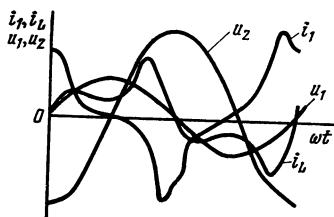


Рис. 47. Формы токов и напряжений в паратрансе

изменения L_2 ограничена областью насыщения кривой намагничивания, то ограничено и значение энергии, поступающей на данной частоте от источника питания в контур. В результате, когда суммарная мощность потерь и в нагрузке начинает превышать мощность, поступающую за счет изменения L_2 , нарушается условие существования колебаний (3.8') и колебания срываются. Потребление по цепи питания соответствует режиму х. х. Обычно реализуется режим, при котором превышение $I_{\text{ном}}$ на (20—25) % приводит к срыву колебаний в паратрансе.

Типичная нагрузочная характеристика паратранса представлена на рис. 45. При правильно выбранном сечении провода выходной обмотки, когда $r_{\text{пр}} \ll 1/\omega^2 C^2 R_{\text{н}}$,

где $r_{пр}$ — сопротивление провода обмотки ω_2 ; R_H — сопротивление нагрузки, нестабильность выходного напряжения паратранса при изменении тока нагрузки от $I_{ном}$ до х. х. не превышает (1—2) %. Если нагрузка принимает индуктивный или емкостной характер, то нагрузочная характеристика изменяет свой вид. На рис. 46 показаны нагрузочные характеристики паратранса. При замыкании выходных зажимов паратранса (к. з.) конденсатор C выходного контура закорачивается и колебания в контуре срываются. Так продолжается до восстановления нагрузки, и такой режим по значению потребляемого входного тока приблизительно соответствует режиму х. х. При номинальной нагрузке типичные формы входных i_1 и u_1 и выходных i_{L2} и u_2 для паратранса представлены на рис. 47. По входной цепи паратранса на частотах 50, 400, 1000 Гц, 20—50 кГц типичное значение $\cos \varphi = 0,8—0,4$, понижаясь от максимума к минимуму при уменьшении амплитуды входного напряжения от номинальной и нагрузки.

Фильтрующие свойства паратранса обусловлены невозможностью скачкообразного изменения энергетического состояния замкнутой консервативной системы, каковой по существу является паратранс. У паратрансов на частоте 50, 400 Гц подавление выбросов и провалов в напряжении питания при прохождении их на выход, а также подавление проникновения скачкообразных изменений тока нагрузки в цепь питания в полосе частот до единиц мегагерц составляет 50—60 дБ. На рис. 48 показаны характерно искаженные формы входных и соответствующие им формы выходных напряжений. Практически выбросы, в 2—3 раза превышающие амплитуду входного напряжения, и провалы до нуля не проявляются в выходном напряжении в третьем приближении. Значительные выбросы во входном напряжении вводят магнитопровод в область глубокого насыщения, не при-

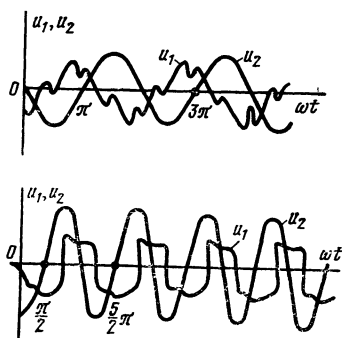


Рис. 48. Формы искаженных входных и соответствующие им формы выходных напряжений в паратрансе

водя к сколько-нибудь существенному увеличению глубины модуляции индуктивности L_2 , т. е. не увеличивают значения коэффициента m .

Как уже упоминалось, паратранс, несмотря на односторонний параметрический механизм передачи энергии (см. табл. 3.4), обладает функцией двухсторонней фильтрации. В результате выбросы и провалы в токе нагруз-

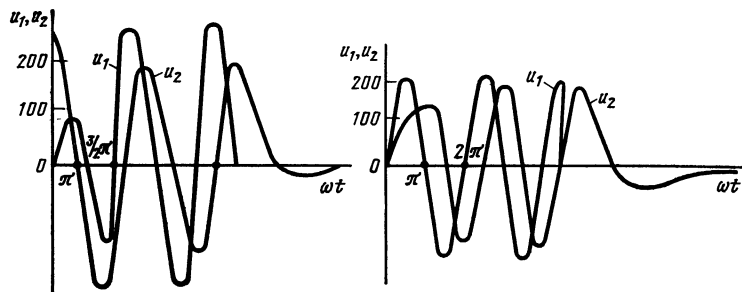


Рис. 49. Кривые нарастания и затухания колебаний напряжения при различных моментах включения, выключения и амплитудах U_1

ки не проникают (в третьем приближении) во входную цепь питания паратранса. Перечисленные фильтрующие способности паратранса сохраняются до частот, при которых еще допустимо пренебречь влиянием паразитных индуктивностей и емкостей. На частотах, где необходимо учитывать паразитные индуктивности и емкости, требуются дополнительные исследования фильтрующих способностей паратранса. Чем выше добротность Q_n нагруженного колебательного контура, т. е. чем выше энергия, запасаемая в контуре по сравнению с потребляемой в нагрузку, тем выше фильтрующее действие паратранса.

Постоянная времени нарастания и спада колебаний в паратрансе составляет 2—3 периода колебаний и меняется в этих пределах при изменении момента включения и амплитуды U_1 напряжения питания. На рис. 49 представлены характерные кривые нарастания и затухания колебаний выходного напряжения в зависимости от момента включения входного напряжения и его амплитуды. На рис. 50 представлены кривые поведения выходного напряжения при кратковременном исчезновении входного напряжения питания.

Стабилизирующие свойства паратранса обеспечиваются введением дополнительно к параметрической еще некоторой доли потоковой связи выхода с входом. На рис. 51 показан общий вид динамических характеристик, обусловленных потоковой (1), параметрической (2) и смешанной (3) связями выхода с входом. Введение доли потоковой связи на практике осуществляется соз-

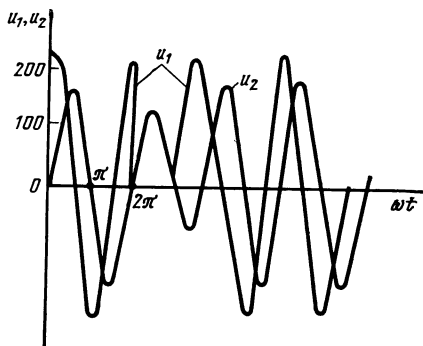


Рис. 50. Кривые поведения выходного напряжения при кратковременном пропадании входного напряжения в паратрансе

данием специальной асимметрии в конструкции паратранса, которая вынуждает часть потока Φ_1 входной обмотки пересекать плоскость витков выходной. В зависимости от схемы паратранса (балансная, мостовая, с ортогональными обмотками, ортогональными полями) элемент асимметрии может вноситься в электрическую, магнитную или обе части конструкции.

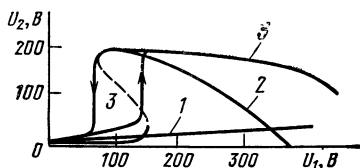


Рис. 51. Общий вид динамических характеристик при потоковой (1), параметрической (2) и смешанной (3) связях выхода с входом

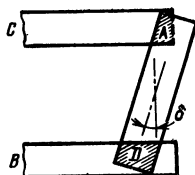


Рис. 52. Плоскость стыка двух С-образных магнитопроводов, развернутых на угол $(90 \pm \delta)^\circ$; площадь соприкосновения в области A меньше, чем в D

Например, в схеме паратранса с ортогональными обмотками, конструктивно выполненными на С-образных магнитопроводах, взаимно развернутых на 90° (рис. 32), асимметрия достигается изменением угла разворота от 90° , как показано на рис. 52. Площадь соприкосновения в области A (см. рис. 38) меньше, чем в D . Эта асимметрия в площадях поперечных сечений (A и B меньше C и D) вынуждает часть потока Φ_1 постоянно проходить по диагонали через области C , D и выходную обмотку,

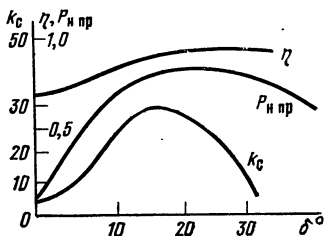


Рис. 53. Зависимости к. п. д., приведенной мощности в нагрузке и коэффициента стабилизации от угла δ асимметрии

образуя потоковую связь. Возможность изменения разворота С-образных магнитопроводов относительно 90° позволяет выбирать влияние разброса характеристик ферромагнетика на амплитуду выходного напряжения и коэффициент стабилизации k_c . Кроме того, введение асимметрии позволяет повысить мощность в нагрузке, к. п. д. и $\cos \varphi$ по входу. Случай разворота С-образных магнитопроводов на 0° соответствует обычному трансформатору, в котором функции стабилизации, защиты, фильтрации, конвертирования фазы отсутствуют.

На рис. 53 показан характер изменения k_c , приведенной мощности $P_{н пр}$ в нагрузке и к. п. д. в функции угла δ асимметрии. Коэффициент k_c и $P_{н пр}$ определены по формулам

$$k_c = (\Delta U_2 / U_2) (U_1 / \Delta U_1),$$

$$P_{н пр} = P_{н} / P_{н тр},$$

где ΔU_1 , ΔU_2 — отклонение амплитуды входного и выходного напряжений от номинальной; $P_{н}$, $P_{н тр}$ — мощность в нагрузке паратранса и обычного трансформатора эквивалентного объема соответственно. Наблюдаемое падение $P_{н пр}$ связано с уменьшением общей площади стыка областей B , D при сильном увеличении δ .

Введение асимметрии приводит к сдвигу влево и сужению области бистабильного состояния на динамической характеристике паратранса (рис. 54). При больших углах δ бистабильная зона исчезает. Введение асиммет-

ри меняет и характер нагрузочной характеристики паратранса (рис. 55). При данной степени асимметрии динамические характеристики меняются с изменением нагрузки, сдвигаясь влево и расширяясь в области бистабильного состояния (рис. 56) при увеличении нагрузки до срыва колебаний. Изменение мощности в нагрузке

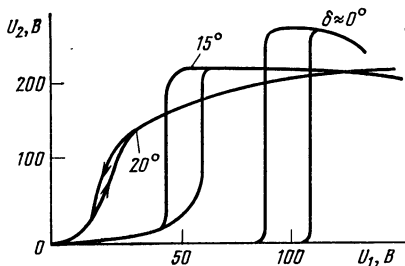


Рис. 54. Изменение динамической характеристики при различных углах

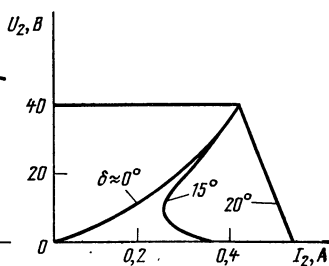


Рис. 55. Изменение нагрузочных характеристик в зависимости от степени асимметрии

и к. п. д. представлено на рис. 57. С увеличением нагрузки мощность P_H растет, затем резко падает до срыва колебаний. На рис. 58 представлены формы кривых тока i_1 и i_{L2} при отсутствии ($\delta=0$) и введении ($\delta=20^\circ$) асимметрии. При этом 3-я гармоника составляет около 50% от 1-й гармоники и 5-я — около 8%.

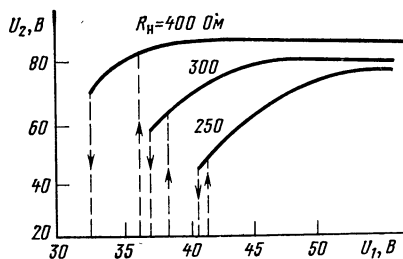


Рис. 56. Динамические характеристики паратранса при изменении нагрузки

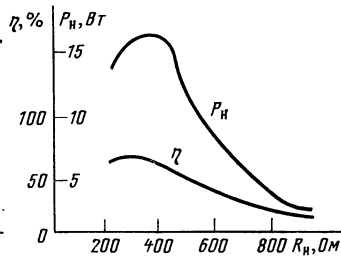


Рис. 57. Зависимость мощности и к. п. д. паратранса от сопротивления нагрузки

Амплитудно-частотная характеристика паратранса по выходу, являющегося нелинейным колебательным контуром, имеет вид колоколообразной кривой, вытянутой вправо (рис. 59). При $\omega > \omega_0$ для возбуждения колеба-

ний в паратрансе требуется повышение амплитуды напряжения накачки. При некотором значении $(\omega/\omega_0)^*$ колебания в выходном контуре паратранса срываются. Обычно 1% изменениям частоты ω питающего напряжения соответствуют 1—1,5% изменения амплитуды выходного напряжения. Это свойство паратранса может быть использовано для построения частотных различителей.

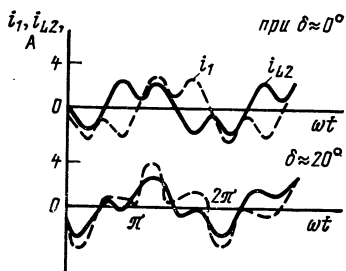


Рис. 58. Форма кривых токов при введении асимметрии

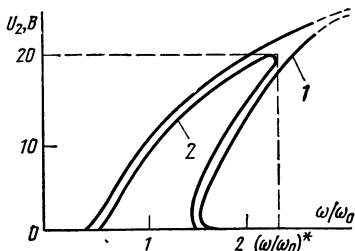


Рис. 59. Амплитудно-частотная характеристика паратранса:
1 — идеальная ($R=\infty$); 2 — реальная

Паратранс устойчив к воздействию температур, если его магнитопровод изготовлен из ферромагнетиков с высокой точкой Кюри (например, электротехнические стали), а конденсатор термостабилен. Для примера в табл. 3.5 представлены данные по уходу $|U_2|$ паратранса на магнитопроводе из стали Э340 размером ШЛ 20×40, толщиной ленты 0,08 мм, на частоту 400 Гц.

Таблица 3.5

T, °C	При U_1 , В				
	85	100	120	130	140
+27	211	214	214	214	214
+40	213	214	214	214	214
+60	213	214	214	214	214
-20	214	216	216	216	217
-40	212	212	212	214	214
-60	210	210	212	213	215

В качестве отдельных электронных компонентов промышленностью выпускаются параметрические трансформаторы типа ТПС1 на частоту 1000 Гц, работающие

Таблица 3.6

Наименование параметра	ТПС1-1	ТПС1-2	Схемный аналог
Входное напряжение (прямоугольное), В	27^{+3}_{-5}	40^{+4}_{-4}	27^{+3}_{-5}
Выходное напряжение (синусоидальное), В	$115 \pm 5\%$ $40 \pm 5\%$	$14 \pm 1\%$ (2 выхода) $8 \pm 1\%$ (2 ") $5,5 \pm 1\%$ (1 ") $31,5 \pm 1\%$ (1 ") $10 \pm 1\%$ (1 ")	$115 \pm 15\%$
Частота питающего напряжения, Гц	$1\ 000 \pm 100$	$1\ 000 \pm 3$	1 000
Коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения, %	20	10	12
Коэффициент нелинейных искажений входного напряжения, %	35	35	35
Передаваемая мощность, Вт	100	100	76
К. п. д., %	70	71	40
Нестабильность выходного напряжения при $U_{вх} = \pm 10\%$, %	< 3	< 1	< 6
Объем, дм^3	0,5	0,5	1,404
Масса, г	750	850	1,652
Число дискретных элементов, шт.	3	3	6
Безотказность λ , 1/ч	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$8 \cdot 10^{-6}$
Долговечность, ч	10 000	10 000	10 000
Защита от К. З. и перенапряжения	Да	Да	Нет

Таблица 3.7

Номер серии	Мощность, ВА	U_1 , В	U_2 , В	Масса, кг
99 F = 1535	60	95—130	117	2,4
99 F = 1536	120	95—130	117	3,6
99 F = 1537	250	95—130	117	6,0
99 F = 1538	500	95—130	117	8,8
99 F = 1539	1 000	95—130	117	14,4
99 F = 1542	10 000	190—260	254	124

в составе статического преобразователя и самостоятельного стабилизатора. В табл. 3.6 представлены данные паратрансов типа ТПС1 в сравнении со схемным аналогом.

Условия эксплуатации ТПС1 и схемного аналога по климатическим и механическим воздействиям одинаковы и соответствуют требованиям ГОСТ. Конструкция ТПС1 представлена на рис. 60.

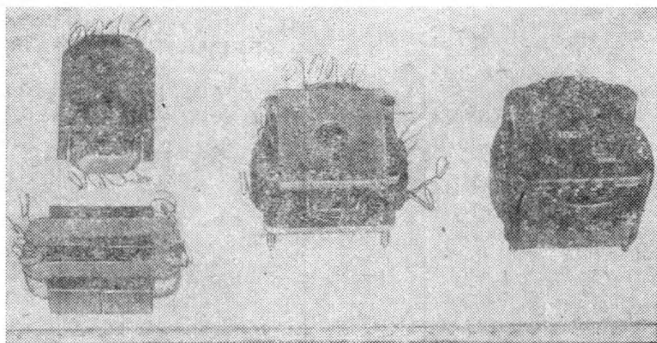


Рис. 60. Конструкция паратрансов типа ТПС1 на частоту 1000 Гц, мощностью до 100 Вт

В табл. 3.7 представлены данные паратрансов типа PF фирмы Wanless Electric [63] на частоту 60 Гц, нестабильностью выходного напряжения менее 1%, при $\pm 10\%$ -ном изменении входного и 1% нестабильности выходного напряжения, при изменении нагрузки от х. х. до полной. При активной нагрузке к. п. д. 80—95% и удовлетворяют требованиям MIL-Q-9858A.

3.5. Типы паратрансов

Тип паратранса определяется его электромагнитной схемой и взаимным расположением потоков Φ_1 и Φ_2 в области их общего взаимодействия. Кроме того, паратрансы могут быть неуправляемые и управляемые. Паратранс управляемый в отличие от неуправляемого кроме входа и выхода имеет управляющий вход, что позволяет осуществить замкнутый контур авторегулирования

при построении различных устройств питания РЭА. К сожалению, в настоящее время по управляемым паратрансам имеются только отдельные предложения — патенты на конструкции, технологичность и конструктивность которых для промышленного производства крайне громоздки.

В соответствии с рассмотренными в гл. 2 схемами управляемых трансформаторов предлагаются пять основных типов неуправляемых паратрансов (табл. 3.8). Каждый тип паратранса можно представить его обращенным вариантом, когда конденсатор подключается к входу и он становится выходом, а выход паратранса превращается во вход. Подключение емкости C к входу $1-1'$ и выходу $2-2'$ одновременно делает механизм передачи энергии в паратрансе двухсторонним, и при подключении источника питания к зажимам $2-2'$ на зажимы $1-1'$ также передается энергия. Во всех типах для повышения мощности в нагрузке допустимо параллельное включение симметричных паратрансов по входу и выходу. Иногда при больших мощностях для более полного использования объема материала магнитопровода используется «жесткий» режим возбуждения паратранса [63], когда при подаче входного напряжения номинальной амплитуды колебания в выходном контуре не возникают и для их возбуждения на вход кратковременно подключают дополнительное напряжение.

Балансный тип паратранса ПТ^б выполняется на едином магнитопроводе с встречным включением выходных обмоток. Конструкция схематично показана на рис. 61, где магнитопровод выполнен шихтованным, но может быть и витым. Для повышения мощности, передаваемой с входа на выход, и стабилизирующих свойств по входному напряжению обмотки w'_2 и w''_2 имеют неравное число витков (рассимметрированы). Практически степень рассимметрирования составляет 1,2—1,5. Для снижения амплитуды входного напряжения, при которой возникает запуск, желательно сечение верхних или нижних перемычек между центральным и боковым кернами магнитопровода делать на 30—40% меньше сечения боковых кернов. Схема конструкции паратранса типа ПТ^б является одним из многочисленных возможных вариантов. Ориентировочный расчет паратранса типа ПТ^б можно выполнить подобно транстриггеру (§ 3.2) с учетом рекомендаций, изложенных в § 3.3 и 3.4. Условия

Таблица 3.8

Тип матрикса	Условное обозначение	Схемное обозначение	Электромагнитная схема	Эквивалентная электрическая схема
Балансный	ПТБ			
Балансный раздельный	ПТбр			
Мостовой	ПТМ			
Ортогонально- обмоточный	ПТ ^о			
Ортогонально- плотковый	ПТоп			

(3.9) возбуждения и (3.12) установившихся колебаний справедливы и для ПТ^б.

Балансный *раздельный* тип паратранса ПТ^{бр} конструктивно выполняется на двух отдельных магнитопроводах. На каждом магнитопроводе выполняются входная w_1 и выходная w_2 обмотки. Входные обмотки w'_1 и w''_1 включаются согласно-последовательно, а выходные w'_2 и w''_2 — встречно-последовательно (рис. 62). Для повышения технологичности, конструктивности из-

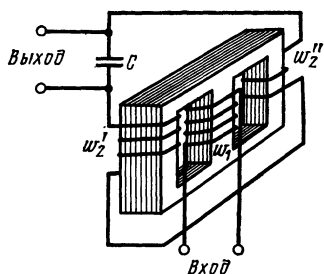


Рис. 61. Вариант схемы конструкции балансного паратранса на шихтованном магнитопроводе типа «Ш»

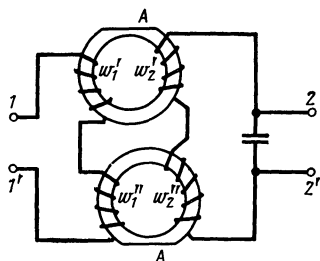


Рис. 62. Вариант схемы конструкции балансного раздельного паратранса на магнитопроводах типа «ТОР»

деля и степени унификации оба магнитопровода выбираются по геометрии и материалу идентичными, а входные обмотки w'_1 и w''_1 — симметричными. Для повышения передаваемой мощности число витков в обмотках w'_2 и w''_2 различается в 1,2—1,5 раза. Для уменьшения амплитуды входного напряжения U_1 , при которой происходит возбуждение колебаний в паратрансе, создается дополнительная нелинейность в кривой намагничивания магнитопроводов путем введения участков А с уменьшенным поперечным сечением.

Паратранс типа ПТ^{бр} удобно использовать на повышенных частотах в единицы-десятки килогерц, когда в качестве материалов магнитопровода приходится использовать ферриты или тонкие ($< 0,02$ мм) пермаллои. Наиболее подходящей маркой феррита является 1500 НМЗ, а пермаллоя — 50Н. Схема конструкции ПТ^{бр} представлена как пример и может иметь множество вариантов. Ориентировочный расчет паратранса типа

ПТ^{ФР} выполняется подобно транстриггеру (§ 3.2) с учетом рекомендаций § 3.3 и 3.4.

Мостовой тип паратранса ПТ^М строится на основе мостовой магнитной схемы (см. § 2.3) управляемого трансформатора. Конструктивно он может быть выполнен плоским или объемным (рис. 63). Данные объемного ПТ^М: магнитопровод из Э330 0,35 мм; $q_B=9,5 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$,

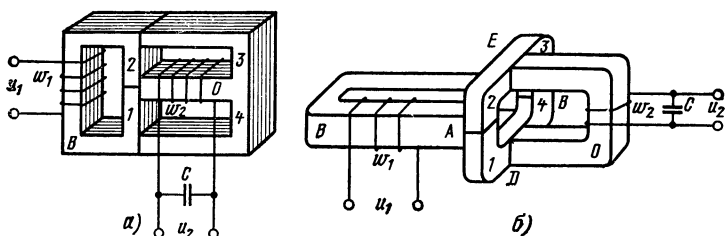


Рис. 63. Схемы плоской (а) и объемной (б) конструкции мостовых паратрансов:

B — входной магнитопровод, O — выходной магнитопровод, 1, 2, 3, 4 — «плечи» моста

$l_B=21 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $\omega_B=1500 \text{ вит}$; $q_{1-4}=4 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$, $q_0=6,5 \times 10^{-4} \text{ м}^2$, $l_0=19 \cdot 10^{-2}$, $\omega_2=660 \text{ вит}$, $C=50 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$, $U_{\text{эфф}}=220 \text{ В}$, $f=50 \text{ Гц}$. На $R_H=135 \text{ Ом}$ выделяется мощность $P_H \approx 60 \text{ Вт}$ при введении асимметрии.

Эквивалентная электрическая схема ПТ^М представлена на рис. 64. При увеличении входного напряжения

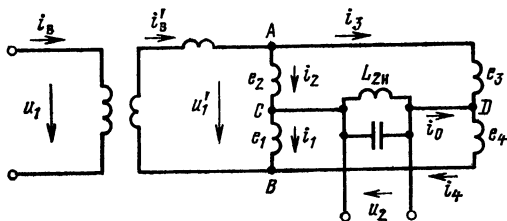


Рис. 64. Эквивалентная электрическая схема ПТ^М

u_1 от нуля в первую очередь насыщается магнитопровод 1—4 и при достижении $U_1=U_3 \approx 170 \text{ В}$ происходит возбуждение колебаний в выходном контуре L_2C (рис. 65). Амплитуда выходного напряжения скачком возрастает до $U_{2p} \approx 90 \text{ В}$. В этом режиме амплитуды падения напряжений на плечах моста равны $e_1=e_2=e_3=e_4$, но фазы

этих напряжений, а следовательно, и в точках C и D различаются, создавая напряжение U_{2p} . Это отражено на векторной диаграмме напряжений (рис. 66).

В момент возбуждения колебаний $U_1=U_3$ из-за наличия потерь в феррорезонансном контуре (режим х. х.) L_2C характер его сопротивления индуктивный. Характеристика контура L_2C представлена на рис. 67.

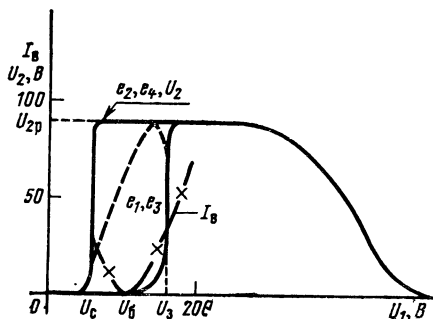


Рис. 65. Динамическая характеристика ПТМ

При уменьшении амплитуды напряжения U_1 ток I_Σ уменьшается до минимума и при дальнейшем уменьшении U_1 ток I_Σ начинает опережать u_2 , т. е. характер сопротивления контура L_2C становится емкостным, так как среднее значение L_{20} увеличивается. В результате в за-

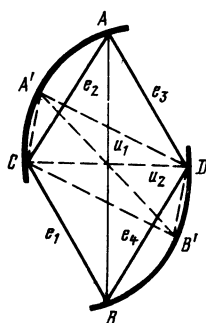


Рис. 66. Векторная диаграмма напряжений в паратрансе типа ПТМ при учете только первой гармоники

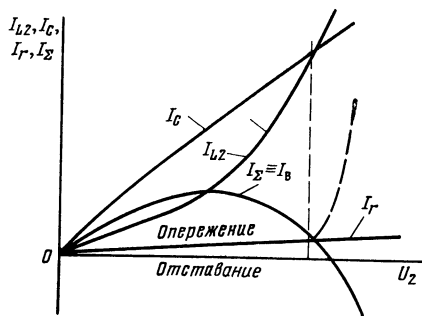


Рис. 67. Зависимости I_{L2} , I_C , I_r , I_Σ от U_2 в феррорезонансном контуре L_2C

висимости от начальных условий на плечах моста 2 и 4 (либо 1 и 3) напряжения e_2 и e_4 резко падают (точки А в А' и В в В' на рис. 66), а значения e_1 , e_3 , U_2 остаются неизменными (рис. 65, 66). При дальнейшем уменьшении U_1 нарушается условие $m \geq 2/Q_n$ и колебания срываются.

При введении асимметрии путем разворота, отличного от 90° , входного и выходного сердечников или введением зазора, как показано на рис. 68, динамическая и нагрузочные характеристики паратранса ПТ^м изменяются. В частности, расширяется диапазон изменения U_1 ,

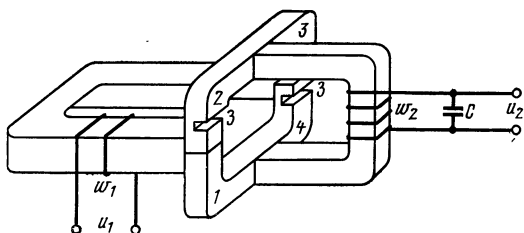


Рис. 68. Схема конструкции паратранса ПТ^м с асимметризирующими зазорами 3

где сохраняются стабилизирующие свойства. Снижается амплитуда U_1 , при которой происходит возбуждение колебаний, и увеличивается передаваемая на выход мощность. Общий вид динамической и нагрузочной характеристик паратранса типа ПТ^м с асимметрией за счет зазора в магнитопроводе (1, 2, 3, 4) показан на рис. 69.

Ортогонально-обмоточный тип паратранса ПТ^о характеризуется тем, что у него выходная обмотка w_2 развернута на 90° относительно входной w_1 . При этом потоки обмоток w_1 и w_2 в областях их общего взаимодействия параллельны. Схема этой конструкции (а), ставшей уже классической, и некоторых других (б, в) представлены на рис. 70.

Магнитная часть паратрансов типа ПТ^о построена по схеме управляемого трансформатора и может быть сведена к мостовой магнитной схеме (§ 2.4). Процессы перемагничивания описаны в § 3.4. Асимметрия для повышения стабилизирующих свойств, передаваемой мощности, снижения амплитуды U_1 , при которой возбуждаются колебания, осуществляется разворотом С-образных сер-

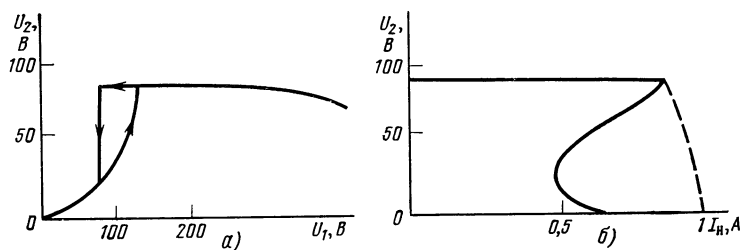


Рис. 69. Динамическая (а) и нагрузочная (б) характеристики ПТМ:
 — при большом зазоре

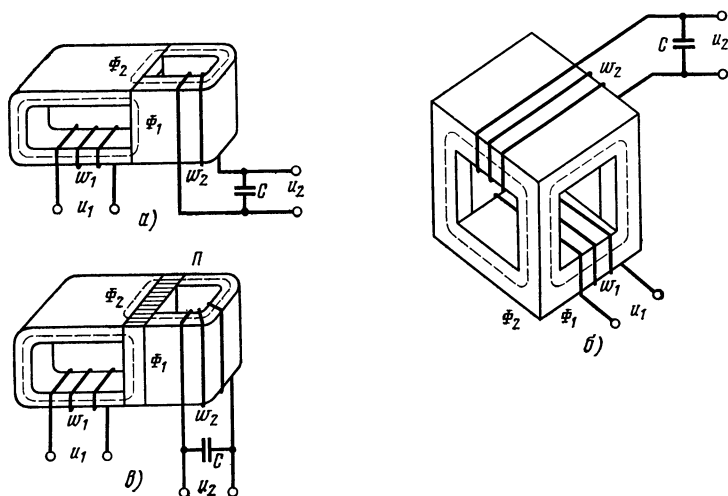


Рис. 70. Схемы конструкций паратрансов типа ПТ⁰

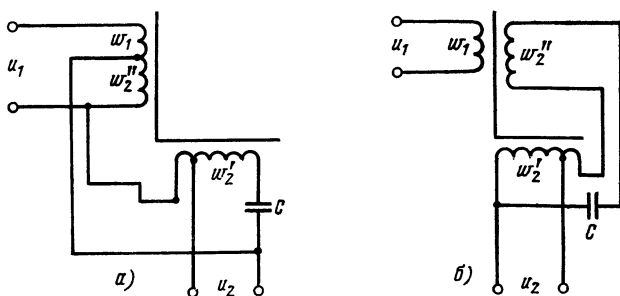


Рис. 71. Эквивалентные электрические схемы ПТ⁰ с прямой электрической связью:

а — без гальванической развязки; б — с гальванической развязкой

дечников от 90° либо введением потоковой связи электрическим путем. Последнее достигается размещением части витков w_2 на входном магнитопроводе, как показано на рис. 71. В схеме конструкции на рис. 70,в для повышения энергоемкости и более полного использова-

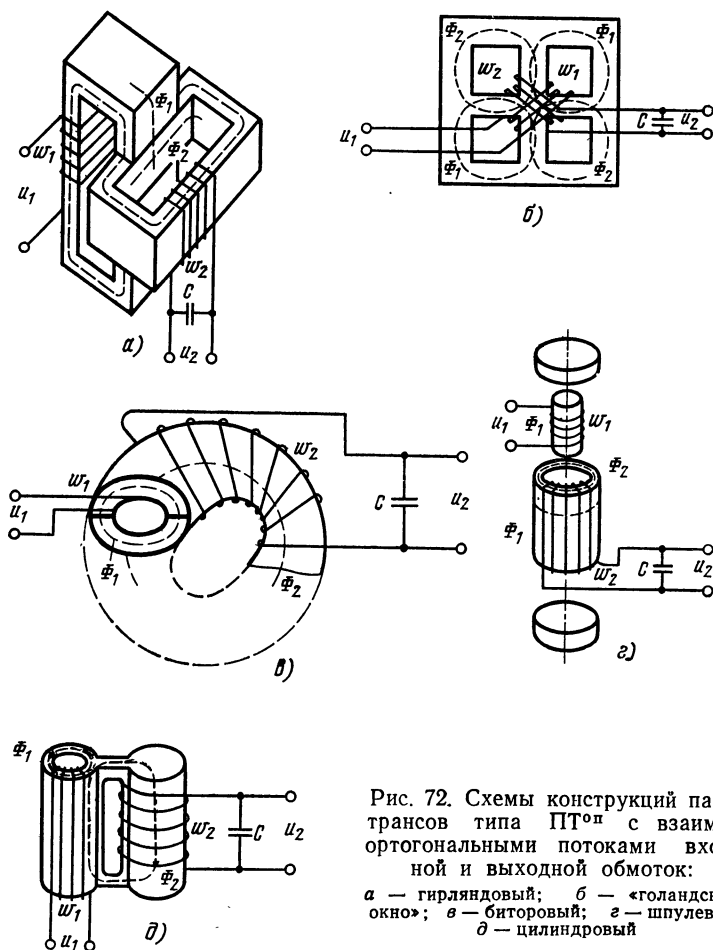


Рис. 72. Схемы конструкций паратрансов типа ПТ^{оп} с взаимно ортогональными потоками входной и выходной обмоток:

а — гирляндовый; *б* — «голландское окно»; *в* — биторовый; *г* — шпuleвый; *д* — цилиндрический

ния объема ферромагнитного материала введен промежуточный магнитопровод П, состоящий из пакета листов.

Ортогонально-потоковый тип паратранса ПТ^{оп} при полной симметрии имеет чисто параметрическую связь

входа с выходом. Варианты схем конструкций паратранса ПТ^{оч} показаны на рис. 72.

Из-за наличия зоны общего взаимодействия потоки Φ_1 и Φ_2 зависят одновременно от обеих м. д. с. $i_1\omega_1$ и $i_2\omega_2$. В соответствии с данными § 1.5 при намагничивании ферромагнетика ортогональными полями допустимы соотношения

$$H_1/B_1 = H_2/B_2 = H/B, \quad B = \sqrt{B_1^2 + B_2^2}.$$

Тогда, вводя аппроксимацию кривой намагничивания полиномом третьей степени $H = \alpha B + \beta B^3$, находим зависимость $H_2(B_1, B_2)$:

$$H_2 = \alpha B_2 + \beta B_1^2 B_2 + \beta B_2^3. \quad (3.13)$$

Уравнение (3.3) с учетом зависимости (3.13) описывает режим установившихся колебаний в паратрансе типа ПТ^{оч}. Для данного случая удобно представить (3.3) в виде

$$\frac{d^2 B_2}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{dB_2}{dt} + \frac{1}{C} \frac{l_2}{q_2 \omega_2} H_2 = 0. \quad (3.14)$$

На основании экспериментальных данных допустимо искать совместное решение (3.13) и (3.14) в виде

$$B_1 = B_{1m} \cos \omega t, \quad B = B_{2m} \cos(\omega t + \varphi).$$

Тогда (3.13) преобразуется к виду [42]

$$H_2 = \alpha B_{2m} [M \cos(\omega t + \varphi) + N \cos(\omega t - \varphi)],$$

где

$$M = 1 + \frac{1}{2} \frac{\beta}{\alpha} B_{1m}^2 + \frac{3}{4} \frac{\beta}{\alpha} B_{2m}^2; \\ N = \frac{1}{4} \frac{\beta}{\alpha} B_{1m}^2. \quad (3.15)$$

В комплексной форме

$$B_2 = B_{2m} \exp[j(\omega t + \varphi)].$$

$$H_2 = \alpha B_{2m} [M \exp j(\omega t + \varphi) + N \exp j(\omega t - \varphi)]. \quad (3.16)$$

Подстановка (3.16) в (3.14) после простейших преобразований дает равенство

$$\frac{l_2 \alpha}{C q_2 \omega_2^2} M + \frac{l_2 \alpha}{C q_2 \omega_2^2} N \exp(-j2\varphi) + \\ + \frac{1}{RC} j\omega - \omega^2 = 0,$$

приравняв действительные и мнимые части которого, найдем

$$N \cos 2\varphi = \omega^2 \frac{q_2 \omega^2 C}{l_2 \alpha} - M,$$

$$N \sin 2\varphi = \omega \frac{q_2 \omega^2}{\alpha l_2 R}.$$

Возводя в квадрат и складывая левые и правые части этих равенств, получаем

$$N^2 = \left(\omega^2 \frac{q_2 \omega^2 C}{\alpha l_2} - M \right)^2 + \left(\frac{q_2 \omega^2}{\alpha l_2} \omega \right)^2. \quad (3.17)$$

Совместное решение (3.15) и (3.17) с переходом от индукций к напряжениям позволяет получить аналитическое выражение для динамической характеристики ПТ^{оп} в форме

$$U^4 + 3U^2 + 4U^2_1 U^2_2 + a_1 U^2_1 + a_2 U^2_2 + a_0 = 0, \quad (3.18)$$

где

$$a_0 = \frac{16}{3} \left(\frac{\alpha}{\beta} \right)^2 \left[\left(1 - \frac{\omega}{\omega_H} \right)^2 + \left(\frac{q_2 \omega^2 \omega}{\alpha l_2 R} \right)^2 \right] (q_2 \omega_2 \omega)^4;$$

$$a_1 = \frac{16}{3} \frac{\alpha}{\beta} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_H^2} \right) (q_2 \omega_2 \omega)^2;$$

$$a_2 = 8 \frac{\alpha}{\beta} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_H^2} \right) (q_2 \omega_2 \omega)^2;$$

$$\omega_H = \frac{\alpha l}{q_2 \omega^2 C}.$$

Равенство (3.18) может служить основой для расчета симметричного паратранса типа ПТ^{оп}. К сожалению, при полной симметрии в нем мощность, передаваемая на выход, $\cos \varphi$ по входу, стабилизация по входному напряжению низки. Для повышения перечисленных показателей вводится асимметрия и (3.18) в этом случае оказывается неприменимой. Асимметрию удобно ввести в виде электрической связи входа с выходом (рис. 73). Размещение части витков входной обмотки на выходном магнитопроводе и выходной на входном позволяет резко повысить передаваемую мощность, стабилизирующие свойства и $\cos \varphi$ по входу паратранса типа ПТ^{оп}. Число витков, размещаемых по входу и выходу, составляет 30—50% соответственно от основных.

Управляемые потоком паратрансы и дроссели. Так как паратрансы при изменении частоты питающего напряжения меняют амплитуду выходного напряжения, не компенсируют нестабильность выходного напряжения, обусловленную выпрямителем и фильтром, то крайне желательно введение цепи управления амплитудой U_2

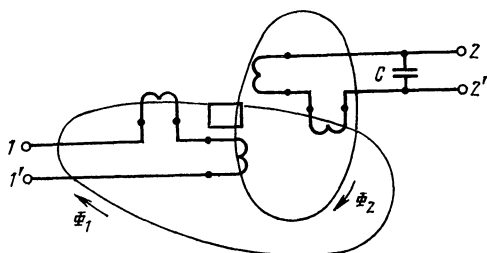


Рис. 73. Электрическая схема ПТ^{оп} с прямой электрической связью

выходного напряжения в паратрансах. Таким образом, появились идеи и предложения о создании восьмиполюсника — управляемого параметрического трансформатора (упопаратранса), четырехполюсника — управляемого ортогональным потоком дросселя (уподросса) и различных устройств питания на их основе. В основу кон-

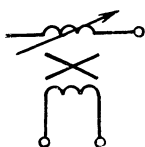


Рис. 74. Схемное обозначение дросселя, управляемого потоком

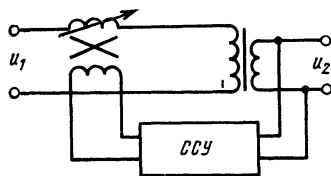


Рис. 75. Электрическая схема силового устройства трансформации и стабилизации напряжения: ССУ — схема сравнения и усиления

струкции уподросселя могут быть положены конструктивные исполнения паратранса типа ПТ^{оп}.

На рис. 74 предлагается схемное обозначение уподросселя. Схема одного из вариантов использования уподросселя для получения стабилизированного по амплитуде выходного напряжения представлена на рис. 75.

Выходное напряжение u_2 стабилизируется по амплитуде при изменении частоты ω , амплитуды U_1 питающего напряжения u_1 , а также при изменении тока нагрузки I_H . Амплитуда выходного напряжения связана с амплитудой входного напряжения и падением напряжения U_D на дросселе соотношением $U_2 = U_1 n - j\omega L_D I_H n^2$, где n — коэффициент трансформации трансформатора; $U_D =$

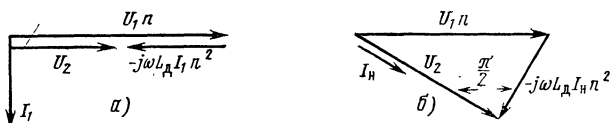


Рис. 76. Векторные диаграммы напряжений в устройстве стабилизации с уподросселем при работе на индуктивную (а) и активную (б) нагрузки

$= j\omega L_D I_1$; $I_1 = I_H n$; L_D — индуктивность уподросселя, фазовый сдвиг в трансформаторе 2π или 0.

В таком устройстве частично осуществляются защитные функции и фильтрующие. При работе на частотах 50 и 400 Гц фильтрация составляет около 20 дБ в полосе частот до 1 МГц. На рис. 76 представлены векторные диаграммы напряжений в устройстве для нагрузки чисто индуктивной и чисто резистивной. При индуктивной нагрузке устройство имеет более широкие энергетические и регулирующие возможности. Таким образом, устройство может быть полезным при работе на нагрузки типа двигателей.

Схемно-конструктивные реализации управляемых потоком параметрических трансформаторов только разрабатываются, и, видимо, еще будут созданы оптимальные варианты. Перспективность реализации управления в паратрансах обусловлена высокими фильтрующими, стабилизирующими, защитными свойствами паратрансов, а управление позволяет, сохранив указанные свойства, ликвидировать нестабильность цепей, на которые нагружается паратранс, осуществить изменение величины выходного напряжения по заданному закону, скомпенсировать нестабильность, вызываемую изменением частоты.

На рис. 77 представлена схема одного из вариантов конструкции управляемого паратранса, а на рис. 78 его эквивалентная электрическая схема по выходной цепи,

Поскольку L_2 меняется во времени от воздействия питающего напряжения и зависит от сигнала управления, то она может быть записана в виде суммы составляющих, т. е. $L_2 = L'_2(t) + L''_2(i_y)$. Изменение тока управления i_y приводит к изменению резонансной частоты контура и, следовательно, амплитуды колебания выходного напряжения.

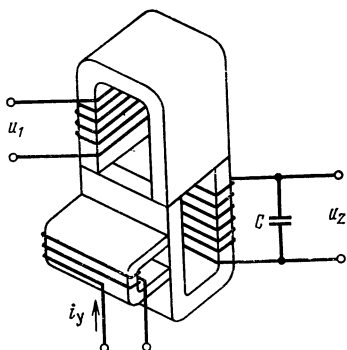


Рис. 77. Схема конструкции управляемого параметрического трансформатора

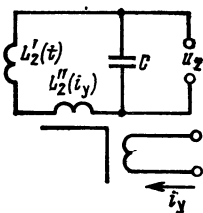


Рис. 78. Эквивалентная электрическая схема выходной цепи управляемого параметрического трансформатора

В заключение необходимо отметить, что все типы паратрансов в соответствии с их эквивалентными электрическими схемами могут быть промоделированы и построены с помощью линейного трансформатора (трансформаторов), нескольких индуктивностей и нелинейного феррорезонансного контура.

3.6. Управляемый потоком феррорезонансный трансформатор

Управляемый потоком феррорезонансный трансформатор (употранс) является развитием феррорезонансного трансформатора [81, 82] и представляет собой многофункциональный магнитный радиокомпонент, так как одновременно выполняет функции трансформации, стабилизации, фильтрации, защиты. Управление позволяет реализовать замкнутый контур регулирования, скомпен-

Таблица 3.9

Наименование	Трансформатор	ФРТ	Паратранс	Употранс
Число элементов	3 (2 катушки, сердечник)	4 (2 катушки, сердечник, конденсатор)	4 (2 катушки, сердечник, конденсатор)	5 (3 катушки, сердечник, конденсатор)
Возможность конструирования многих выходных обмоток	Да	Да	Да	Да
Электрическая изоляция от входа	Есть	Есть	Есть	Есть
Трансформация напряжения	Да	Да	Да	Да
Стабилизация выходного напряжения при изменении входного на $\pm 10\%$	Нет	$\pm 1\%$	$\pm 1/4\%$	$\pm 1/4\%$
Фильтрация с входа на выход	"	Слабая	> 50 дБ	~ 30 дБ
Фильтрация с выхода на вход	"	"	> 50 дБ	~ 30 дБ
Защита от перегрузок	"	Частичная	Есть	Есть
Защита от перенапряжений	"	То же	"	"
Защита от пониженных входных напряжений	"	Нет	"	"

Таблица 3.10

Режим	Трансформатор	ФРТ	Паратранс	Употранс
К. з. выход	Высокий I_H	Примерно двойное превышение I_H	I_H отсутствует	65% от I_H
Конденсатор отключен	—	U_2 уменьшается на 25%	U_2 уменьшается до нуля	U_2 уменьшается до нуля
Входное напряжение 50% от номинала	$U_2 \approx 50\%$ от номинального	$U_2 \approx 50\%$ от номинального	U_2 близко к нулю	Полное U_2 при $40\% I_H$
Входное напряжение приложено к выходу вместо входа	Двустороннее действие — напряжение есть на входе	Двустороннее действие — напряжение есть на входе	Одностороннее действие — напряжения на входе не наблюдается	Напряжение на входе есть, но непосредственной опасности нет, так как употранс не функционирует
Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями	Постоянен около 180° (или 0°)	Изменяется с изменением нагрузки	Постоянен около 90°	Примерно 20° при х. х. и 70° при полной нагрузке

сировав таким образом нестабильности частотные, температурные и цепей, включаемых за употрансом. Для сравнения в табл. 3.9 представлены функциональные свойства трансформатора, ФРТ, паратранса, употранса.

Поведение употранса по сравнению с трансформатором, ФРТ, паратрансом при критических режимах показано в табл. 3.10.

При правильно сконструированном употрансе можно обеспечить нестабильность выходного напряжения в до-

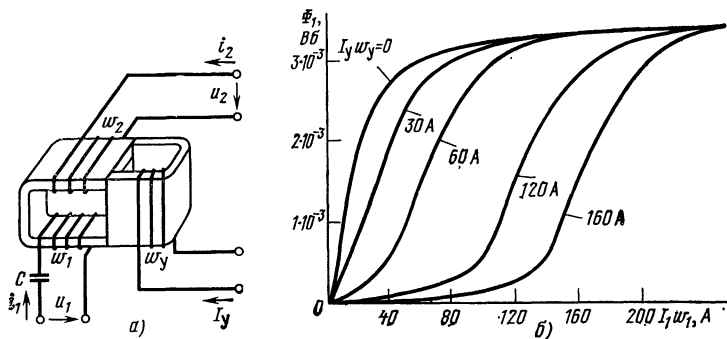


Рис. 79. Схема конструкции феррорезонансного трансформатора, управляемого потоком (а); кривые намагничивания $\Phi_1(I_1 w_1)$ входного магнитопровода употранса, выполненного на сердечнике ШЛ20×40 из стали Э340 толщиной ленты 0,15 мм при различных $I_y w_y$ (б)

лях процента при изменении входного от 70 до 270 В. При этом, в отличие от обычных магнитных радиокомпонентов, работающих с насыщением, в употрансе входной ток изменяется на $10 \rightarrow +30\%$ от номинального. К. з. выхода не опасно, так как конденсатор всегда создает по входу высокое сопротивление, при этом входной и выходной токи уменьшаются более чем на 35% от номинального. Схема варианта конструкции употранса показана на рис. 79,а.

Физику работы употранса необходимо рассматривать в совокупности с воздействием поля управления (I_y). При изменении поля управления меняется вольт-секундный интеграл, что при работе в области насыщения, где индукция почти постоянна, приводит к изменению амплитуды выходного напряжения. В первый момент при входном напряжении u_1 магнитопровод обмотки w_1 входит

в насыщение, растет входной ток и заряжается конденсатор C . После заряда C входной ток падает и магнитопровод выходит из насыщения. С изменением полярности напряжение u_1 в фазе складывается с напряжением на конденсаторе и прикладывается к обмотке w_1 . С ростом мгновенного значения u_1 магнитопровод вновь входит в насыщение. Напряжение на C почти обеспечивает нахождение магнитопровода в насыщении, и изменение амплитуды входного напряжения u_1 не приводит к изменению выходного напряжения u_2 . Повышение постоянного поля управления приводит к уменьшению скорости изменения потока от м. д. с. во входном магнитопроводе,

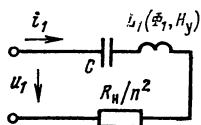


Рис. 80. Приближенная эквивалентная электрическая схема упротранса по входной цепи

что при постоянстве B_s ведет к уменьшению U_2 . Иначе, Φ_1 во входном магнитопроводе является функцией входной м. д. с. $i_1 w_1$ и управляющего поля $H_y = I_y w_y / l_y$, где l_y — средняя длина магнитной силовой линии по полю H_y .

Характерные кривые намагничивания входного магнитопровода при наличии поля H_y показаны на рис. 79,б. Кривые намагничивания с увеличением H_y пропорционально сдвигаются вправо по оси H_1 . Все кривые в порядке первого приближения параллельны друг другу и заключены между двумя прямыми OC и AB , соответствующими режиму намагничивания в области насыщения.

Эквивалентная электрическая схема упротранса по входной цепи без учета рассеяния показана на рис. 80. Она представляет собой последовательный феррорезонансный контур, в котором индуктивность входной обмотки является функцией потока Φ_1 и поля H_y . Если несинусоидальные периодические токи и напряжения в этом контуре заменить на эквивалентные синусоидальные, то справедливо соотношение $\dot{U}_1 = \dot{U}_c + \dot{U}_{L1} + \dot{U}_R$.

Характер зависимостей падений напряжений \dot{U}_c , \dot{U}_{L1} , \dot{U}_R от тока I_1 на элементах C , L_1 , $R = R_n/n^2$ контура показан на рис. 81. На этом рисунке представлена суммарная кривая $U_1(I_1)$ феррорезонансного контура.

При полях управления H_y^{II} и H_y^{III} в кривых $U_1(I_1)$ имеются области трехстабильного режима работы, когда одному значению U_1 соответствуют три значения I_1 . При

полях H_y^I и H_y^{IV} имеются области двухстабильного режима, когда одному значению U_1 соответствуют два значения I_1 . Рабочая точка на падающих участках кривой $U_1(I_1)$ неустойчива, а на возрастающих устойчива. Работа употранса происходит обычно в областях значений $I_1 > I_p$. При $H_y \geq H_y^{IV}$ резонанса не наступает, характер сопротивления контура емкостной, падает значение $\cos \varphi$ по входу, зона рабочих значений по входному напряжению отодвигается в сторону больших U_1 . Таким образом, работа употранса при управляющих полях, больших H_y^{IV} , нежелательна.

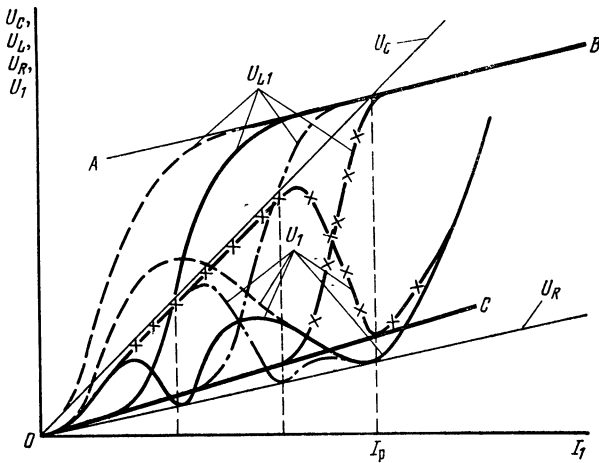


Рис. 81. Зависимости падений напряжений на каждом элементе и суммарного от тока в последовательном феррорезонансном контуре при различных значениях поля управления H_y :

----- H_y^I ; - - - H_y^{II} ; - · - · - H_y^{III} ; \times - \times - H_y^{IV} ; $H_y^I = 0$;

$$H_y^I < H_y^{II} < H_y^{IV} < H_y^{IV}$$

Падения напряжений в контуре в зависимости от тока I_1 можно выразить аналитически в виде

$$\begin{aligned}
 U_x(I_1) &= |U_{L1}(I_1) - U_c(I_1)|; \\
 U_1(I_1) &= \sqrt{U_R^2(I_1) + U_x^2(I_1)} = \\
 &= \sqrt{(I_1 R_H / n)^2 - [U_{L1}(I_1) - I_1 / \omega C]^2}, \quad (3.19)
 \end{aligned}$$

где ω — частота питающего напряжения.

Решение (3.19) относительно $U_{L1}(I_1)$ дает

$$U_{L1}(I_1) = \pm \sqrt{U_1^2 - (I_1 R_H / n^2)^2} + I_1 / \omega C = \pm y + x, \quad (3.20)$$

и далее выражение $\pm \sqrt{U_1^2 - (I_1 R_H / n^2)^2}$ можно преобразовать к виду

$$y^2 / U_1^2 + I_1^2 / (U_1 n^2 / R_H)^2 = 1. \quad (3.21)$$

Выражение (3.21) описывает эллипс с полуосями U_1 и $U_1 n^2 / R_H$, а $x = I_1 / \omega C$ есть прямая. Учитывая это, зависимость $U_{L1}(I_1)$ из (3.20) графически может быть представлена в виде наклонного под углом $\beta =$

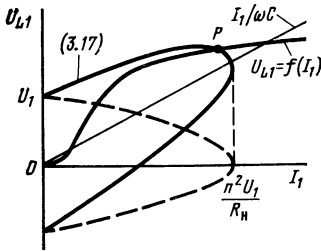


Рис. 82. Графоаналитическое определение рабочей точки P из совместного решения (3.20) и $U_{L1} = f(I_1)$

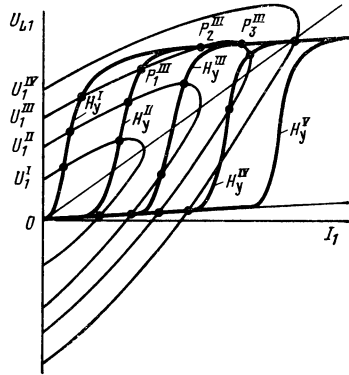


Рис. 83. Картина перемещения рабочих точек (р. т.) P в упорансе при изменении амплитуды входного напряжения и поля управления H_y :

$H_y^I < H_y^{II} < H_y^{III} < H_y^{IV} < H_y^V$; P_1^{III} и P_3^{III} — устойчивые р. т., P_2^{III} — неустойчивая р. т.

$= \arctg 1 / \omega C$ к оси I_1 эллипса (рис. 82). В то же время из кривой намагничивания $B_1(H_1, H_y)$ также следует зависимость $U_{L1} = f(I_1)$. Пересечение эллипса с кривой $U_{L1} = f(I_1)$ определяет рабочую точку P .

При изменении амплитуды U_1 входного напряжения местоположение рабочей точки в координатах $U_{L1}(I_1)$ изменяется (рис. 83) и возможно появление нескольких рабочих точек, из которых P_1^{III} и P_3^{III} являются устойчивыми, а P_2^{III} — неустойчивой. При больших значениях H_y

и ограниченных U_1 , как, например, при кривых U_1^{IV} и H_y^V , колебания не возбуждаются или в процессе управления при переходе от H_y^{IV} к H_y^V срываются. Это следует учитывать при выборе начального смещения по H_y и диапазону его изменения в процессе управления.

Таблица 3.11

$P_{н'}$, Вт	Размеры входного и управляющего магнитопроводов, мм							
	δ_B	h_B	b_B	l_B	δ_0	h_0	b_0	l_0
50	9	27	45	47	8	29	45	25
90	10	30	50	65	9	32	50	28
100	20	46	86	100	12	62	86	56

При построении употрансов для работы на промышленных частотах питания целесообразно использовать электротехнические стали и выбирать рабочую точку в области индукций 1,4—1,6 Т. Рекомендуемые размеры магнитопроводов представлены в табл. 3.11 для частоты 50 Гц и в табл. 3.12 для частоты 400 Гц. В них даны обозначения размеров в соответствии с рис. 43, при этом индекс «0» обозначает управляющий магнитопровод. В качестве материала магнитопровода используются те же стали и их толщины, что и для трансформаторов питания. Технология изготовления в основе так же остается неизменной.

Таблица 3.12

$P_{н'}$, Вт	Размеры входного и управляющего магнитопроводов, мм							
	δ_B	h_B	b_B	l_B	δ_0	h_0	b_0	l_0
100	10	20	40	30	6	28	40	20
80	8	16	32	24	5	22	32	16
50	7	6	20	15	5	10	20	10

Промышленные образцы употрансов в блоках питания могут обеспечивать нестабильность выходного напряжения в десятые и сотые доли процента при изменении входного от 50 до 260 В, изменении частоты питающего напряжения на $\pm 15\%$ [8, 107]. Употрансы высоконадежны при работе в широком интервале температур и других окружающих воздействиях.

3.7. Совмещенные конденсатор и катушка индуктивности (конденсатор-катушка)

Для работы на частотах от десятков герц до единиц мегагерц конденсаторы и дроссели или катушки индуктивностей выпускаются промышленностью в виде отдельных элементов, радиокомпонентов электронной техники. В то же время, проводя в жизнь идеи конструктивно-технологической интеграции, принципиально допустимо и во многих случаях целесообразно создание и промышленный выпуск совмещенных конденсатора и катушки индуктивности или конденсатора и дросселя (индукон). При этом по сравнению с отдельным изготовлением этих изделий в индуконах решаются следующие задачи: уменьшаются габариты в два раза, сокращается в два раза расход меди или другого электропроводящего материала, изоляционных и конструктивных материалов, почти вдвое снижается трудоемкость, а следовательно, и себестоимость.

В современных силовых устройствах питания при малых напряжениях и больших токах, когда в качестве электрического проводника обмоток необходимо использовать уже не провода с круглым сечением, а фольгу, выпуск индуконов технико-экономически особенно выигрывает. При создании ММРК, таких как паратрансы, употрансы, это дальнейший шаг в интеграции функций. В последние два года появились сообщения о создании и изготовлении опытных образцов гибридов индуктивность-емкость [87, 88].

На рис. 84 представлен возможный вариант конструкции индукона, в котором при намотке 120 витков с диэлектрической пленкой 3 мкм на сердечнике типа ШЛ20×40 достигается $C=1,5 \cdot 10^{-6}$ Ф и $L=0,12$ Г. Пусть между С-образными сердечниками введен зазор такой, что значение индуктивности не зависит от мгновенного значения входного напряжения. Если теперь источник входного напряжения подключить к вводам 2—4, а нагрузку к выводам 1—3, то схему совмещенного компонента конденсатор-катушка без обозначения сердечника и с развернутой фольгой можно представить так, как показано на рис. 85. Входные зажимы определяются из условия протекания тока i_1 по обеим фольговым обмоткам в одном направлении (на рис. 85 показано стрелками).

Такой конденсатор-катушка даже при электрической длине фольговой обмотки, значительно меньшей $1/4$ длины волны колебания входного напряжения, ведет себя отлично от контура, составленного из сосредоточенных L и C , что связано с протеканием между фольговыми полосками емкостного тока i_C . Значение L конденсатор-катушки определяется индуктивностью одной фольговой обмотки, а C — емкостью между обеими фольговыми обмотками. Собственная резонансная частота составляет

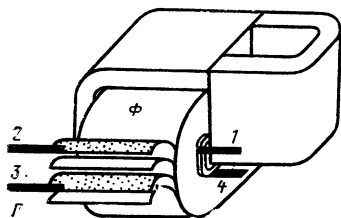


Рис. 84. Конструкция совмещенного конденсатора-катушки индуктивности типа «Индукон»:

P — диэлектрическая пленка типа пропиленовой; Φ — фольга алюминиевая или медная; 1, 2, 3, 4 — медные полосковые выводы

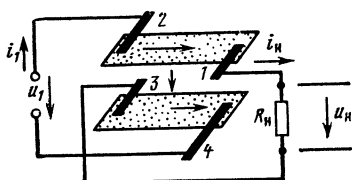


Рис. 85. Схематичное изображение развернутого конденсатора-катушки без обозначения сердечника

$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. На этой частоте индукон проявляет себя как трансформатор тока, когда I_n остается постоянным при изменении нагрузки, а амплитуда U_n меняется.

Пренебрегая сопротивлением фольговых обмоток и полагая, что все витки имеют одинаковую длину и создают равные значения полей намагничивания, а электрическая длина фольговой обмотки значительно короче длины волны колебаний источника питания с частотой ω , можно рассматривать идеализированную модель. В этом случае токи, протекающие по фольговым проводникам-обмоткам, линейно меняются вдоль проводника из-за наличия ответвляющихся емкостных токов между фольговыми проводниками. Емкостный ток в каждой точке вдоль проводника зависит от напряжения между фольговыми проводниками в этой точке. Это напряжение складывается из входного напряжения и э. д. с. самоиндукции \mathcal{E} , возникающей между зажимами 1 и 2, а также 3 и 4 каждого фольгового проводника.

Ввиду симметричности витков (малая глубина намотки катушки) э. д. с. делится поровну между витками II, следовательно, от зажима 2 к зажиму 1, а также от зажима 3 к 4 меняется линейно, накладываясь на входное напряжение (рис. 86). В результате разность потенциалов между фольговыми проводниками остается постоянной и равной u_c . Из этого

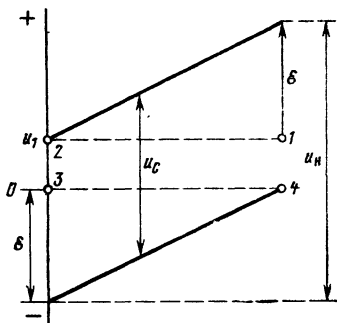


Рис. 86. Распределение потенциала вдоль проводников фольговых обмоток между зажимами 2—1 и 3—4.

следует, что i_c между проводниками во всех точках вдоль проводника одинаков, а ток, в проводнике меняется линейно от зажима 2 к 1 и от 4 к 3. Сказанное выше может быть выражено аналитически:

— средний ток i_{cp} вдоль фольгового проводника $i_{cp} = 1/2(i_1 + i_H)$;

— э. д. с. самоиндукции, развиваемая на концах фольгового проводника, с учетом того, что намагничивающий ток составляет $2I_{cp}$, равна

$$\mathcal{E} = -2 \frac{d\Psi}{dt} = -2 \frac{d}{dt} (Li_{cp}) = -2L \frac{di_{cp}}{dt};$$

— разность потенциалов между проводниками $u_c = u_1 + \mathcal{E}$;

— напряжение на нагрузке $u_H = u_c + \mathcal{E}$, $u_H = i_H R_H$;

— емкостной ток между фольговыми проводниками

$$i_c = i_1 - i_H, \quad i_c = Cdu_c/dt.$$

Совместное решение этих соотношений относительно u_H и u_1 приводит к дифференциальному уравнению

$$\frac{d^2 u_H}{dt^2} + 4 \frac{L}{R_H} \frac{du_H}{dt} + u_H = -LC \frac{d^2 u_1}{dt^2} + u_1.$$

Полагая u_H и u_1 гармоническими, находим

$$-\omega^2 U_H + 4 \frac{j\omega L}{R_H} U_H + U_H = \omega L C U_1 + U_1.$$

Тогда

$$\frac{U_H}{U_1} = \frac{1 + \omega^2 LC}{(1 - \omega^2 LC) + 4j\omega L/R_H} = \frac{1 + \omega^2/\omega_0^2}{(1 - \omega^2/\omega_0^2) + 4j\omega L/R_H}$$

$$\frac{U_1}{I_1} = \frac{R_H(1 - \omega^2/\omega_0^2) + 4j\omega L}{(1 - \omega^2/\omega_0^2) + j\omega R_H C}$$

$$\frac{U_1}{I_1} = \frac{R_H(1 - \omega^2/\omega_0^2) + 4j\omega L}{1 + \omega^2/\omega_0^2}$$

$$\frac{I_H}{I_1} = \frac{1 + \omega^2/\omega_0^2}{(1 - \omega^2/\omega_0^2) + j\omega C R_H}$$

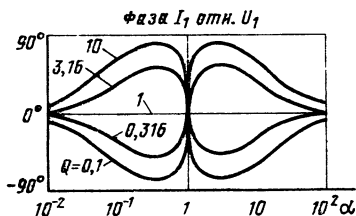
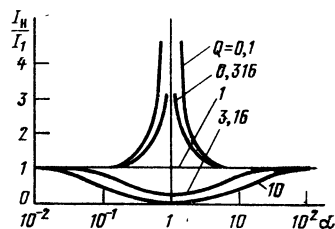
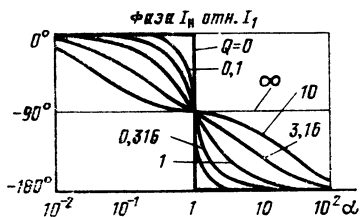
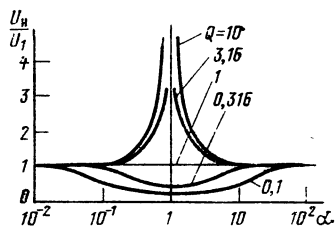
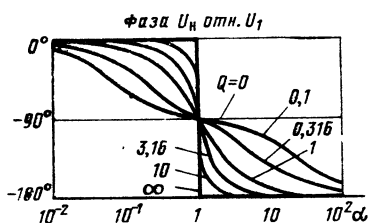


Рис. 87. Амплитудно- и фазочастотные характеристики совмещенных конденсатор-катушки типа «Индукон» в зависимости от относительной частоты $\alpha = \omega/\omega_0$ при различных значениях добротности $Q_H = R\sqrt{C}/4L$, где $R = R_H + r_{\text{потерь}}$, $R_H \gg r_{\text{потерь}}$

При резонансе $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ полученные соотношения упрощаются:

$$U_H = U_1 \frac{R_H}{2j\omega L}, \quad I_1 = U_1 \frac{R_H C}{4L}; \tag{3.22}$$

$$I_H = U_1 \frac{1}{2j\omega_0 L}, \quad I_H = I_1 \frac{2}{j\omega_0 C R_H}.$$

Как видно из (3.22), при постоянной амплитуде входного напряжения ток I_H на резонансной частоте ω_0 не зависит от R_H . На рис. 87 представлены амплитудно- и фазочастотные характеристики индукона в функции от относительной частоты $\alpha = \omega/\omega_0$ для различных значений добротности $Q = R_H \sqrt{C/4L}$.

3.8. Трансформатор-фильтр

Некоторой разновидностью совмещенных конденсатора и катушки индуктивности является другой ММРК трансформатор-фильтр, который (при $R_H \gg r_{\text{потерь}}$) проявляет себя на резонансной частоте как источник тока, защитное устройство от к. з., фильтрующее устройство, трансформатор [89]. Примерная конструкция трансформатора-фильтра (трансфильтра) представлена на рис. 88. Напряжение от источника питания при-

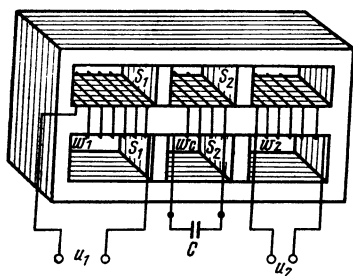


Рис. 88. Примерная схема конструкции трансфильтра:

ω_1 , ω_2 — входная и выходная обмотки; ω_C — обмотка, подключаемая к конденсатору; S — магнитные шунты

кладывается к входной обмотке, напряжение U_2 на R_H снимается с ω_2 . Конденсатор C подключается к связующей об-

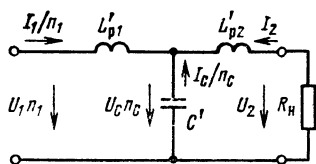


Рис. 89. Приближенная эквивалентная электрическая схема трансфильтра, пересчитанная к выходной обмотке ω_2 :

$n_1 = \omega_1/\omega_1$; $n_C = \omega_1/\omega_C$; $C' = C (\omega_C/\omega_1)^2$;
 $L'_{p1} \approx \mu \omega_1^2 q_{S1}/\delta_1$; $L'_{p2} \approx \mu \omega_2^2 q_{S2}/\delta_2$;
 q_{S1} и q_{S2} — поперечные сечения шунтов S_1 и S_2 ; δ_1 и δ_2 — длина зазора между основной магнитной цепью и шунтами S_1 и S_2

мотке ω_C . Основная магнитная цепь и шунты набираются из пластин электротехнической стали (подобно обычным маломощным силовым трансформаторам), толщина которых определяется частотой питающей сети. Трансфильтр в соответствии с выполняемыми им функциями удобно использовать в качестве силового устрой-

ства питания нагрузок, сопротивление которых резко меняется (таких, как газоразрядные лампы, электросварочные аппараты, магнитные приборы с насыщением и т. п.). При изменении амплитуды U_1 ток I_2 в нагрузке устанавливается в течение 1—2 периодов частоты ω питающего напряжения.

Приближенная эквивалентная электрическая схема трансфилтра, пересчитанная к обмотке ω_2 , представлена на рис. 89. Заменяя токи, потоки, напряжения экви-

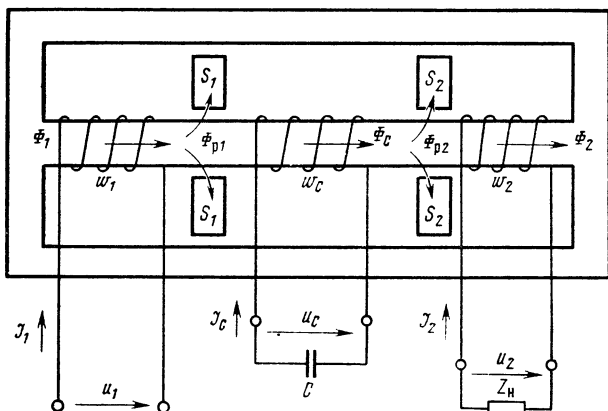


Рис. 90. Схема магнитной цепи трансфилтра

валентными гармоническими и допуская идеальность ферромагнитного материала сердечника (нет потерь и бесконечно большая магнитная проницаемость), справедливо записать следующие соотношения:

$$U_1 = j\omega\omega_1\Phi_1, \quad U_C = j\omega\omega_C\Phi_C,$$

$$U_2 = j\omega\omega_2\Phi_2;$$

$$I_1\omega_1 = -\Phi_{p1}R_{p1}, \quad I_2\omega_2 = \Phi_{p2}R_{p2},$$

$$I_1\omega_1 + I_C\omega_C + I_2\omega_2 = 0,$$

где $R_{p1} = \delta_1 / \mu q_{s1}$; $R_{p2} = \delta_2 / \mu q_{s2}$, а потоки Φ_1 , Φ_C , Φ_2 , Φ_{p1} , Φ_{p2} обозначены на схеме магнитной цепи (рис. 90). И далее $Z_H = -U_2/I_2$, $1/j\omega C = U_C/I_C$. Совместное решение записанных соотношений относительно I_2 , U_1 , Z_H и $1/\omega C$ дает

$$I \left[1 + \left(\frac{q_{s2}\delta_1}{q_{s1}\delta_2} + \frac{Z_H}{j\omega L'_{p2}} \right) \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) \right] = - \frac{U_1 n_1}{j\omega L'_{p1}}, \quad (3.23)$$

где

$$L'_{p1} \approx \mu \frac{\omega^2_2 q_{s1}}{\delta_1};$$

$$L'_{p2} \approx \mu \frac{\omega^2_2 q_{s2}}{\delta_2}; \quad C' = C \left(\frac{\omega_C}{\omega_2} \right)^2;$$

$\omega_0 = 1/\sqrt{L'_{p1}C'}$ — резонансная частота трансфилт­ра. При работе трансфилт­ра на частоте $\omega = \omega_0$ ток в нагрузке, как следует из (3.23), не зависит от сопротивления нагрузки и определяется как $I_2 = jU_1 n_1 / \omega L'_{p1}$. Изменяя U_1 , можно управлять током в нагрузке.

3.9. Структурные схемы устройств питания на основе силовых ММРК

С развитием и построением функциональной части РЭА, ЭВМ, устройств автоматики, телеуправления на ИС и БИС определяющую роль в габаритах и массах стали играть технические средства обеспечения и в первую очередь различные силовые устройства питания (до 50%). Одновременно комплекс функциональных требований к силовым устройствам питания (СУП) резко расширился, а требования к качественным показателям стали более жесткими. Создание СУП на основе паратрансов, употрансов, трансфилт­ров, употрумов (см. гл. 4) и их разновидностей явилось одним из перспективных путей решения проблемы уменьшения габаритов и массы, расширения функциональных возможностей, повышения качества самых разнообразных устройств питания. Перспективность СУП на основе паратрансов, употрансов обусловлена следующими принципиальными достоинствами ММРК: возможностью повышения к. п. д. теоретически до 1, многофункциональностью и возможностью дальнейшего повышения степени физической интеграции функций за счет более полного использования существующих и привнесения новых физических явлений, свойств в ферромагнитном, диэлектрическом и магнитоэлектрических материалах. При этом, что особенно существенно, число дискретных элементов не увеличивается.

Практически модули и блоки СУП на основе ММРК мощностью более 20—30 Вт по сравнению с традиционными аналогами имеют достоинства: они более просты,

надежны и менее трудоемки в производстве, в 1,5—3 раза менее элементоемки, имеют более высокие энергетические, а также удельные объемные и весовые показатели.

В табл. 3.13 для сравнения представлены данные по двум современным модулям СУП на основе традиционной линейной схемы стабилизатора и на основе ММРК типа ТСФГ1 (также линейном).

Таблица 3.13

Наименование	Традиционный блок питания	ТСФГ1
Суммарная статическая нестабильность выходного напряжения, % при:	$\pm 2,5$	$\pm 2,5$
а) входном напряжении, В	220^{+22}_{-33}	220^{+22}_{-33}
б) токе нагрузки, А	$(0-1) I_{\text{ном}}$	$(0-1) I_{\text{ном}}$
в) частоте питающей сети, Гц	400^{+10}_{-20}	400^{+10}_{-20}
г) температуре окружающей среды, °С	$-50 \div +70$	$-50 \div +70$
Номинальное выходное напряжение, В	5	5
Номинальный ток нагрузки, А	12	15
Коэффициент пульсаций (пик), %	Менее 1	Менее 1
К. п. д., %	40	60
Выходное напряжение при уменьшении входного на 30%	Уменьшается на 30%	Изменяется на 3%
Выходное напряжение при увеличении нагрузки на 30%	Падает до нуля	Падает до нуля
Число дискретных электронных компонентов (элементоемкость), шт.	80	40
Удельная весовая характеристика, Вт/кг	17	30
Удельная объемная характеристика, Вт/дм ³	17	40
Конструктивные особенности электронных компонентов	Корпусные диоды, транзисторы и т. п.	Конденсатор и входная катушка не совмещены

Круг функциональных задач, выполняемых современными СУП, их назначение чрезвычайно разнообразны. Деление СУП по функциональному назначению показано в табл. 3.14.

Функциональное назначение СУП и комплекс предъявляемых к ним специальных требований определяют структурную схему построения. При мощности в нагруз-

ке более 20—30 Вт по сравнению с традиционными схемами построение функциональных (структурных) схем на основе силовых ММРК дает вышеуказанные преимущества. Они еще более проявляются при увеличении диапазона колебаний входного напряжения, повышении требований двухсторонней фильтрации при сугубо нелинейной нагрузке. СУП на основе ММРК могут выполняться с преобразованием на повышенные частоты, обес-

Таблица 3.14

Вход	Выход
1. Источник напряжения постоянного тока, нестабилизированный	Напряжение постоянного тока, стабилизированное
2. То же	Напряжение переменного тока трехфазное, стабилизированное
3. „ „	Напряжение переменного тока промышленной частоты, однофазное, стабилизированное
4. Источник напряжения переменного тока 50, 400, 1000 Гц, однофазный, нестабилизированный	Напряжение постоянного тока, стабилизированное
5. Источник напряжения переменного тока 50, 400, 1000 Гц, однофазный, нестабилизированный	Напряжение переменного тока той же частоты, трехфазное, стабилизированное
6. Источник напряжения переменного тока (50, 400, 1000 Гц), однофазный или трехфазный, нестабилизированный	Напряжение переменного тока повышенной частоты, однофазное или трехфазное, стабилизированное
7. Источник напряжения переменного тока (50, 400, 1000 Гц), трехфазный, нестабилизированный	Напряжение постоянного тока, стабилизированное
8. Источник напряжения переменного тока изменяющейся частоты 380—1050 Гц, нестабилизированный	То же
9. Источник напряжения переменного тока, нестабилизированный, однофазный	Напряжение переменное, однофазное, с регулируемым током в сильно нелинейной нагрузке (газоразрядные и дуговые приборы)

печивая кроме уже перечисленных преимуществ отсутствие помех в нагрузке. В соответствии с функциональным назначением (табл. 3.14) предлагаются следующие структурные схемы построения СУП на основе силовых ММРК.

1. В схеме на рис. 91 собственно паратранс обеспечивает стабилизацию напряжения с коэффициентом ~ 10 . Изменение выходного напряжения E_2 , вызванное любым воздействующим фактором, по цепи обратной связи через устройство П вызывает изменение частоты ЗГ и через УМ напряжение измененной частоты посту-

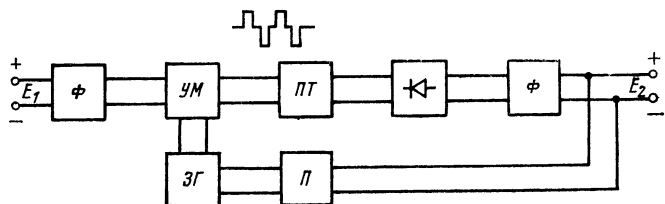


Рис. 91. Структурная схема построения СУП на паратрансе с преобразованием нестабилизированного напряжения E_1 постоянного тока в стабилизированное напряжение E_2 постоянного тока:

УМ — усилитель мощности, работающий в ключевом режиме; ПТ — паратранс; \triangleleft — выпрямитель; Ф — фильтр; П — преобразователь напряжения E в частоту задающего генератора ЗГ

пает на паратранс. Изменение частоты питающего напряжения на входе паратранса приводит к изменению амплитуды напряжения на выходе паратранса с коэффициентом $1-2$ (см. § 3.4). В настоящее время при типовых требованиях к параметрам СУП в зависимости от выходного тока и мощности достигается удельная объ-

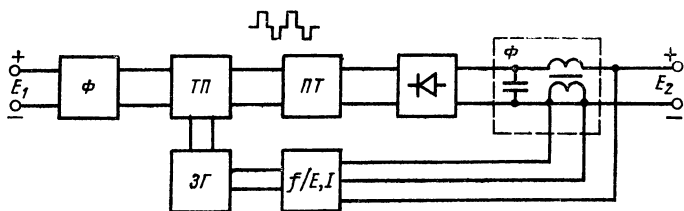


Рис. 92. Структурная схема СУП на тиристорах и паратрансе:
ТП — мощный тиристорный переключатель

емная характеристика таких СУП до $80-136$ Вт/дм³ [82, 100].

На рис. 92 представлена схема СУП на тиристорах и паратрансе (возможно, ФРТ). Обратная связь по напряжению и току через изменение частоты обеспечивает нестабильность E_2 менее 1% при изменениях напряже-

ния E_1 на $\pm 30\%$, нагрузки от х. х. до полной. При этом к. п. д. 75% , $E_2=5$ В и $I_H=100$ А [103]. Удельная объемная характеристика такого СУП составляет около 50 Вт/дм³ и зависит от выходных показателей по току и мощности.

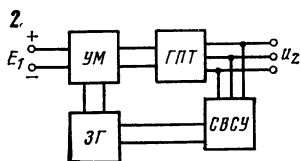


Рис. 93. Структурная схема СУП преобразования нестабилизированного напряжения E_1 постоянного тока в переменное трехфазное амплитуды U_2 , стабильное: ГПТ — гибридный паратрансформатор с употрансом; СВСУ — схема выпрямления, сравнения, усиления

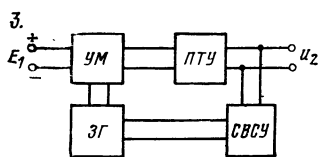


Рис. 94. Структурная схема СПУ преобразования нестабилизированного напряжения E_1 постоянного тока в переменное амплитуды U_2 , однофазное, стабильное: ПТУ — управляемый паратрансформатор

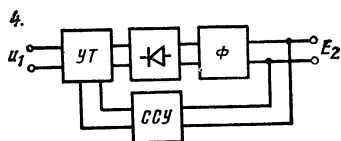


Рис. 95. Структурная схема СУП преобразования нестабилизированного, переменного, однофазного входного напряжения амплитуды U_1 в стабилизированное напряжение E_2 постоянного тока: УТ — употрансформатор

При построении СУП по схеме (рис. 95) на частоте питающей сети 400 Гц, выходной мощности порядка 100 Вт, суммарной нестабильности выходного напряжения $2,5\%$, пульсациях (пик) менее 50 мВ в диапазоне температур от -50 до $+70^\circ\text{C}$ достигается к. п. д. $65-70\%$ и $40-45$ Вт/дм³.

5.

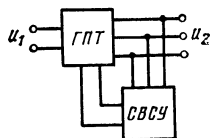


Рис. 96. Структурная схема СУП преобразования нестабилизированного, однофазного напряжения амплитуды U_1 в стабилизированное трехфазное амплитуды U_2 : ГПТ — гибридный паратрансформатор с употрансом

108

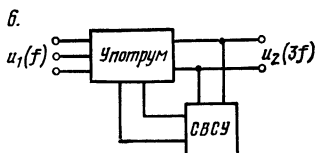


Рис. 97. Структурная схема СУП с преобразованием нестабилизированного, трехфазного напряжения амплитуды U_1 частоты f в стабилизированное однофазное напряжение амплитуды U_2 , частоты $3f$: Употрум — см. гл. 4

По п. 7 табл. 3.14 существует и может быть предложено множество схемных решений. На рис. 97 предлагается структурная схема, которая может служить примером и основой для решения подобных задач.

7

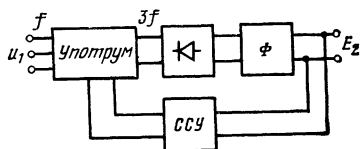


Рис. 98. Структурная схема СУП с преобразованием нестабилизированного, трехфазного напряжения амплитуды U_1 в стабилизированное напряжение E_2 постоянного тока

8. Задача п. 8 табл. 3.14 решается с помощью схем задач п. 1 табл. 3.14 при подключении к входу этих схем выпрямителя с фильтром.

9

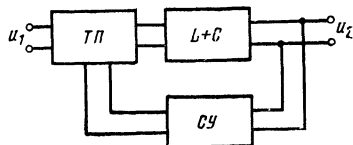


Рис. 99. Структурная схема СУП преобразования однофазного напряжения амплитуды U_1 в однофазное напряжение амплитуды U_2 с регулируемым током в нелинейной нагрузке:

$L+C$ — совмещенные конденсатор и катушка типа «Индукон» или трансфильтр с тиристорным переключателем ТП; СУ — схема управления

4. Угловые многофункциональные магнитные радиокомпоненты

4.1. Трансформаторы-умножители частоты

По магнитным умножителям частоты имеется обширный перечень литературы в виде отдельных статей и целых монографий. В данной работе рассматриваются практически отсутствующие в литературе два типа трансформаторов-умножителей частоты: трансформатор

квазиидеальный умножитель частоты и фазы вдвое и управляемый поток феррорезонансный трансформатор-умножитель частоты втрое. Эти и другие, основанные на этом принципе, ММРК могут служить основой для построения различных фазочастотных устройств и силовых устройств питания, отличающихся простотой, надежностью в жестких окружающих условиях, высокими технико-экономическими показателями.

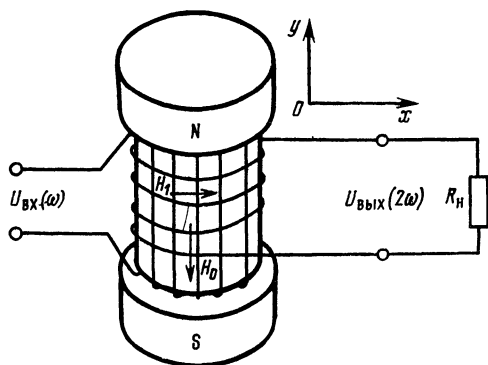


Рис. 100. Вариант схемы конструкции трансумножителя на магнитопрывде типа «Цилиндр»

Трансформатор-квазиидеальный умножитель частоты и фазы вдвое (трансумножитель) выполняет одновременно функции трансформации, умножения частоты и фазы вдвое, частичной защиты от перегрузок и перенапряжений, частичной фильтрации (рис. 100). Принцип работы основан на использовании эффектов взаимодействия ортогональных полей в ферромагнетике. На магнитопрывде типа «Цилиндр» тороидально выполнена входная обмотка, создающая поле H_1 , и коаксиально-выходная обмотка, в направлении поля которой приложено поле H_0 , создаваемое постоянными магнитами NS . Постоянное поле смещения H_0 может быть создано и электрическим током в обмотке. На рис. 101 представлены картины полей и токов, поясняющие принцип работы трансумножителя.

Создание в направлении оси ou постоянного поля смещения H_0 вызывает сильное сужение петли гистерезиса в ортогональном направлении по оси ox (см. § 1.4). Это позволяет получить в трансумножителях коэффици-

коэффициент передачи мощности до 90% [71]. Постоянное поле смещения H_0 вводит материал технически в насыщение, порождая магнитную индукцию B_0 . В соответствии с данными § 1.5 векторы H_0 и B_0 практически совпадают по направлению (ось oy), а вектор напряженности магнитного поля H_1 входного сигнала частоты ω совпадает по направлению с вектором порожденной им магнитной индукции B_1 (ось ox). Магнитопровод намагничивается

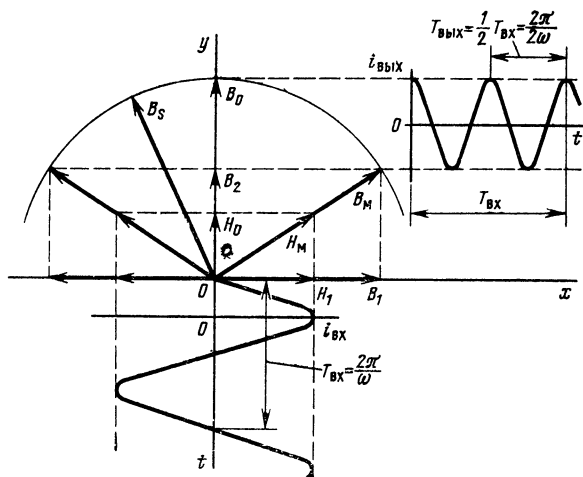


Рис. 101. Пространственная векторная диаграмма полей в трансмутителе и временные зависимости входного и выходного токов

суммарным полем $H_m = H_0 + H_1$, порождающим индукцию $B_m = B_0 + B_1$, при этом B_m и H_m совпадают в пространстве и во времени. При этом условии, как видно из рис. 101, синхронно с изменением B_1 суммарный вектор магнитной индукции B_m будет совершать колебания около оси oy . Легко заметить, что значение B_2 , равное проекции вектора B_m на ось oy , будет изменяться с частотой, в два раза большей частоты изменения B_1 входного сигнала, т. е. возникает эффект удвоения частоты. Наличие потерь, качественно не изменяя картины, приводит лишь к количественным изменениям, которые уменьшают полезный эффект на выходе. Практические разработки [71] показали, что магнитные характеристики никель-марганцевых ферритов и пермаллоев типа 80 НХС имеют вид, обеспечивающий почти идеальное

удвоение частоты. Без применения каких-либо дополнительных фильтров в цепи нагрузки коэффициент нелинейных искажений составляет менее 7%.

Электрическая схема трансумножителя изображена на рис. 102. В соответствии с данными § 1.5 амплитуду выходной индукции и мощность в нагрузке можно выразить в виде

$$B_{2m} \approx \frac{1}{2} \left[B_M(H_0) - \frac{H_0}{\sqrt{H_{1m}^2 + H_0^2}} B_M(H_M) \right],$$

$$P_H \approx 6,46 \cdot 10^{-8} \omega \mu_{20} H_0^2 V_c,$$

где H_{1m} — амплитуда поля входной обмотки; μ_{20} — среднее значение проницаемости по выходной обмотке; V_c — объем магнитопровода; H_0 — постоянное поле смещения.

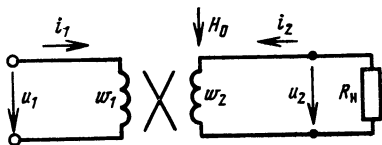


Рис. 102. Электрическая схема трансумножителя

Значение поля H_0 выбирается из условия, чтобы в рабочем режиме магнитопровод не выходил из насыщения во избежание больших нелинейных искажений в выходном сигнале. Кривая намагничивания ферромагнетика желательна с горизонтальным участком в области насыщения, возможно большим значением индукции насыщения и прямоугольностью. На практике с целью повышения энергетических показателей оказывается целесообразным включение в трансумножителе па-

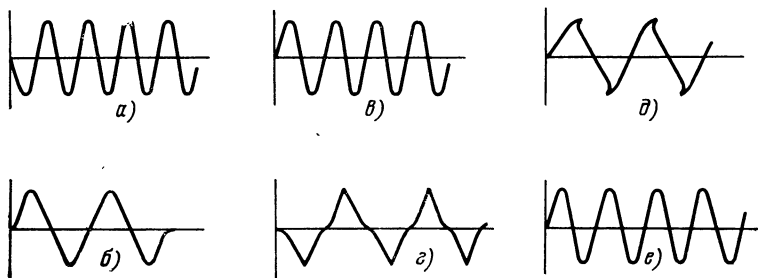


Рис. 103. Формы кривых напряжений, токов, временной зависимости индуктивности в однокаскадном трансумножителе без входного конденсатора C :

- а) $U_2(t) \leftrightarrow$ б) $U_1(t)$;
 в) $U_2(t) \leftrightarrow$ г) $i_1(t)$;
 д) $U_1(t) \leftrightarrow$ е) $L_2(t)$

раллельно входной обмотке конденсатора емкостью \bar{C} резонирующей с индуктивностью L_{10} (среднее значение) входной обмотки на частоте входного сигнала ω . Это связано с тем, что $R_{в}$, приведенное к входу, оказывается существенно больше сопротивления ωL_{10} .

Образцы трансумножителей на частоту входного сигнала $f = \omega/2\pi = 8$ кГц имели к. п. д. 84%. Осциллограм-

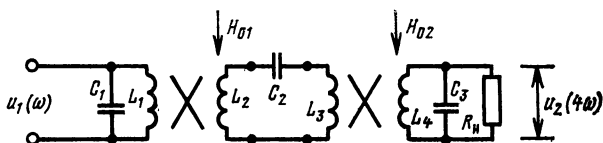


Рис. 104. Схема двухкаскадного трансумножителя

мы напряжений и токов для этого случая показаны на рис. 103. При небольших H_{1m} амплитуда выходного сигнала U_{2m} пропорциональна квадрату U_{1m} , т. е. в этом случае трансумножитель выполняет еще функцию возведения напряжения в квадрат.

Последовательное соединение n трансумножителей позволяет осуществить умножение частоты (фазы) исходного сигнала в 2^n раз. На рис. 104 показана двухкаскадная схема трансумножителя и на рис. 105 соот-

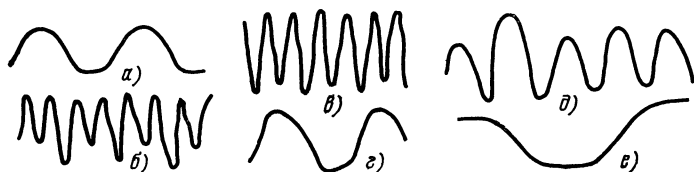


Рис. 105. Формы кривых напряжений, токов, индуктивности в двухкаскадном трансумножителе:

- а) $U_1(t) \leftrightarrow б) L_1(t)$;
 в) $U_2(t) \leftrightarrow г) U_1(t)$;
 д) $L_4(t) \leftrightarrow е) U_1(t)$

ветствующие осциллограммы напряжений и токов. В табл. 4.1 дан гармонический состав напряжений и токов в двухкаскадном трансумножителе при работе на частоте входного сигнала $f = 150$ кГц. К. п. д. двухкаскадного трансумножителя составлял около 74%. Материалом магнитопровода служил феррит марки 1500НМЗ. Цепочка n последовательно соединенных трансумножителей

лей позволяет получить умножение частоты сигнала в 2^n раз.

Управляемый потоком трансформатор-умножитель частоты втрое (употрум) выполняет функции трансформации, стабилизации, умножения частоты втрое, защиты, фильтрации (рис. 106). При наличии трехфазного

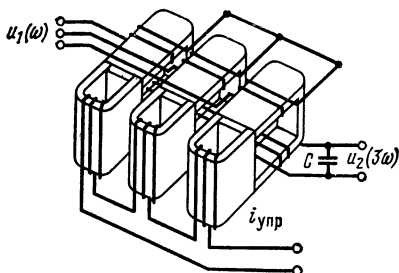


Рис. 106. Вариант схемы конструкции употрума

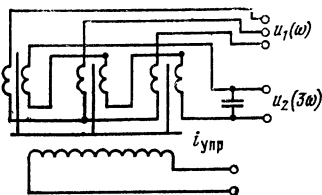


Рис. 107. Электрическая схема употрума

источника питающего напряжения использование употрума для построения СУП более целесообразно, чем трехфазного выпрямителя. Это связано с тем, что из-за несимметрии фаз и высоких требований к коэффициенту пульсаций (обычно $< 1\%$ или не > 50 мВ пиковых) теоретический выигрыш в габаритах фильтра реализуется

Таблица 4.1

Наименование	Вход каскада		Выход
	1-го	2-го	
Частота, кГц	150	300	600
Напряжение гармоник, В			
Основной	46,5	13,5	31,5
второй	0,18	0,45	0,62
третьей	5,4	4,9	4,5
четвертой	0,18	0,9	0,75
пятой	1,35	8,0	5,0
шестой	0,15	1,9	2,3
седьмой	0,62	—	—
Ток гармоник, А			
основной	0,086	0,3	—
второй	—	—	—
третьей	0,013	—	—
четвертой	—	0,3	—

практически в трехфазном выпрямителе в 2—3 раза ниже. В то же время, повысив частоту в 3 раза, можно уменьшить габариты фильтра выпрямителя. Электрическая схема упрощенно представлена на рис. 107. Наличие ортогональной обмотки управления позволяет ввести в СУП отрицательную обратную связь с линейной схемой сравнения и усиления.

4.2. Трансформатор-делитель частоты вдвое

Трансформатор-делитель частоты вдвое (трансделитель) представляет собой паратранс со смещением по входной цепи (цепи накачки) и в этом смысле по существу является индуктивным параметрическим генератором субгармоник [64].

Трансделитель выполняет функции трансформации, деления частоты, стабилизации, защиты от перенапряжений и перегрузок, фильтрации.

Конструктивно трансделитель может быть выполнен в таком же конструктивном многообразии как паратранс и трансумножитель, т. е. на базе основных магнитных схем управляемых трансформаторов (см. гл. 2).

Электрическая схема трансделителя показана на рис. 108. Магнитная проницаемость, а следовательно, и индуктивность выходной обмотки трансделителя будут ме-

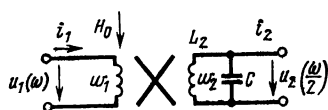


Рис. 108. Электрическая схема трансделителя

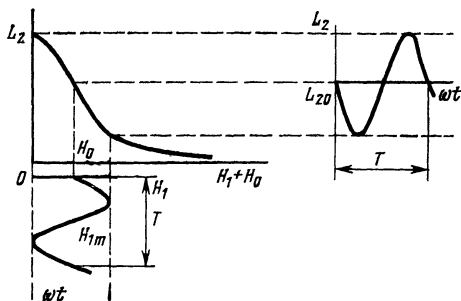


Рис. 109. Зависимость индуктивности выходной обмотки в трансделителе от поля H_1 входного сигнала (накачки) $u_1(\omega)$, поля смещения H_0 и времени

няться с частотой ω поля намагничивания H_1 , если выполнено условие $H_{1m} \leq H_0$ (рис. 109). Если выходной контур трансделителя настроить на частоту $\omega_0 = \omega/2 = 1/\sqrt{L_{20}C}$, то в нем возбуждаются колебания этой частоты, т. е. происходит деление частоты входного сигнала $u_1(\omega)$ вдвое. Фаза колебаний $u_2(\omega/2)$, возбуждающихся в выходном контуре, жестко связана с фазой сигнала накачки (входного) и в зависимости от начальных условий отличается на $\pm\pi/2$. Подобно транстриггеру трансделитель может работать в режиме двухстабильных по амплитуде колебаний. Цепочка n последовательно соединенных трансделителей реализует деление частоты входного сигнала в 2^n раз. Анализ трансделителя аналогичен анализу паратранса.

4.3. Трансформатор-балансный преобразователь частоты

Трансформатор-балансный преобразователь частоты или трансбалансный модулятор (ТМБ) конструктивно выполняется аналогично трансформатору-модулятору амплитудному (см. § 3.1) и является многофункциональным магнитным радиокомпонентом, выполняя функции трансформации, балансной модуляции.

ТМБ не имеет недостатков, присущих традиционным схемам балансных модуляторов на транзисторах или диодах (кольцевые модуляторы). Основные из этих недостатков следующие: сравнительно слабое подавление несущей (35—40 дБ), которое еще уменьшается при работе в диапазоне окружающих температур, необходимость подбора полупроводниковых диодов (кольцевые модуляторы), так как, например, разброс по прямому сопротивлению диодов на 5% снижает подавление несущей почти в 2 раза, тяжелый режим работы в транзисторных модуляторах, так как в режиме молчания вся мощность рассеивается на коллекторе, к. п. д. балансных модуляторов на полупроводниковых приборах обычно не превышает 30%. От этих недостатков свободен ТМБ, выполненный на трансформаторе по балансной схеме с встречным включением выходных обмоток и ортогональным управлением [19, 37].

Электрическая схема ТМБ показана на рис. 110. Высокочастотная несущая $u_1(\omega)$, в цепи которой имеется некоторое сопротивление r_i , подается на обмотку ω_1 цен-

трального ядра. Выходной сигнал u_2 , вызывающий ток i_H в нагрузке, снимается с обмоток w'_2 и w''_2 , выполненных на боковых ядрах и включенных встречно. Точное симметрирование боковых ядер и обмоток является необходимым условием высокого подавления несущей.

Ортогонально обмоткам w'_2 и w''_2 выполняются обмотки w'_E и w''_E , а также w'_Ω и w''_Ω , к которым прикладываются напряжения $E_{см}$ и u_Ω для создания соответ-

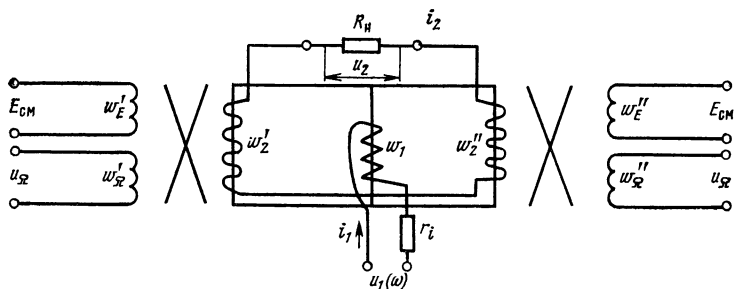


Рис. 110. Электрическая схема трансформатора — балансного модулятора

венно полей смещения H'_{o2} , H''_{o2} и модулирующих H'_{om} и H''_{om} . Магнитный поток, создаваемый с помощью входной обмотки w_1 , из центрального ядра разветвляется в боковые и наводит э. д. с. во вторичных обмотках w'_2 и w''_2 . В силу симметричности боковых ядер и обмоток наводимые в обмотках w'_2 и w''_2 э. д. с. равны и противоположно направлены. В результате напряжение u_2 на R_H равно нулю.

Если при наличии исходных смещающих полей H'_{o2} и H''_{o2} ($H'_{o2} > H'_{om}$ и $H''_{o2} > H''_{om}$) подачей модулирующего напряжения u_Ω на обмотки w'_Ω и w''_Ω обеспечить в боковых ядрах противофазность модулирующих полей с амплитудами H'_{om} и H''_{om} , то с увеличением магнитного сопротивления одного ядра магнитное сопротивление другого уменьшится и наоборот.

Нарушение магнитной симметрии приводит к перераспределению по боковым ядрам магнитных потоков частоты ω , которые наводят в w'_2 и w''_2 неравные э. д. с. Разностное э. д. с. вызывает на R_H появление модули-

рованного напряжения u_2 , в котором уже имеются составляющие частоты $\omega \pm \Omega$, а несущая частота ω отсутствует. Практически спектр выходного сигнала может иметь составляющие $\omega \pm k\Omega$ ($k=1, 2, 3 \dots$). Это связано с присутствием паразитной фазовой модуляции и некоторой нелинейностью модуляционной характеристики, т. е. нелинейностью магнитного сопротивления боковых кернов по направлению поля несущей в зависимости от модулирующего сигнала u_g . Однако, как будет показано ниже, при выполнении некоторых условий паразитная модуляция и нелинейные искажения можно существенно снизить и сделать долю составляющих с $k=2, 3 \dots$ пренебрежимо малой.

Ортогональное управление по сравнению с параллельным в данном случае имеет следующие преимущества: исключается необходимость в специальных фильтрующих элементах против проникновения несущей в цепь модулирующего сигнала и при прямого прохождения модулирующего сигнала в выходную цепь, повышается добротность входной ВЧ цепи, что является одним из условий обеспечения малости паразитной фазовой модуляции, кривая намагничивания по направлению поля ВЧ несущей остается симметричной и при выполнении условия $H'_{o2} > H'_{om}$, $H''_{o2} > H''_{om}$ обеспечивается малость коэффициента нелинейных искажений в выходном сигнале u_2 .

В ТБМ с магнитопроводом конструкции типа «Бинокль» (см. рис. 17) для повышения эффективности управления необходимо, чтобы магнитные сопротивления перемычек были значительно ниже магнитных сопротивлений цилиндрических кернов. Введение экранирования между обмотками ω_E , ω_g , и ω_2 существенно улучшает подавление несущей. Чем сильнее рассимметрированы боковые керны под действием модулирующих полей амплитуд H'_{om} и H''_{om} , тем больше напряжение u_2 и, следовательно, выше выходная мощность. Однако при $H'_{om}/H'_{o2} \geq 1$ и $H''_{om}/H''_{o2} \geq 1$ резко возрастают нелинейные искажения, так как ферромагнитный материал выходит из насыщения.

Использование ферромагнетиков с узкой и прямоугольной петлей гистерезиса позволяет приблизить отношения H'_{om}/H'_{o2} и H''_{om}/H''_{o2} к единице, резко повысить выходную мощность и сохранив малыми нелинейные искажения.

Выбор рабочей точки с позиций малости нелинейных искажений огибающей модулированных колебаний следует производить так, чтобы скорость и величина изменения проницаемости μ по обоим боковым кернам была одинаковой. Это удобно делать по предлагаемой «нуль»-характеристике, экспериментально снимаемой для конкретной магнитной цепи. «Нуль»-характеристика устанавливает соотношения между смещающими полями H'_{o2} и H''_{o2} , при которых $u_2 = 0$.

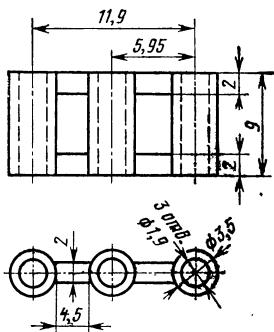


Рис. 111. Магнитопровод типа «Бинокль» из феррита марки 1000НМ для ТБМ

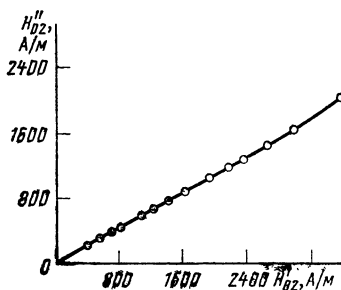


Рис. 112. «Нуль»-характеристика для магнитопровода типа «Бинокль» из феррита марки 1000 НМ

Для исследованных размеров магнитопровода типа «Бинокль» (рис. 111) «нуль»-характеристика представлена на рис. 112. Работа на линейном участке характеристики при соответствующем выборе амплитуд модулирующих полей H'_{om} и H''_{om} обеспечивает равные приращения μ по обоим боковым кернам. По «нуль»-характеристике ориентировочно можно определить мощность в нагрузке как величину, пропорциональную квадрату отношения амплитуды модулирующего поля к величине поля смещения.

Типичная зависимость коэффициента нелинейных искажений k_2 огибающей от отношения полей H_{om}/H_{o2} представлена на рис. 113. При $H_{om}/H_{o2} \leq 0,8$ получается $k_2 < 3\%$.

Эквивалентная электрическая схема ТБМ по ВЧ цепи не отличается от таковой для управляемого балан-

ного трансформатора и описывается теми же интегрально-дифференциальными уравнениями.

Макет ТБМ, составленный из двух одинаковых магнитопроводов (рис. 114, размеры на рис. 111), в схеме генератора на частоте несущей $\omega/2\pi=3$ МГц, с балансной модуляцией изменением связи в полосе частот

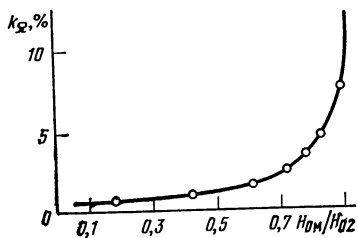


Рис. 113. Зависимость коэффициента нелинейных отношений от отношения полей для магнитопровода типа «Бинокль» из феррита 1000 НМ при $\Omega/2\pi=10$ кГц

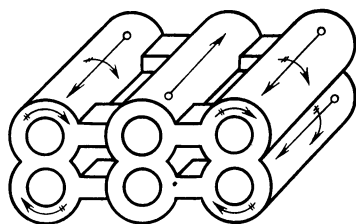


Рис. 114. Конструкция магнитопровода из феррита марки 200НН2 для ТБМ:

○ → H_{ω} , B_{ω} — направление ВЧ полей;
 — || → H_y , B_y — направление управляющих полей (смещения и модулирующих)

$\Omega/2\pi=0,4-15$ кГц, $\omega_1=3$ вит., $\omega'_2=\omega''_2=3$ вит., $H'_{o2}=704$ А/м, $H''_{o2}=744$ А/м, $H'_{om}=H''_{om}<350$ А/м, материал магнитопровода феррит 200НН2 имел следующие показатели: коэффициент преобразования частоты несущей в боковые 77%, к. п. д. трансформатора-модулятора 71%; уровень искажений менее 5%, подавление ко-

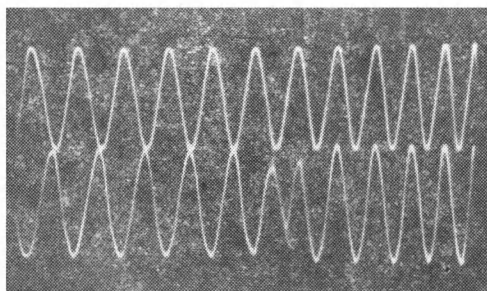


Рис. 115. ВЧ колебания на входе и фазоманипулированные в нагрузке ТБМ

лебаний несущей частоты в нагрузке > 50 дБ, к. п. д. транзисторного генератора около 70%, мощность в нагрузке $P_n = (0,1 - 0,15)$ Вт. В процессе изменения уровня модулирующего сигнала к. п. д. транзисторного генератора сохранял достаточно высокое значение и в режиме молчания был равен 60%. В обычных схемах балансных модуляторов на транзисторах к. п. д. в режиме молчания равен нулю и транзисторы работают в тяжелом тепловом режиме.

ТБМ исследовался в схеме с модуляцией изменением связи генератора в режиме фазоимпульсного манипулятора. Для этого в обмотки ω'_Ω и ω''_Ω подавались строго поочередно импульсы длительностью 5 мкс, создававшие поля H'_{om} и H''_{om} , примерно в 5 раз меньшие, чем H'_{o2} и H''_{o2} . Осциллограммы колебаний несущей на входе и фазоманипулированных в нагрузке показаны на рис. 115. Как видно, длительность переброса фазы ВЧ колебаний на π составляет менее одного периода ВЧ колебаний.

4.4. Трансформатор-фазовращатель

Трансформатор-фазовращатель (трансфазовращатель) выполняет функции трансформации и управления фазой выходного сигнала относительно входного. Конструктивно трансфазовращатель выполняется на основе мостовой магнитной схемы (см. § 2.3). Принцип работы трансфазовращателя основан на использовании эффекта изменения характера магнитного сопротивления отдельных участков сложной разветвленной магнитной цепи (см. § 1.3). Иначе говоря, в сложной разветвленной магнитной цепи на различных ее участках физически допустимы ситуации, когда магнитный поток будет отставать, опережать или совпадать с м. д. с. на этом участке. В результате оказывается возможным построить магнитный мост с реактивным характером магнитных сопротивлений плеч, подобно электрическому мосту по переменному току, используемому для управления фазой выходного колебания относительно входного.

Основные достоинства магнитного моста с реактивными магнитными сопротивлениями плеч по сравнению с электрическим мостом по переменному току заключены в следующем: возможности электрического соедине-

ния с заземлением по одному полюсу входа и выхода для уменьшения наводок при работе со слабыми сигналами, возможности повышения амплитуды выходного сигнала по сравнению с входным, простота реализации плавного электрического или механического управления фазой выходного сигнала, стойкость к окружающим

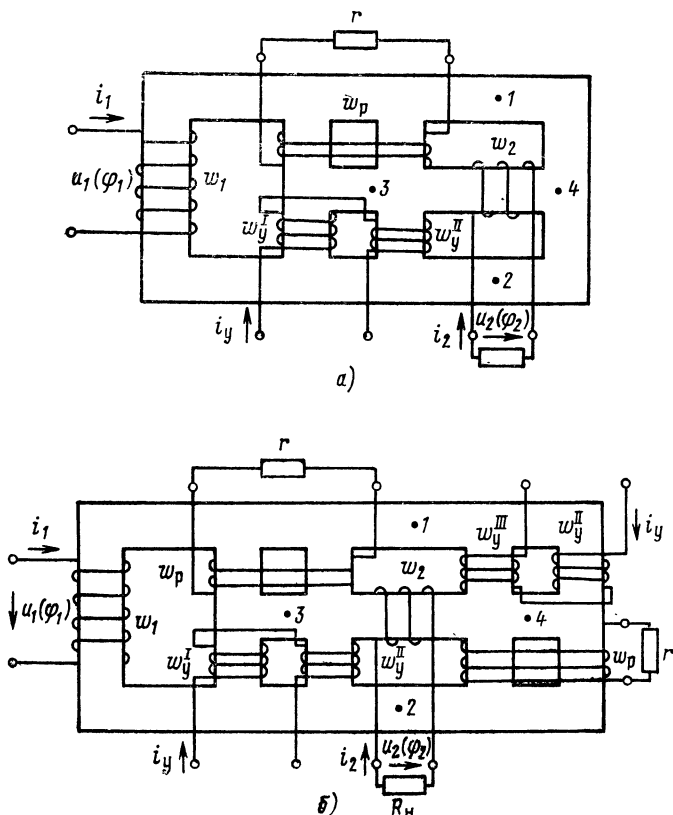


Рис. 116. Варианты схем конструкций трансформаторов-фазовращателей на основе магнитного моста:

а — несимметричного, б — симметричного; w_1 — входная обмотка; w_2 — выходная обмотка; w_p — обмотка участка («плеча») магнитопровода, носящего индуктивный характер магнитного сопротивления; $w_y^I, w_y^{II}, w_y^{III}, w_y^{IV}$ — обмотки «плеч», магнитное сопротивление которых изменяется по величине под действием управляющего сигнала i_y ; r — сопротивление, определяющее величину реактивной составляющей магнитного сопротивления «плеча»; R_n — сопротивление нагрузки; 1, 2, 3, 4 — условное обозначение «узлов» потоков магнитного моста

воздействиям, малая элементоёмкость, высокая надёжность, доступность исходных материалов и их сравнительно невысокая стоимость.

На рис. 116 представлены две возможные схемы конструкций трансформатора-фазовращателя на основе управляемого трансформатора, собранного по мостовой схеме. Одна конструкция выполнена на несимметричном (а), а другая на симметричном (б) магнитных мостах. Для обеспечения магнитной симметрии и технологичности конструкции при шихтовке катушек отдельными пластинами различной конфигурации в магнитной цепи под обмотками ω_p имеются окна.

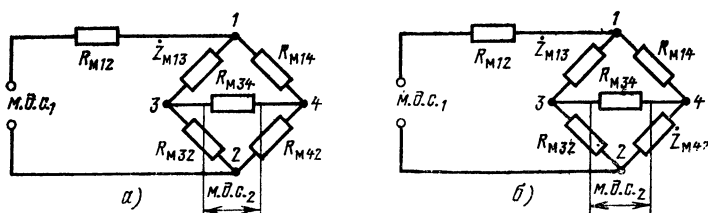


Рис. 117. Упрощенные эквивалентные магнитные схемы несимметричного (а) и симметричного (б) трансфазовращателей

На рис. 117 представлены упрощенные эквивалентные магнитные схемы трансфазовращателей на несимметричном (а) и симметричном (б) магнитных мостах. Как и в случае электрических мостов по переменному току, несимметричный трансфазовращатель по сравнению с симметричным при прочих равных условиях имеет в общем два недостатка: в два раза меньше выходное напряжение, и большая амплитуда изменения выходного напряжения при управлении фазой выходного колебания.

В случае несимметричного трансфазовращателя магнитные сопротивления плеч $1-4$ и $4-2$ выполняются активными и равными, т. е. $R_{M1-4} = R_{M4-2}$, а магнитное сопротивление R_{M3-2} выполняется активным и управляемым. С этой целью плечо $3-2$ расщепляется и на нем выполняются две встречно включенные управляющие обмотки ω'_y и ω''_y , в которые подается ток i_y сигнала управления. Для создания реактивной составляющей в магнит-

ном сопротивлении плеча 1—3 на нем выполняется обмотка ω_p , замкнутая на сопротивление r . При этом магнитное сопротивление плеча 1—3 оказывается комплексным (см. § 1.3) и равным

$$\dot{Z}_{M1-3} = R_{M1-3} + j\omega\omega_p^2/r_n = R_{M1-3} + jX_{M1-3},$$

где R_{M1-3} — активное магнитное сопротивление плеча 1—3 без учета вносимого X_{M1-3} ; $r_n = r_m + r$; r_m — сопротивление обмотки W_p .

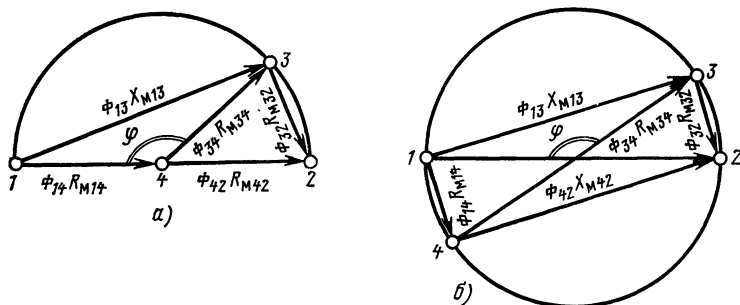


Рис. 118. Приближенные векторные диаграммы м. д. с. в несимметричном (а) и симметричном (б) трансфазовращателях

В случае симметричного трансфазовращателя комплексные магнитные сопротивления \dot{Z}_{M1-3} и \dot{Z}_{M4-2} должны выполняться равными, а активные магнитные сопротивления R_{M1-4} и R_{M3-2} равными и с одинаковым законом изменения во времени. При выполнении перечисленных условий по магнитным сопротивлениям плеч, полагая для упрощения рассмотрения $X_{M1-3} \gg R_{M1-3}$, $X_{M4-2} \gg R_{M4-2}$ можно представить векторные диаграммы м. д. с. для несимметричного и симметричного трансфазовращателей (рис. 118). Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями определяется фазовым сдвигом м. д. с., действующих на диагоналях 1—2 и 3—4, и равен ϕ либо $\pi - \phi$.

При изменении магнитного сопротивления R_{M3-2} (или R_{M1-4} и R_{M3-2} для симметричного фазовращателя) точка 3 (3 и 4) движется по полуокружности (окружности), так как фазовый угол между м. д. с. $\Phi_{1-3} X_{M1-3}$ и м. д. с.

$\Phi_{3-2}X_{M3-2}$ ($\Phi_{1-3}X_{M1-3}$ и $\Phi_{3-2}X_{M3-2}$, а также $\Phi_{4-2}X_{M4-2}$ и $\Phi_{1-4}X_{M1-4}$) остается неизменным и равным $\pi/2$. В результате фазовый сдвиг между м. д. с. в диагоналях 1—2 и 3—4 изменяется, а следовательно, меняется и фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. Типовые характеристики несимметричного трансфазовращателя представлены на рис. 119.

На частотах до единиц килогерц магнитопровод трансфазовращателя может выполняться шихтованным из пластин пяти видов, показанных на рис. 120. Наличие пяти видов пластин позволяет осуществить шихтовку магнитопровода вперекрышку и таким образом резко уменьшить влияние зазоров на величину магнитной проницаемости. Повышение значения магнитной проницаемости позволяет увеличить крутизну характеристики $\varphi =$

$\varphi(I_{упр})$ и уменьшить габариты трансфазовращателя. Пластины толщиной 0,15 мм штампуются из пермаллоя марки 50Н. Для сопряжения трансформаторных параметров с фазовой характеристикой в технологический процесс сборки введена операция настройки, заключающаяся в шихтовке нескольких последних пластин встык. В целом технологический процесс изготовления трансфазовращателей не отличается от такового для

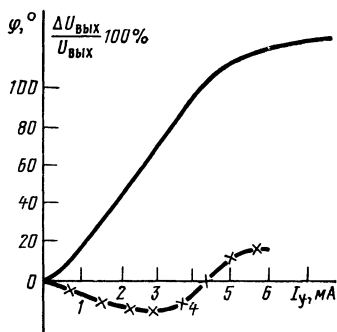


Рис. 119. Зависимости фазы и относительной амплитуды выходного напряжения от управляющего тока для несимметричного трансфазовращателя:
 ——— фаза; $\times-\times$ амплитуда

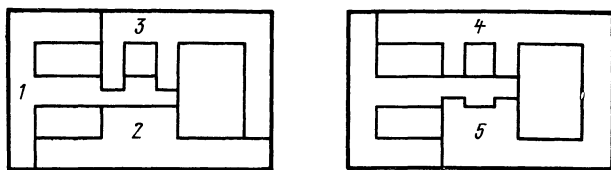


Рис. 120. Шихтовка магнитопровода трансфазовращателя пятью видами пластин

широко освоенных промышленностью низкочастотных согласующих трансформаторов. Катушки наматываются проводом марки ПЭТВ-Р на каркасы, прессованные из термореактивной пластмассы марки ДСВ-2Р-2М. После шихтовки концы проводов обмоток распаиваются на выводы армированного основания и магнитопровод с ка-

Таблица 4.2

Наименование параметра	ТФ1-1	ТФ1-2	Схемный аналог ;
Напряжение на входе, В	4	4	4
Частота входных колебаний, Гц	125	400	125
Внутреннее сопротивление R_0 источника входных колебаний, Ом	Не более 1000	Не более 1000	—
Эффективное напряжение на выходе при токе управления, равном нулю, В	0,5	0,5	0,5
Сопротивление R_H нагрузки, кОм	3,5	5	3
Фазовый угол φ между колебаниями на выходе и входе при $i_y=0$, град	0	0	Управление переменным резистором
Фазовый угол φ между колебаниями на входе и выходе при $i_y = 10$ мА, град	110	110	То же
Управление фазой выходного колебания и ее максимальное изменение, град	Электрическое 120	Электрическое 120	Механическое 120
Нестабильность выходного напряжения при управлении фазой в диапазоне до 110° , %	Менее 20	Менее 20	20
Число дискретных компонентов, шт.	2	2	5
Объем, см ³	15	15	21
Масса, г	40	40	60
Безотказность λ , 10^{-6} 1/ч	1	1	8
Долговечность, ч	10 000	10 000	5 000
Стоимость при серии 10 000 шт./год, руб.	9—80	9—80	15—60

тушками покрывается демпфирующим слоем 0,6—0,7 мм кремнийорганического каучука типа КЛТ-30. Сборка помещается в кожух из ДСВ, заливается эпоксидным компаундом ЭЗК-7 и закрывается платой из ДСВ, что обеспечивает высокую влагозащищенность.

При работе на более высоких частотах должны вы-

бираться соответствующие ферромагнитные материалы и толщина ленты или ферриты и магнитные пленки.

Данные двух промышленно выпускаемых трансфазовращателей типа ТФ1 и схемного аналога на трансформаторе и дискретных элементах представлены в табл. 4.2.

4.5. Трансформатор-фазовый дискриминатор

Трансформатор-фазовый дискриминатор (трансфазодискриминатор) выполняет следующие функции: трансформации, преобразования разности фаз двух входных сигналов одной частоты в величину, пропорциональную амплитуде выходного сигнала, суммирование сигналов и умножение частоты вдвое (при определенных условиях), частичной защиты [33]. Трансфазодискриминатор простой, высоконадежный, низкой стоимости ММРК может использоваться взамен фазового дискриминатора, обычно komponуемого из 8—9 элементов, в том числе и обычного трансформатора. Трансфазодискриминатор удобно выполнять на основе трансформатора с взаимно-ортогональными полями. В этом случае связь между входами и выходом осуществляется изменением параметра (магнитной проницаемости) ферромагнитной цепи, а прямое прохождение входных сигналов в выходную цепь исключается.

Один из возможных вариантов схемы конструкции трансфазодискриминатора на магнитопроводе типа «Бинокль» показан на рис. 121. Боковые цилиндрические керны и обмотки w'_1 и w''_1 удобнее выбирать симметричными. Входные обмотки w'_1 и w''_1 тороидально выполнены на боковых кернах, а выходная обмотка w_2 — коаксиально на центральном керне. Величина магнитного сопротивления для потока Φ_2 сквозь обмотку w_2 зависит от магнитных сопротивлений боковых кернов. Не нарушая общности рассуждений, можно допустить, что магнитный поток сквозь обмотку w_2 определяется выражением

$$\Phi_2 = I_0 w_2 / (R_{M1} + R_{M2} + R_{M0}),$$

где I_0 — ток смещения; R_{M1} , R_{M2} — магнитные сопротивления крайних кернов в функции входных колебаний u'_1 и u''_1 ; R_{M0} — магнитное сопротивление остальной части магнитной цепи.

При изменении магнитных сопротивлений боковых

кернов по гармоническому закону с одинаковой частотой значение магнитного сопротивления потоку Φ_2 будет изменяться, очевидно, также гармонически. При этом амплитуда изменения будет зависеть от амплитуд и фазового соотношения изменения магнитных сопротивлений боковых кернов. Φ_2 , создаваемый I_0 в обмотке ω_2 и симметрично разветвляющийся по боковым кернам, промодулируется с амплитудой, пропорциональной разности фаз φ колебаний $i'_1(u'_1)$ и $i''_1(u''_1)$. При синфазном изменении R_{M1} и R_{M2} поток Φ_2 модулируется максимально

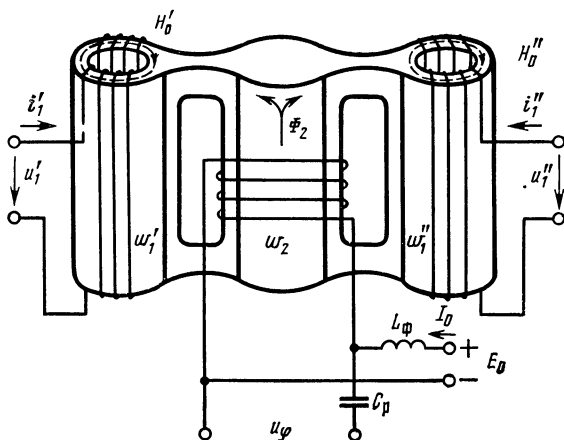


Рис. 121. Схема конструкции трансфазодискриминатора:
 L_ϕ — дроссель; C_p — конденсатор, разделительный по постоянному току

и переменный сигнал на выходе имеет максимальную амплитуду U_φ . При противофазном изменении R_{M1} и R_{M2} модуляция Φ_2 отсутствует, $U_\varphi = 0$.

Таким образом, в обмотке ω_2 наводится э. д. с. выходного сигнала u_φ с амплитудой U_φ , пропорциональной разности фаз φ . При частоте ω входных напряжений u'_1 и u''_1 частота выходного напряжения u_φ равна 2ω , что вызвано четностью характеристики $\mu(H)$ (см. § 4.1). Для исключения умножения вдвое частоты выходного сигнала боковые керны в направлении поля обмоток w'_1 и w''_1 должны быть намагничены постоянным полем смещения. В результате оказываются возможными два

режима работы трансфазодискриминатора: с удвоением частоты выходного сигнала (режим без постоянного поля смещения в боковых кернах), частота выходного сигнала совпадает с частотой двух входных сигналов (режим с постоянным полем смещения в боковых кернах).

Если $u'_1 = U'_1 \cos \omega t$ и $i'_1 = I'_1 \sin \omega t$, $u''_1 = U''_1 \cos (\omega t + \varphi)$ и $i''_1 = I''_1 \sin (\omega t + \varphi)$, то в соответствии с [33] при $I'_1 = I''_1$ справедливо

$$\Phi_2 = (2q_\delta \mu_2 \omega_2 / l) I_0 [1 + \mu_2 / (\mu'_1 + \mu''_1)]^{-1},$$

где q_δ — площадь поперечного сечения бокового керна, $2q_\delta$ — площадь сечения центрального керна; l — средняя длина кернов; μ_2 — магнитная проницаемость центрального керна; μ'_1 и μ''_1 — магнитные проницаемости боковых кернов потоку Φ_2 .

Режим совпадения частот выходного сигнала с входными характеризуется наличием постоянных полей смещения H'_0 и H''_0 в боковых кернах. В этом случае при $I'_1 = I''_1$ справедливо $\mu'_1 = \mu_0 [1 - \alpha \sin \omega t]$, $\mu''_1 = \mu_0 [1 - \alpha \sin (\omega t + \varphi)]$, где μ_0 — магнитная проницаемость боковых кернов потоку Φ_2 в отсутствие входных сигналов; α — коэффициент глубины модуляции проницаемостей. Тогда при $\mu_2 \simeq \mu_0$ можно показать, что

$$u_\varphi \simeq \frac{d(\omega_2 \Phi_2)}{dt} = U_\varphi \sin \left(\omega t + \frac{\varphi}{2} \right),$$

где
$$U_\varphi = \frac{8}{9} \frac{q_\delta \mu_0 \omega_2^2}{l} I_0 \alpha \omega \cos \frac{\varphi}{2} = U_0 \cos \frac{\varphi}{2}.$$

Таким образом, в режиме совпадения частот амплитуда U_φ выходного сигнала является косинусоидальной функцией разности фаз φ входных сигналов. Интервал однозначного соответствия φ и U_φ равен π .

Режим удвоения частоты выходного сигнала характеризуется отсутствием постоянных полей смещения H'_0 и H''_0 в боковых кернах. В этом режиме $\mu'_1 = \mu_0 [1 + \alpha \cos 2\omega t]$, $\mu''_1 = \mu_0 [1 + \alpha \cos (2\omega t + 2\varphi)]$. При этом

$$u_\varphi \simeq \frac{d(\omega_2 \Phi_2)}{dt} = U_\varphi \cos (2\omega t + \varphi),$$

где
$$U_\varphi = \frac{16}{9} \frac{q_\delta \mu_0 \omega_2^2}{l} I_0 \alpha \omega \cos \varphi = 2U_0 \cos \varphi.$$

В режиме удвоения частоты относительная амплитуда y выходного сигнала при прочих равных условиях меньше амплитуды выходного сигнала в режиме совпадения частот. Интервал однозначного соответствия φ и U_φ составляет $\pi/2$.

На рис. 122 представлены типичные характеристики $y(\varphi)$ для трансфазодискриминатора на магнитопроводе типа «Бинокль» из феррита марки 1500НМЗ в режимах совпадения и удвоения частот.

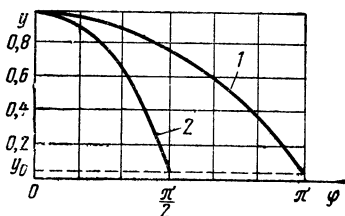


Рис. 122. Зависимость относительной амплитуды выходного сигнала от разности фаз входных сигналов в трансфазодискриминаторе при совпадении частот (1) $y = U_\varphi/U_0$ и удвоения (2) $y = U_\varphi/2U_0$, где $U_\varphi|_{\varphi=0} = U_0$ и $U_\varphi|_{\varphi=0} = 2U_0$.

Для уменьшения нелинейных искажений в выходном напряжении к выходным зажимам трансфазодискриминатора подключают конденсатор. Если допустить, что работа трансфазодискриминатора происходит на линейном участке характеристики $\mu(H)$, то напряжение выходного сигнала можно выразить следующим образом:

$$u_\varphi = U_\varphi \sin(\omega t + \psi) = kU'_1 \sin \omega t + kU''_1 \sin(\omega t + \varphi),$$

$$U_\varphi = k \sqrt{(U'_1)^2 + (U''_1)^2 + 2U'_1 U''_1 \cos \varphi},$$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{U''_1 \cos \varphi}{U'_1 + U''_1 \cos \varphi},$$

где k — коэффициент пропорциональности. При $\varphi = 0$ имеем $U_\varphi = k(U'_1 + U''_1)$, т. е. трансфазодискриминатор в этом случае при достаточно малых амплитудах U'_1 и U''_1 входных сигналов работает как сумматор.

4.6. Трансформатор-конвертор однофазного напряжения в трехфазное (и обратно)

Трансформатор параметрический-конвертор фазы (паракон) выполняет функции трансформации, преобразования однофазного напряжения в трехфазное частичной защиты и фильтрации. Конструктивно выполняется на основе паратрансов. При работе паракона использу-

ется эффект 90° фазового сдвига между выходным и входным напряжениями в паратрансе. Варианты электрических схем паракона представлены на рис. 123.

Схемы *а* и *б* содержат на входе конденсатор C_1 для повышения симметрии, баланса по 3-й фазе (точка 2) и допускают подключение к выходу нагрузки, соединенной

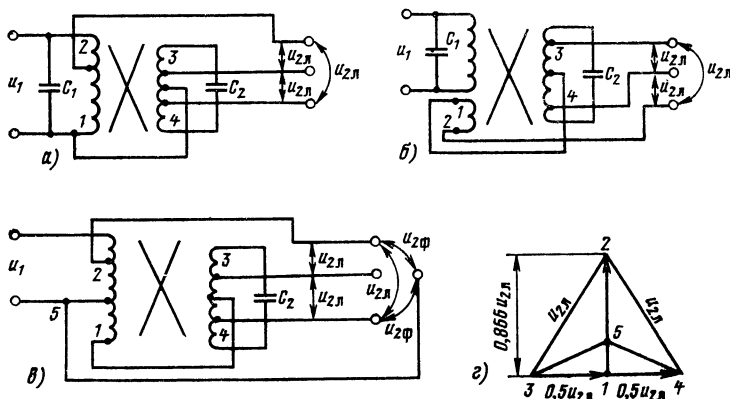


Рис. 123. Варианты электрических схем параконатов (*а*), (*б*), (*в*) и их векторная диаграмма напряжений (*з*):

Точки 1—5 на диаграмме и схемах адекватны

треугольником. В схеме *б* выход гальванически развязан от входа. В схеме *в* имеется нулевой провод и по выходу допускается нагрузка, включенная звездой.

На рис. 123,з представлена векторная диаграмма, поясняющая механизм образования на выходе паракона трехфазного напряжения.

Список литературы

1. Тулин А. С. Обобщенные условия соразмерности электромагнитных систем.—Автоматика и телемеханика, 1960, т. XXI, № 3.
2. Минаев Е. М., Задерей Г. П., Мрякина Т. И. Обеспечение повторяемости магнитных радиокомпонентов.—Электронная техника. Сер. 9. Радиокомпоненты, 1969, вып. 4.
3. Цыкин Г. С. Трансформаторы низкой частоты.—М.: Связьиздат, 1955.
4. Катц Г. В. Магнитные и диэлектрические приборы. Ч. 1: Пер. с англ.—М.: Энергия, 1964.
5. Плужников В. М., Семенов В. С. Пьезокерамические твердые схемы.—М.: Энергия, 1971.
6. Хейзони Д. Трансформатор с идеальной связью и переменным коэффициентом трансформации.—Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, 1968, т. 56, № 3, с. 134.
7. Келим Ю. М. и др. Совмещенные электрические машины для автоматики.—М.: Энергия, 1969.
8. Тематическая подборка. Применение доменной структуры монокристаллических ферромагнетиков в устройствах переработки и хранения информации.—Приборы и системы управления, 1971, № 8.
9. Даммер. Развитие промышленности электронных компонентов.—Радиоэлектроника за рубежом, 1971, вып. 1.
10. Чуа L. O. Synthesis of new Nonlinear network elements.—IEEE, 1968, v. 56, № 8.
11. Transformer 16-pin DIP-s decrease leakages.—Electronic Design, 1970, v. 18, № 17, p. 207.
12. Кхамбата А. Большие интегральные схемы: Пер. с англ.—М.: Мир, 1971.
13. Кузнецов Ю. В. Параметрические стабилизаторы на многофазных выпрямителях для микроэлектронных устройств на твердых схемах.—Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1968, вып. 9.
14. Розенблат М. А. Магнетоника.—М.: Наука, 1967.
15. Боярченко М. А. и др. Магнитные элементы на разветвленных сердечниках.—М.: Энергия, 1969.
16. Веневцев Ю. Н. и др. Новый сегнетомагнетик Cd (Fe 1/2 Nb 1/2) Oz.—Изв. АН СССР. Сер. физическая, 1971, т. 35, № 9.
17. Свечников С. В. Принципы и проблемы микроэлектроники.—Радиотехника, 1972, т. 27.
18. Попов Ю. А., Бабалова И. Ф. Тенденции развития интегральных магнитных схем.—Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1971, т. XIX, № 11.
19. Задерей Г. П., Тертишников Ю. Ф. Скрещивающиеся магнитные поля и некоторые случаи их применения.—Электронная техника. Сер. 9. Радиокомпоненты, 1968, вып. 1.

20. **Задерей Г. П., Ивкин И. В.** Некоторые возможные перспективы развития магнитных радиокомпонентов. — В кн.: аннотации и тезисы докладов Всесоюзного совещания по унификации элементов для дискретных систем связи, вычислительной техники, радиолокации и телеметрии 24 сентября 1968 г. в г. Черкассы». — М.: ЦП НТОРЭС им. А. С. Попова, 1968.
21. **Задерей Г. П., Тertiшников Ю. Ф., Цилинский В. Я.** Функциональная интеграция в магнитных радиокомпонентах (МРК). — Электронная техника. Сер. 9. Радиокомпоненты, 1969, вып. 4.
22. **Мари Ж.** Низкочастотные параметрические усилители с ортогональным магнитным управлением. — М.: Мир, 1967.
23. **Горелик Г. С.** О некоторых нелинейных явлениях, происходящих при суперпозиции взаимно перпендикулярных магнитных полей. — Изв. АН СССР. Сер. физическая, 1944, т. VIII, № 4.
24. **Розенблат М. А.** Магнитные модуляторы с поперечным возбуждением. — Автоматика и телемеханика, 1958, т. XIX, № 9.
25. **Зелях Э. В., Гриненко С. Г.** О реализации идеального трансформатора. — Труды учеб. ин-тов связи, 1971, т. 53, с. 72—82.
26. **Weiss C. D.** Ideal transformer realizations with negative resistors. — Proc. IEE, 1966, v. 54, № 2.
27. **Нейман Л. Р., Демирчян К. С.** Теоретические основы электротехники. — М.—Л.: Энергия, 1966.
28. **Заездный А. М., Окунев Ю. Б.** Пути развития систем радиосвязи для передачи дискретной информации. — Радиотехника, 1968, № 9.
29. **Цыпкин Я. З.** Адаптация и обучение в автоматических системах. — М.: Наука, 1968.
30. **Арбузников В. А., Арбузников Л. А.** Простейший параметрический двухполюсник — Радиотехника, 1969, т. 24, № 8.
31. **Задерей Г. П., Тertiшников Ю. Ф., Цилинский В. Я.** Определение областей работы магнитного материала в управляемых магнитных радиокомпонентах. — Электронная техника. Сер. 9. Радиокомпоненты, 1969, вып. 4.
32. **Задерей Г. П., Пунтус В. И., Тertiшников Ю. Ф.** Сравнение ортогонального и параллельного магнитного управления в трансформаторах — модуляторах. — Труды МИЭМ, 1973, вып. 29.
33. **Задерей Г. П., Пунтус В. И.** Трансформатор — фазовый дискриминатор. — Электронная техника. Сер. 10. Радиокомпоненты, 1972, вып. 2.
34. **Wanless S. D., Wanless G. L., Wanless J. K.** The Paraformer T. M. — EDN, 1969, v. 14, № 17.
35. **Newark Electronics: Catalog 101, Chicago, USA, 1971.**
36. **Задерей Г. П., Пунтус В. И.** Параметрический трансформатор с ортогональными полями. — Электронная техника, Сер. 10. Радиокомпоненты, 1972, вып. 2.
37. **Задерей Г. П., Тertiшников Ю. Ф., Карпенко В. С.** Трансформатор — балансный модулятор. — Электронная техника, Сер. 9. Радиокомпоненты, 1969, вып. 7.
38. **Задерей Г. П., Лужецкая В. В., Тertiшников Ю. Ф., Цилинский В. Я.** Управляемый магнитный радиокомпонент — трансфазовращатель. — Электронная техника. Сер. 9. Радиокомпоненты, 1971, вып. 7.

39. Задерей Г. П., Цилинский В. Я., Гринько Е. Д., Тертишников Ю. Ф. Трансформатор-триггер. — Тезисы доклада на секции «Радиокомпоненты» при МП НТОРЭС им. А. С. Попова. Электронная техника. Сер. 9. Радиокомпоненты, 1969, вып. 7.
40. Задерей Г. П., Ян М. Х. Устойчивость колебаний в трансформаторе триггере. — Электронная техника. Сер. 9. Радиокомпоненты. 1970, вып. 7.
41. Webb D. C., Moore R. A. Solid-state YIS serrodyne. — IEEE, 1967, v. MTT-15, № 7.
42. Патент 2 957 149 (США) — НКИ, кл. 336—135, 1967.
43. Патент 3 187 284 (США) — НКИ, кл. 336—135, 1967.
44. Патент 2 158 275 (США) — НКИ, кл. 336—165, 1968.
45. Патент 1 074 702 (Англия) — МКИ, кл. Н1Т, 1967.
46. Патент 1 085 526 (Англия) — МКИ, кл. Н1Т, 1967.
47. Патент 1 049 514 (Англия) — МКИ, кл. Н1Т, 1966.
48. Патент 3 856 581 (США) — НКИ, кл. 324—43, 1968.
49. Патент 1 263 852 (ФРГ) — МКИ, 21a2—30, 1968.
50. Патент 3 313 948 (США) — НКИ, кл. 307—88, 1967.
51. Патент 3 309 604 (США) — НКИ, кл. 321—68, 1967.
52. Патент 40—2563 (Япония) — МКИ, кл. 5912, 56В32.
53. Патент 26049/71 (Япония) — МКИ, кл. 97/5/С141.1.
54. Патент 3 325 651 (США) — НКИ, кл. 307—88, 1967.
55. Патент 3 230 488 (США) — НКИ, кл. 336—170, 1966.
56. Патент 1 541 369 (Франция) — МКИ, кл. Н02р12/13, 1969.
57. Патент 2 005 376 (Франция) — МКИ, кл. Н02 5/00, 1969.
58. Патент 2 011 423 (Франция) — МКИ, кл. Н01 29/00, 1970.
59. Патент 3 403 323 (США) — НКИ, кл. 307—88, 1968.
60. Патент 3 584 290 (США) — НКИ, кл. 323—6, 1971.
61. Каталог фирмы Transmagnetics EEM, v. 2. United technical publication, Inc. N. Y., 1971—1972.
62. Каталог фирмы General Magnetics. EEM, v. 2, United technical publication, Inc.,—N. Y., 1971—1972.
63. Каталог фирмы Wanless Electric. EEM, v. 2, United technical publication, Inc.,—N. Y., 1971—1972.
64. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. — М.: Высшая школа, 1964.
65. Филиппов Е. Нелинейная электротехника. — М.: Энергия, 1968.
66. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. — М.: Наука, 1966.
67. Патент 3 648 206 (США) — НКИ, кл. 336—160, 1972.
68. Кифер И. И., Пантюшин В. С. Испытания ферромагнитных материалов. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1955.
69. Терентьев Б. П., Нуянзин В. П. Амплитудная модуляция изменением связи генераторов с нагрузкой. — Радиотехника, № 5, 1967.
70. Бозарт Р. Н. Ферромагнетизм. — М.: ИЛ, 1956.
71. Задерей Г. П., Цилинский В. Я., Тертишников Ю. Ф. Квази-идеальные умножители частоты на трансформаторах-умножителях. — Электронная техника. Сер. 9. Радиокомпоненты, 1968, вып. 1.
72. Магнитоуправляемый элемент. А. с. № 266879 (СССР). Заявл. 13.01.70/ Авт. изобр.: Г. П. Задерей, В. Я. Цилинский, Ю. Ф. Тертишников: Оpubл. в БИ, 1970, № 12.
73. Харкевич А. А. Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике. — М.: Гостехиздат, 1956.

74. **Wanless S. D., Wanless G. L., Wanless J. K.** The paraformer J. M.: A new passive power conversion device. — EDN, 1968, v. 13, № 10.
75. **Устройство** для изменения фазы. А. с. № 391618 (СССР). Заявл. 10.05.71/Авт. изобр.: Г. П. Задерей и др. — Оpubл. в БИ, 1973, № 31.
76. **Ортюзи Ж.** Теория электронных цепей в 2-х т. — М.: Мир, 1970—1971.
77. **Ионкин П. А. и др.** Основы анализа и синтеза электронных цепей. — М.: Высшая школа, 1972.
78. **Болдов Б. А., Карельцев А. К., Задерей Г. П., Пунтус В. И., Сумкеев Б. П.** Исследование статических характеристик генератора с ортогональными магнитными полями. — Труды МЭИ, каф. ТОЭ, 1974, вып. 171, ч. I.
79. **Задерей Г. П.** Физические условия реализации временной вариантности в трансформаторах. — Электронная техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты, 1974, вып. 3.
80. **Задерей Г. П.** Предпосылки к построению магнитных многофункциональных узлов. — Радиотехника, 1975, № 8.
81. 840W power supply has 50 to 260 V ac input range. — EDN, 1973, v. 18, № 12.
82. **Power supplies 1973/1974.** System Designer's Handbook-Electromechanical Design, 1973, v. 17, № 8.
83. **Валиев К. А., Контарев В. Я.** Полупроводниковая интегральная микроэлектроника и некоторые тенденции ее развития. — Микроэлектроника, 1972, т. 1, вып. 1.
84. **Алексенко А. Г.** Перспективы развития нового поколения средств микроэлектроники. — Микроэлектроника, 1972, т. 1, вып. 1.
85. **Ефимов И. Е.** Современная микроэлектроника. — М.: Сов. радио, 1973 (Сер. Массовая 6-ка инженера «Электроника»).
86. **Wallmark J. T.** Fundamental physical limitations in integrated circuits. — Electronic Engineering, 1975, v. 47, № 564.
87. **Патент 3 911 332 (США).** — НКИ, кл. H01f 15/10, 1975.
88. **Murgatroyd P. N., Walkar N. J.** Lumped — circuit model for inductor-capacitor hybrid. — Electronic Letts, 1976, v. 12, № 1.
89. **Kusko A., Cain J., Jodice J., Meyers G.** Transfilter. — IEEE, Applied magnetics workshop, June 5—6, 1975.
90. **Composite material** interconverts magnetic and electric signals. — Microelectronics Digest, 1974, v. 11, № 12.
91. **Уиген.** Проволока Виганда — новый материал для магнитных приборов. — Электроника, 1975, № 14.
92. **Нелепец В. В.** Ферритовые устройства СВЧ. — Зарубежная электронная техника, 1976, № 2.
93. **Плоский индикатор** на цилиндрических магнитных доменах. — Электроника, 1976, № 10.
94. **Тейерман В. А.** Исследования и разработки фирмы PHILIPS в области создания устройств на ЦМД. — Зарубежная электронная техника, 1976, № 3.
95. **Речицкий В. И.** Приборы и устройства на поверхностных акустических волнах. — Зарубежная радиоэлектроника, 1976, № 4.
96. **Fum W. Z., Bahl G. K.** Two related types of parametric transformers. — IEEE Trans., 1974, v. Mag-10, № 3.
97. **Патент 49—10212 (Япония)** — МКИ, кл. 56B17 H01 35100 от 8.3.1974.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
1. Интеграция в маломощных трансформаторах	4
1.1. Состояние в области разработки магнитных радио- компонентов	4
1.2. Интеграция в магнитоэлектрических и электронных компонентах	8
1.3. Предпосылки к реализации физической интеграции в магнитных радиокомпонентах	11
1.4. Магнитные поля в управляемых МРК	15
1.5. Кривые намагничивания в производственно-ортого- нальных полях	20
1.6. Классификация многофункциональных магнитных ра- диокомпонентов	22
2. Магнитные схемы для многофункциональных магнитных радиокомпонентов	27
2.1. Основные магнитные схемы для ММРК	27
2.2. Простейшие схемы с несимметричным управлением	28
2.3. Балансная схема	31
2.4. Мостовая схема	33
2.5. Схема с ортогональным расположением входной и выходной обмоток	35
3. Амплитудные многофункциональные магнитные радиоком- поненты	37
3.1. Трансформатор-модулятор амплитудный	37
3.2. Трансформатор-триггер	43
3.3. Параметрический трансформатор. Физические основы	54
3.4. Характеристики паратранса	67
3.5. Типы паратрансов	78
3.6. Управляемый потоком феррорезонансный трансфор- матор	91
3.7. Совмещенные конденсатор и катушка индуктивности (конденсатор — катушка)	98
3.8. Трансформатор-фильтр	102
3.9. Структурные схемы устройств питания на основе си- ловых ММРК	104
4. Угловые многофункциональные магнитные радиокомпо- ненты	109
4.1. Трансформаторы-умножители частоты	109
4.2. Трансформатор-делитель частоты вдвое	115
4.3. Трансформатор—балансный преобразователь частоты	116
4.4. Трансформатор-фазовращатель	121
4.5. Трансформатор — фазовый дискриминатор	127
4.6. Трансформатор — конвертор однофазного напряже- ния в трехфазное (и обратно)	130
Список литературы	132

