

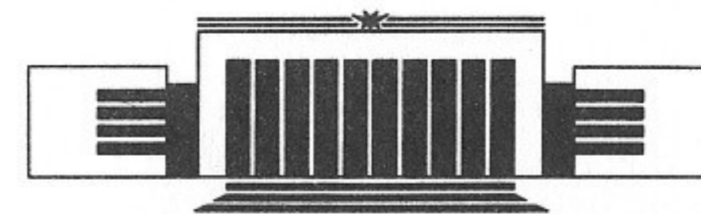


ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ СО АН СССР

Ю.Д. Валяев, И.В. Казарезов,
В.И. Кузнецов, В.П. Останин

**МАЛОГАБАРИТНЫЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ
РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР ДЛЯ
ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ, РАСПОЛОЖЕННЫХ
ПОД ВЫСОКИМ ПОТЕНЦИАЛОМ**

ПРЕПРИНТ 89-160



НОВОСИБИРСК

А Н Н О Т А Ц И Я

МАЛОГАБАРИТНЫЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР ДЛЯ ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ, РАСПОЛО- ЖЕННЫХ ПОД ВЫСОКИМ ПОТЕНЦИАЛОМ

Приводятся расчетные соотношения и даются рекомендации по разработке высокочастотных разделительных трансформаторов для питания устройств, расположенных под высоким потенциалом в ускорителях заряженных частиц. Описаны характеристики разделительных трансформаторов двух типов: броневое и тороидального дипольного; приведены экспериментальные данные по трансформаторам для передачи мощности до 3 кВт.

МАЛОГАБАРИТНЫЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР ДЛЯ ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ, РАСПОЛО- ЖЕННЫХ ПОД ВЫСОКИМ ПОТЕНЦИАЛОМ

Валяев Ю.Д., Казарезов И.В., Кузнецов В.И.,
Останин В.П.

При эксплуатации высоковольтной техники нередко возникает потребность в передаче электрической мощности на устройства, расположенные под потенциалом от нескольких десятков Киловольт до нескольких Мегавольт.

Существует множество способов решения этой задачи, не анализируя всех возможных традиционных путей, рассмотрим некоторые из них применительно к ускорителям заряженных частиц прямого действия.

В импульсных ускорителях трансформаторного типа питание цепей под высоким потенциалом осуществляется главным образом по вторичной обмотке, выполняемой двойным проводом, в ускорителях на основе трансформатора с выпрямителем — от дополнительной обмотки, охватываемой основным магнитным потоком.

Использование двойной вторичной обмотки усложняет ее конструкцию (особенно в тех случаях, когда требуется ее большая индуктивность) и затрудняет защиту обмотки от неизбежных пробоев по полному напряжению.

При применении дополнительной питающей обмотки требуется стабилизация напряжения на высоком потенциале в случае регулирования ускоряющего напряжения в широких пределах.

Подача питающего напряжения на высокий потенциал каскадного

емкостного генератора связана с аналогичными проблемами.

С целью преодоления указанных недостатков была проделана работа по созданию малогабаритного высокочастотного разделительного трансформатора для питания устройств под высоким потенциалом в ускорителях прямого действия.

Расчетные соотношения

I. Связанная система с двумя колебательными контурами.

Принципиальная схема разделительного трансформатора приведена на рис. I.

От внешнего генератора питающее напряжение подается на первичную обмотку индуктивностью L_1 , последовательно (параллельно) с которой соединяется емкость C_1 . Сопротивление Γ_1 включает в себя активные потери в первичной обмотке, магнитопроводе и емкости C_1 . Вторичная обмотка с индуктивностью L_2 связана с L_1 взаимной индуктивностью M . Коэффициент связи между контурами

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Сопротивление Γ_2 включает в себя сопротивление активных потерь во вторичном контуре Γ_{20} и сопротивление нагрузки Γ_{2H}

$$\Gamma_2 = \Gamma_{20} + \Gamma_{2H}$$

Для компенсации реактивной мощности во вторичной обмотке последовательно с L_2 может включаться настроенная в резонансе емкость C_2 .

В общем случае для двух-контурной связанной системы в режиме установившихся колебаний можно записать [I] :

$$\dot{E} = \dot{I}_1 \Gamma_1 + \dot{I}_1 j X_1 + \dot{I}_2 j \omega M \quad (1)$$

$$0 = \dot{I}_2 \Gamma_2 + \dot{I}_2 j X_2 + \dot{I}_1 j \omega M \quad (2),$$

где $X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$
 $X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$

— реактивное сопротивление соответ-

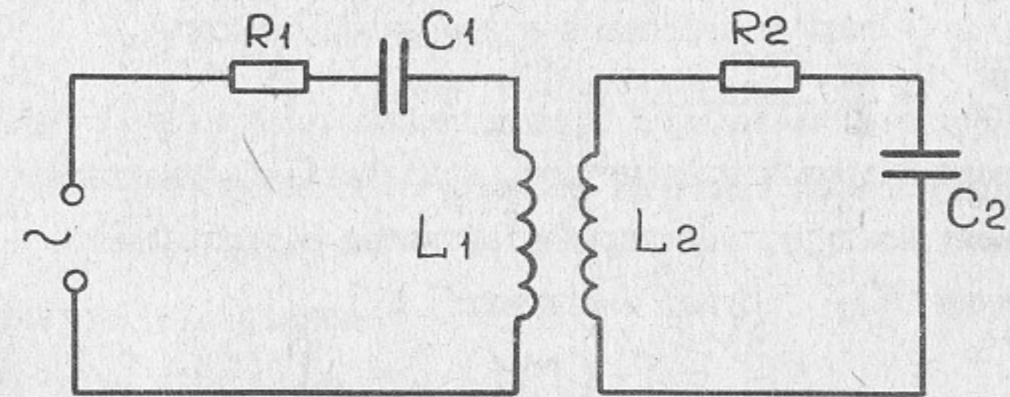


Рис. I

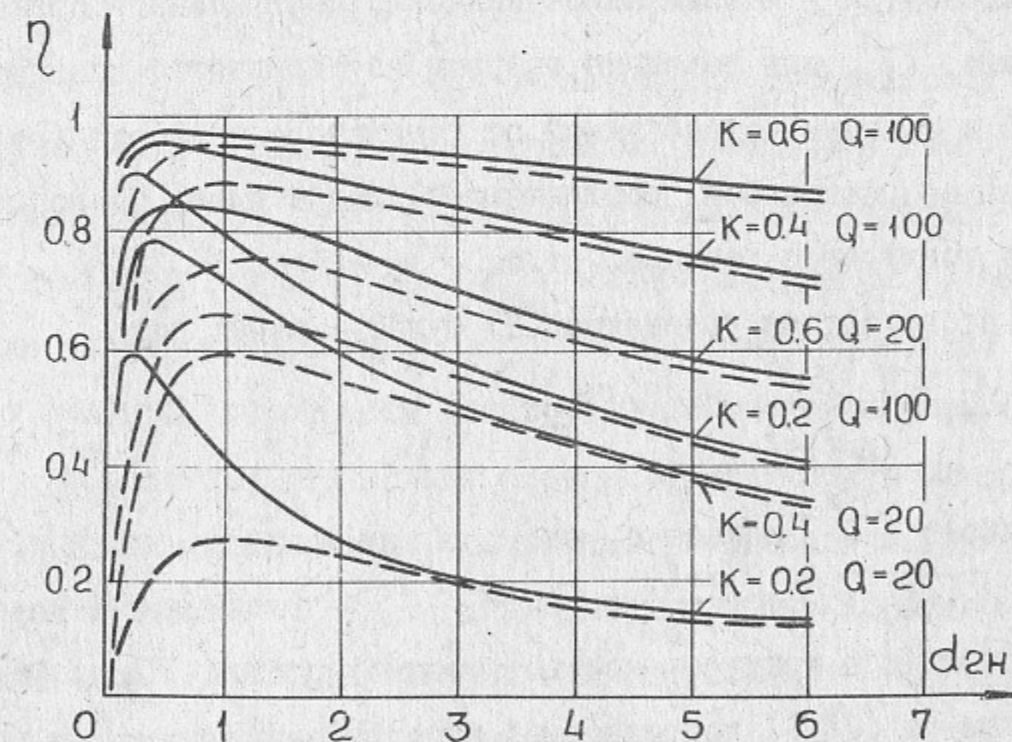


Рис. 2

венно первичного и вторичного контура;

ω - круговая частота;
 \dot{I}_1 и \dot{I}_2 - токи в первичной и вторичной цепях;
 \dot{E}_1 - ЭДС генератора.

Система связанных контуров, приведенная к эквивалентному одиночному контуру, обладающему активным сопротивлением $\Gamma_{1\varepsilon}$ и реактивным $X_{1\varepsilon}$ будет иметь вид [1]

$$\dot{E}_1 = \dot{I}_1' (\Gamma_{1\varepsilon} + jX_{1\varepsilon}) \quad (3)$$

Здесь

$$\Gamma_{1\varepsilon} = \Gamma_1 + \Gamma_{1вн}; \quad X_{1\varepsilon} = X_1 + X_{1вн} \quad (4)$$

а $\Gamma_{1вн} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \Gamma_2$ - вносимое активное сопротивление,

$X_{1вн} = -\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2$ - вносимое реактивное сопротивление соответственно из вторичного контура в первичный.

Согласно [2] максимальное значение коэффициента полезного действия η при передаче энергии из первичного контура во вторичный и минимум потребляемой от генератора мощности (за счет отсутствия ее реактивной составляющей) могут иметь место при настройке контуров в резонанс, т.е. $X_1 = 0$, $X_2 = 0$.

Для этого случая уравнение (3) будет иметь вид:

$$\dot{E}_1 = \dot{I}_1 (\Gamma_1 + \Gamma_{1вн}) \quad (5)$$

где $\Gamma_{1вн} = \frac{\omega^2 M^2}{\Gamma_2}$. (6)

В работе [2] показано, что с ростом фактора связи A ($A = K \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$; $Q_1 = \frac{\omega L_1}{\Gamma_1}$; $Q_2 = \frac{\omega L_2}{\Gamma_2}$ - добротности первичного и вторичного контуров соответственно) растет η . Рассмотрим влияние на η добротностей ненагруженных контуров (Q_1 и Q_{20}) и добротности вторичного контура, обусловленной нагруз-

кой Q_{2H} . Согласно [2] можно записать:

$$\eta = \frac{\Gamma_{1вн}}{\Gamma_1 + \Gamma_{1вн}} \quad (7)$$

С учетом активных потерь во вторичном контуре имеем

$$\eta = \frac{\Gamma_{1внH}}{\Gamma_1 + \Gamma_{1внD} + \Gamma_{1внH}} \quad (8)$$

где $\Gamma_{1внH}$ - вносимое сопротивление, обусловленное нагрузкой,
 $\Gamma_{1внD}$ - вносимое сопротивление активных потерь вторичного контура.

С учетом (6), получим:

$$\Gamma_{1внD} = \frac{\omega^2 M^2}{(\Gamma_{20} + \Gamma_{2H})^2} \Gamma_{20} \quad (9)$$

$$\Gamma_{1внH} = \frac{\omega^2 M^2}{(\Gamma_{20} + \Gamma_{2H})^2} \Gamma_{2H} \quad (10)$$

и произведя несложные преобразования, найдем

$$\eta = \frac{K^2 d_{2H}}{d_1 (d_{20} + d_{2H})^2 + K^2 (d_{20} + d_{2H})} \quad (11)$$

$$\eta = \frac{K^2 d_{2H}}{d_1 d_2^2 + K^2 d_2} ;$$

где $d_1 = 1/Q_1$; $d_{20} = 1/Q_{20}$ - затухания первичного и вторичного контуров, обусловленные активными потерями в контурах и магнитопроводе; $d_{2H} = 1/Q_{2H}$ - затухание, определяемое сопротивлением нагрузки; $d_2 = d_{20} + d_{2H}$ - полное затухание. Очевидно, что для получения высокого η необходимо стремиться к предельно высокой добротности ненагруженных контуров и максимальному K ; величина последнего определяется геометрическими параметрами конструкции. Найдем затухание вторичного нагруженного контура, при котором η будет максимальным. Для этого исследуем функцию (11) на экстремум, взяв производную $d\eta/d(d_{2H})$ и приравняв ее к нулю. После преобразований получим:

$$d_{2H} = \sqrt{d_{20}^2 + K^2 \frac{d_{20}}{d_1}} \quad (I2)$$

Выбрав в соответствии с (I2) нагрузку связанной системы контуров, получим максимальный КПД для заданных d_1, d_{20}, K .

$$\eta = \frac{1}{1 + 2\delta \sqrt{1 + \delta^2} + 2\delta^2} \quad (I3)$$

где $\delta = \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2}{K}} = \frac{1}{K \sqrt{Q_1 Q_{20}}}$

Оптимальное сопротивление нагрузки при этом

$$\Gamma_{2H} = d_{20} \omega L_2 \sqrt{1 + \frac{K^2}{d_1 d_{20}}} = \frac{d_{20} \omega L_2}{\delta} \sqrt{1 + \delta^2} \quad (I4)$$

Для высокодобротных контуров

$$d_1 \approx d_{20} = d; K \gg d; d_{2H} = K; \Gamma_{2H} = K \omega L_2 \text{ и}$$

$$\eta = \frac{K}{d + K} = \frac{1}{1 + \frac{d}{K}} \quad (I5)$$

Добротность нагруженного контура

$$Q_{2H} = \frac{1}{d_{2H}} = \frac{1}{K}$$

2. Связанная система с апериодическим вторичным контуром.

При использовании C_2 во вторичном контуре можно получить максимальный КПД. Для уменьшения габаритов и повышения надежности целесообразно рассмотреть вариант с апериодическим вторичным контуром, т.е. при $C_2 = \infty$. Для этого случая

$$\Gamma_{1BHO} = \frac{\omega^2 M^2}{(\Gamma_{20} + \Gamma_{2H})^2 + \omega^2 L_2^2} \Gamma_{20} \quad (I6)$$

$$\Gamma_{1BH} = \frac{\omega^2 M^2}{(\Gamma_2 + \Gamma_{2H})^2 + \omega^2 L_2^2} \Gamma_{2H} \quad (I7)$$

Опуская промежуточные выкладки, получим выражение для КПД связанной системы с апериодическим вторичным контуром

Исследовав на экстремум функцию (I8) относительно d_{2H} , определим d_{2H} , при которой η имеет максимальное значение

$$d_{2H} = \sqrt{1 + d_{20}^2 + K^2 \frac{d_{20}}{d_1}} \quad (I8)$$

КПД для этого случая определяется выражением:

$$\eta = \frac{1}{1 + 2\delta \sqrt{1 + \delta^2} + \frac{1}{K^2} \frac{d_1}{d_2}} \quad (20)$$

Оптимальное значение нагрузки

$$\Gamma_{2Hopt} = \omega L_2 \sqrt{1 + d_{20}^2 + K^2 \frac{d_{20}}{d_1}} \quad (21)$$

При $d_1 = d_{20} = d \ll K$ $d_{2H} = \sqrt{1 + K^2}$

и $\eta = \frac{1}{1 + 2\delta/K}$

Таким образом, при заданных Γ_{2H} и мощности P_H , известной или выбранной по оценкам добротности контуров и коэффициенте связи, определяемом зоной и геометрией трансформатора, можно рассчитать его параметры.

Покажем это на примере трансформатора с последовательным первичным и апериодическим вторичным контуром:

1. Согласно уравнению (I9)

$$d_{2H} = \sqrt{1 + d_{20}^2 + K^2 \frac{d_{20}}{d_1}}$$

2. В соответствии с (I8)

$$\eta = \frac{K^2 d_{2H}}{d_1 (d_{20} + d_{2H})^2 + d_1 + K (d_{20} + d_{2H})}$$

3. Величина L_2 определяется из выражения

$$L_2 = \frac{\Gamma_2}{\omega d_2}$$

4. Задавшись величиной питающего напряжения U_1 можно вычислить Γ_{1BH} и I_1

$$r_{1вн} = \frac{P}{\eta U_1^2} ; I_1 = \frac{U_1}{r_{1вн}}$$

5. Из уравнений (16,17) в результате преобразований найдем

$$L_1 = \frac{r_{1вн} (1 + d_2^2)}{\omega K^2 d_2} \quad (22)$$

и

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_1}$$

На рис.2 представлена зависимость η от d при $K = 0,2; 0,4; 0,6$ для $Q = 100$ ($d = 0,01$) и $Q = 20$ ($d = 0,05$), на рис.3 - η от K для $Q = 100$ и $Q = 20$ и оптимальном $d_{2н}$ для связанных контуров, настроенных в резонанс (сплошная линия) и для аperiodического вторичного контура (пунктирная линия). Из приведенных кривых следует, что при низкой добротности контуров для получения высокого η ($\eta > 0,9$) необходимо использовать настроенную в резонанс систему контуров. Для высокой добротности ($Q = 100$) и высокой связи между контурами КПД аperiodического и резонансного вторичных контуров несущественно отличаются.

КОНСТРУКЦИЯ РАЗДЕЛИТЕЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Проработке конструкции разделительного трансформатора предшествовал анализ и выбор его параметров:

- частота питающего напряжения;
- материал и конфигурация магнитопровода;
- конструкция и форма.

Частота питающего напряжения.

Согласно вышеизложенному, параметры катушек (L_1, L_2) однозначно определяются величиной сопротивления нагрузки, добротностью ненагруженных контуров и коэффициентом связи. С ростом частоты падает потребная величина L_1 , а значит число витков

в обмотках. Но с ростом частоты возрастают потери в меди, обусловленные действием вихревых токов и поверхностного эффекта. Сечение магнитопровода также определяется частотой и для выбранного значения индукции обратно пропорционально частоте. Потери же в сердечниках, выполненных из электротехнических сталей, пропорциональны частоте и при частотах 5-10 кГц достигают значений, недопустимых с точки зрения нагрева конструкций. К тому же анизотропия свойств листовых магнитных материалов не позволяет использовать их при сложных конфигурациях магнитопроводов.

Недостатки ферритов - низкое значение индукции насыщения компенсируются возможностью их использовать при повышенных частотах (до 100 и более кГц) из-за малых потерь.

Комплексный анализ с учетом возможностей создания генераторов питающей частоты и наличия элементной базы и технологии показал, что наиболее предпочтительным является диапазон частот 20...50 кГц (в разрешенном промышленном диапазоне частот) а материалом для сердечника - феррит. При выборе типа феррита к нему предъявлялись следующие требования:

- повышенная электропроводность; если не используются специальные электростатические экраны, элементы трансформатора должны представлять эквипотенциальные поверхности при приложении высокого напряжения;
- повышенное значение рабочей индукции и добротности;
- относительная магнитная проницаемость должна по меньшей мере на порядок превышать отношение длины силовой линии по ферриту к суммарному воздушному зазору.

Точка Кюри должна быть существенно выше рабочей температуры. Совокупности перечисленных требований в большей мере отвечают ферриты марки 700НМ [3], ниже приводятся некоторые характерис-

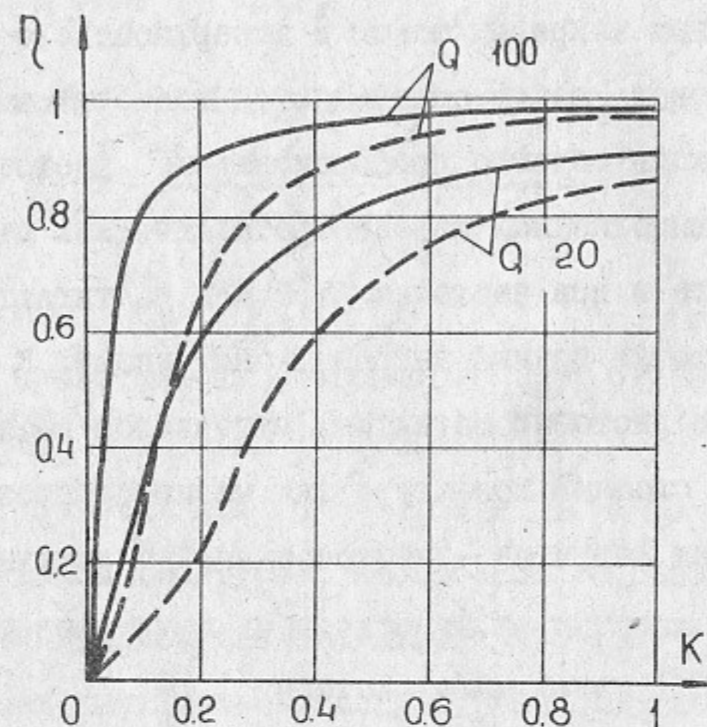


Рис. 3

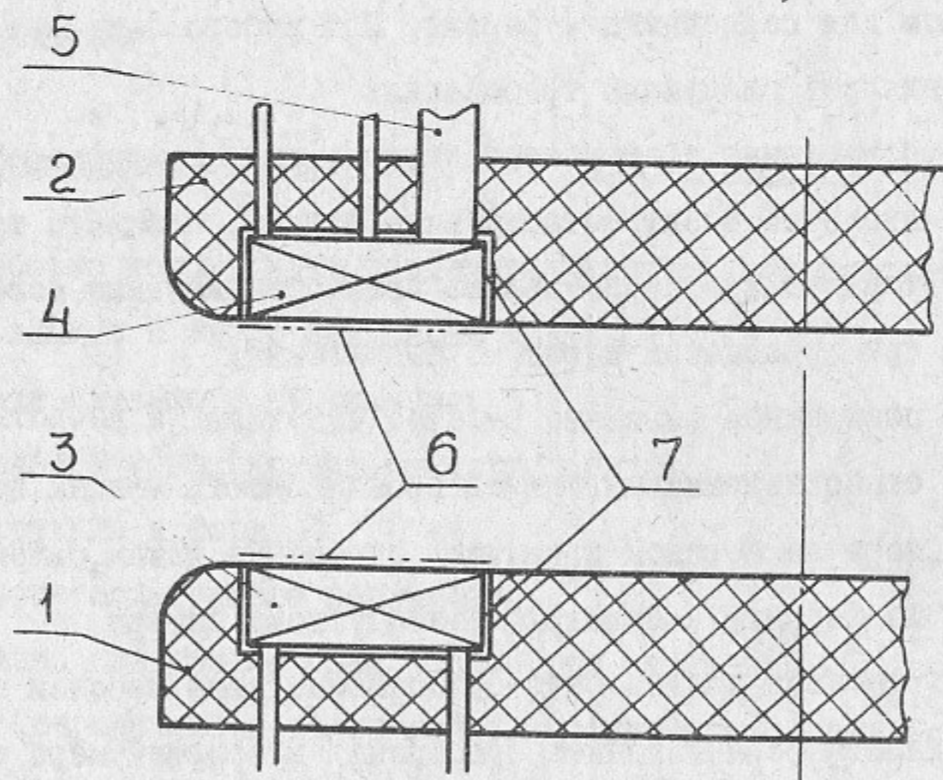


Рис. 4

тики феррита указанной марки.

Индукция $B = 1240$ Гс при $H = 80$ А/м, точка Кюри — выше 300°C , $\text{tg}\delta = 0,01$ при $f = 100$ кГц и $H = 40$ А/м. Следует отметить повышенную электропроводность ферритов типа НМ.

При выборе конструкции трансформатора рассматривалось несколько вариантов; предпочтение было отдано двум:

1. Трансформатор броневое типа (рис.4)
2. Дипольный трансформатор тороидального типа (рис.5).

Трансформатор броневое типа имеет ряд преимуществ перед тороидальным трансформатором:

1. При тех же габаритах — повышенный коэффициент связи при зазорах, соизмеримых с меньшим радиусом броневой чашки.

2. Поля рассеяния с тыльной лицевой стороны имеют существенно меньшие значения, что уменьшает активные потери в близко расположенных элементах и обеспечивает более высокий КПД.

Дипольный трансформатор тороидального типа более технологичен, позволяет реализовать такую конструкцию, пользуясь стандартными тороидальными ферритовыми сердечниками.*

Кроме того при относительно больших зазорах сравнимых или больше характерного размера диполя такой трансформатор имеет обычно больший коэффициент связи, чем аналогичный трансформатор броневое типа. Однако ввиду того, что дипольный трансформатор имеет большие поля в районе близлежащих элементов конструкции, потери в этих элементах выше, чем у броневое, и поэтому необходимо удалять близкорасположенные металлические конструкции на большее расстояние.

Конструкция обмоток также существенным образом определяет

* Указанная конструкция была предложена А.Ф.Будушевым, разработана и исследована с участием А.Ф.Будушева и О.В.Пирогова.

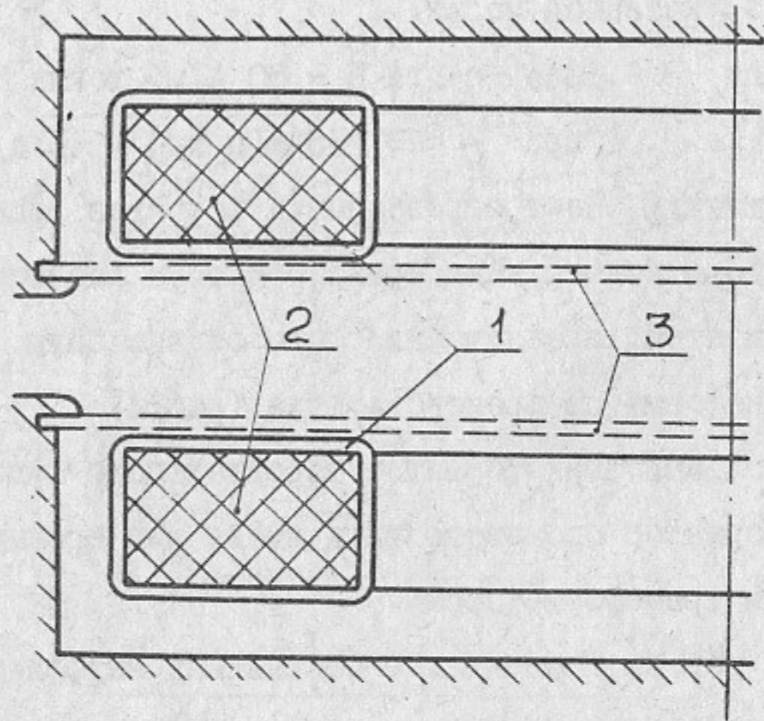


Рис. 5

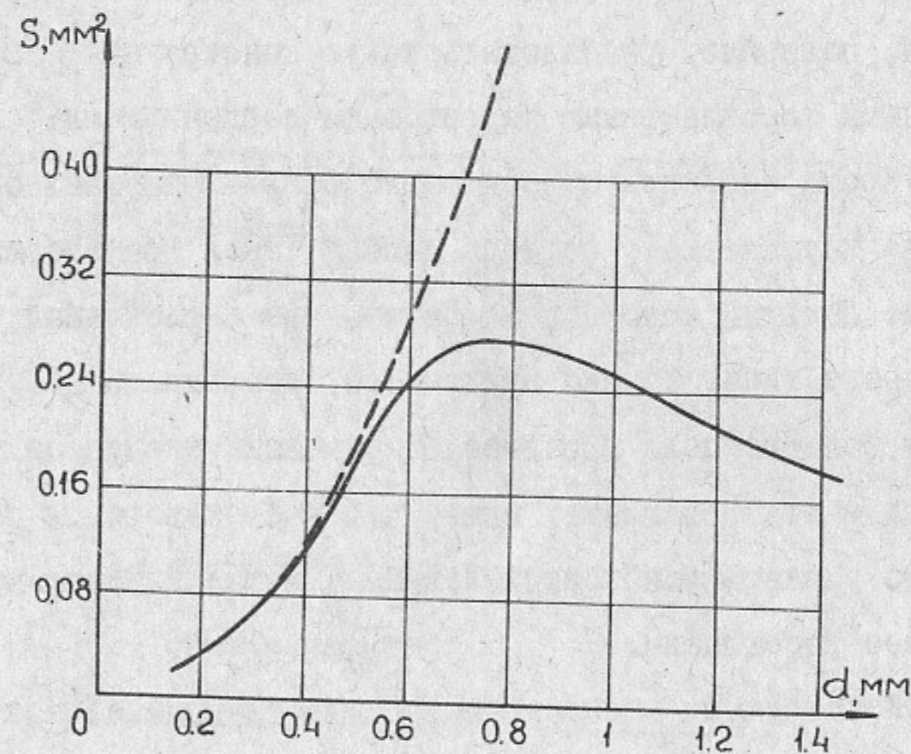


Рис. 6

КПД передачи энергии. Потери в обмотках на высоких частотах складываются из потерь, обусловленных поверхностным эффектом и вихревыми токами, наводимыми в проводе обмотки магнитным потоком катушки [4]. Влияние указанных факторов можно показать на катушке, используемой для броневых сердечника разделительного трансформатора при частоте питающего напряжения ~ 50 кГц.

Размеры катушки:

- наружный диаметр $D_H = 140$
- внутренний диаметр $d_{BH} = 110$
- толщина $t = 10$
- число витков $n = 28$.

Согласно [4] активная составляющая сопротивления катушки определяется по формуле:

$$\Gamma_L = \Gamma_0 \left[F(z) + \left(\frac{Knd}{2D_H} \right)^2 G(z) \right] \quad (23)$$

где Γ_0 - сопротивление катушки постоянному току

$$\Gamma_0 = \rho \frac{l}{S}$$

ρ - удельное сопротивление материала провода

l - длина провода

S - сечение провода

n - число витков

$F(z)$ - коэффициент, определяемый с помощью функции Бесселя и зависящий от параметра z , равного

$$z = \frac{1}{2} d \sqrt{\frac{\mu_0 \mu \omega}{\rho}} \quad (24)$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$$

μ - относительная максимальная проницаемость материала провода;

K - коэффициент, зависящий от формы катушки

$$K = f\left(\frac{\ell}{D_H}; \frac{\ell}{t}\right)$$

d - диаметр провода, $G(z)$ - коэффициент, определяемый через функции Бесселя.

Результаты расчетов приведены на рис.6. При этом S_0 - сечение провода (пунктирная линия), $S_{экв}$ - эквивалентное сечение провода, рассчитанное по формуле

$$S_{экв} = S_0 \frac{\Gamma_0}{\Gamma_L} \quad (\text{сплошная линия})$$

Согласно приведенному графику, увеличение диаметра провода свыше 0,6 мм практически не уменьшает его сопротивления. Это обстоятельство учитывалось при разработке катушек разделительного трансформатора.

Для уменьшения потерь на вихревые токи в радиотехнике обычно используют провод типа "литцендрат", выполненный из отдельных тонких изолированных жил, перевитых между собой.

Учитывая, что номенклатура литцендратов, выпускаемых отечественной промышленностью, весьма ограничена, представляется целесообразным выполнять обмотки по указанной технологии, пользуясь обычными проводами, например, типа ПЭВ-2.

Выбор сечения отдельного проводника и числа жил в проводе можно осуществить, пользуясь [4].

Согласно [4] активная составляющая сопротивления катушки, намотанной высокочастотным многожильным проводом (без учета потерь в изоляции) определяется выражением

$$\Gamma_L = \Gamma_0 \left[F(z) + \left(\frac{K_M m^2 d^2}{d_0^2} + \frac{K^2 n^2 m^2 d^2}{4 D_H^2} \right) G(z) \right] \quad (25)$$

где d - диаметр жилки

m - число жилок

d_0 - полный диаметр провода

K_M - коэффициент, зависящий от m (приведено в [4]).

Остальные обозначения те же, что и в формуле (23).

Оценим сопротивление многожильного провода, выполненного из жил различного диаметра (суммарное сечение провода остается неизменным) для катушки к броневому сердечнику, имеющей параметры

$$D_H = 140 \text{ мм}$$

$$d_{BH} = 85 \text{ мм}$$

$$t = 10 \text{ мм}$$

$$f_{пит} = 50 \text{ кГц.}$$

Число витков $n = 27$. Заполнение по сечению - равномерное. Оценка производится для суммарного диаметра провода $d \approx 1,9$ мм. Результаты расчетов приведены на графике рис.7. Согласно приведенному графику, увеличение диаметра провода свыше 0,20 мм приводит к значительному увеличению сопротивления обмотки и, соответственно, снижению КПД передачи мощности.

На основе приведенных расчетов и исследований было разработано несколько вариантов высокочастотных разделительных трансформаторов. Ниже описаны их конструктивные особенности.

а) Трансформатор с броневым сердечником.

Трансформатор имеет следующие параметры:

$$U_1 = 600 \text{ В}$$

$$U_{21} = 10 \text{ В}$$

$$U_{22} = U_{23} = 12,6 \text{ В}$$

$$U_{24} = 200 \text{ В}$$

$$I_{21} = 27 \text{ А}$$

$$I_{22} = I_{23} = 1 \text{ А}$$

$$I_{24} = 1 \text{ А.}$$

Он состоит из двух частей, разнесенных на величину зазора 20-30 мм. Схема трансформатора приведена на рис.4.

Конструкция магнитопроводов обеих половинок одинакова; обмотки имеют свои особенности.

Наружный диаметр магнитопровода - 160 мм.

Внешний край, обращенный к зазору, скруглен радиусом 8 мм (для снижения напряженности электрического поля на краях магни-

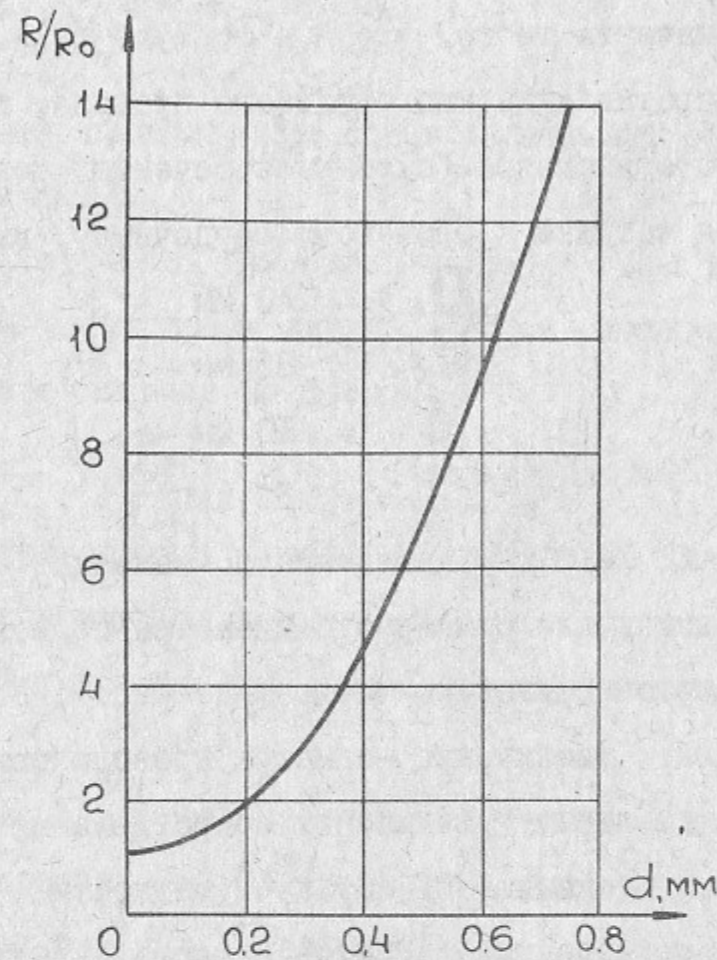


Рис.7.

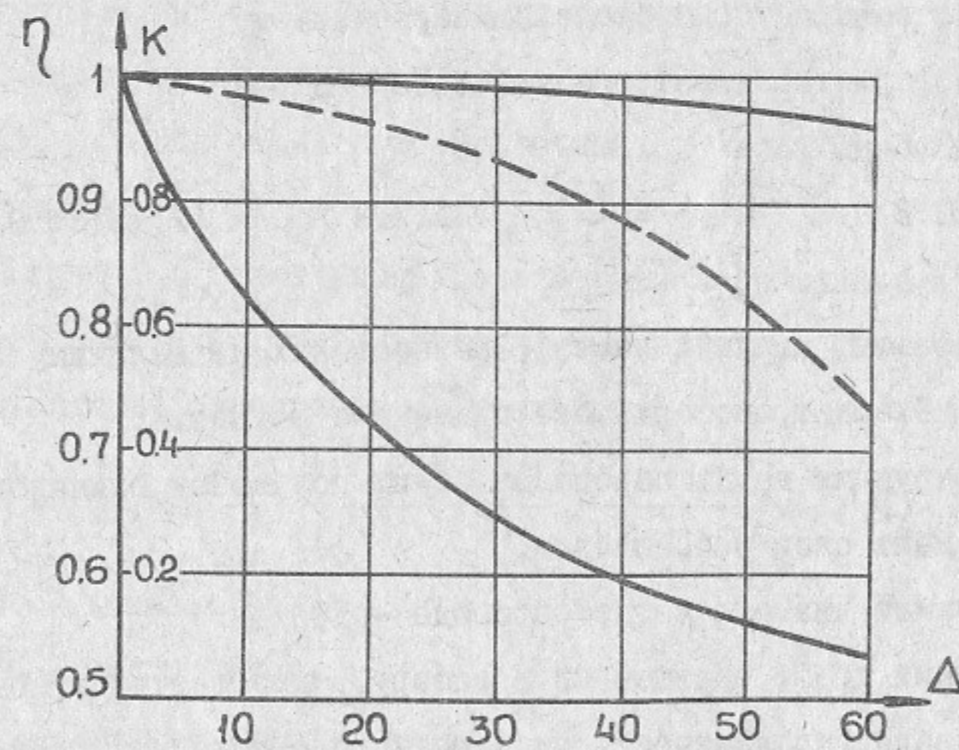


Рис.8.

топровода).

Сердечники склеены из брусков феррита 700 НМ (200x20x10) с последующей шлифовкой до получения заданного профиля. Такая технология изготовления обусловлена потребностью в малом количестве изделий: при массовом производстве целесообразнее изготавливать цельнопрессованные магнитопроводы.*

Обмотки 3,4 трансформатора представляют собой бескаркасные катушки, намотанные высокочастотным проводом, конструктивно выполняемым подобно литцентрату.

После намотки катушки пропитываются эпоксидным компаундом по методу "монолит" и клеиваются в магнитопровод с помощью висксинта К-68, позволяющего в случае необходимости без труда заменить катушку. Наличие эластичной прослойки из висксинта снимает внутренние напряжения между магнитопроводом и катушкой при прогреве трансформатора от выделяющегося тепла при работе.

Отдельные жилы высокочастотного провода выполнены из провода ПЭВ-2 диаметром 0,24 мм и скручены так, чтобы наружные и внутренние слои чередовались между собой.

Первичная катушка 3 имеет 27 витков, число жилок - 80.

Вторичная катушка 4 состоит из четырех обмоток, $N_{21} = 2$ витка; выполнена из 400 жилок, $N_{22} = N_{23} = 2$; состоит из 30 жилок, $N_{24} = 28$ - из 30 жилок.

Для создания эквипотенциальной поверхности с наружной стороны катушки наносится тонкий ($\sim 200 \text{ \AA}$) слой алюминия напыленным в вакууме (6).

Для обмотки 5, питающей цепь накала катода ($N_{21} = 2$) в

* В настоящее время сотрудниками ИЯФ СО АН СССР А.Р.Гончаровым и Н.П.Запяткиным осваивается производство цельнопрессованных магнитопроводов из феррита 400 НМ диаметром до 300 мм и проводится исследование разделительных трансформаторов на их основе.

месте перехода через магнитопровод вход и выход проводов сделан через одно отверстие для уменьшения индуктивности рассеяния.

У остальных обмоток выводы разнесены между собой.

Ненагруженные добротности катушек составили ~ 170 .

На рис.8 приведена зависимость коэффициента связи (снята экспериментально) и оптимального КПД (получена расчетным путем) от величины зазора между магнитопроводами для контуров, настроенных в резонанс (сплошная линия) и апериодического вторичного контура (пунктирная линия).

Экспериментальная проверка КПД для зазоров 20 и 30 мм и суммарной мощности во вторичном контуре ~ 500 Вт подтвердила с точностью $\sim 10\%$ расчетные данные.

Специально организованные пробои (~ 100 шт.) с энергией в импульсе ~ 20 Дж не вывели из строя разделительный трансформатор.

б) Дипольный трансформатор с тороидальным сердечником.

Дипольный трансформатор нашел применение для питания ионного источника в ускорительном технологическом комплексе имплантации ионов [5]. После изготовления трансформатор прошел экспериментальное исследование.

Было исследовано влияние положения экранов, расположения металлических элементов конструкции, типа обмоточных проводов на добротность контуров. Кратко остановимся на выбранном рабочем варианте.

Сердечники I выполнены на кольцах диаметром 240/170 мм высотой 25 мм из феррита 300НН.

Обмотки 2 выполнены из провода ПЭВ-2 по технологии литцендрата общим сечением ~ 4 мм². Числа витков в обмотках $N_1 = N_2 = 30$ витков. Оба контура настроены в резонанс с питающей частотой $f = 20 \pm 2$ кГц. Параметры контуров оптимизированы с

помощью расчетов на ЭВМ.

Коэффициент связи при зазоре 70 мм составил 0,35: добротность контуров $Q \approx 90$ (при достаточно удаленных металлических элементах).

Теоретический КПД составил 0,94, реально измеренный — $0,9 \pm 0,05$ (передаваемая мощность при этом составила ~ 3 кВт).

Температура деталей трансформатора после 30-минутной работы без дополнительного охлаждения не превышала 100°C .

Наряду с экспериментальными исследованиями трансформатора с броневым сердечником проводилось его математическое моделирование с целью оптимизации соотношения h/r для получения максимального η при варьировании зазора между сердечниками магнитопровода (h/r) (рис.9). Внутренний радиус кольца магнитопровода r выбирался в расчетах из условия равенства сечений его наружной и внутренней частей. Расчеты осуществлялись с помощью программы "MAG-2" — расчет осесимметричных магнитостатических полей интегральным методом [6]. Эта программа позволяет рассчитывать двумерные нелинейные магнитные поля в аксиально-симметричных системах с железом, используя прямой интегральный метод, регуляризованный с помощью сглаживающего функционала.

Для расчета каждый магнитопровод разбивался на элементы (до 15 шт.: наружный диаметр принимался постоянным (160 мм).

Коэффициент связи определялся, как отношение магнитного потока, охватывающего вторичную катушку к магнитному потоку первичного контура (потоки определялись как сумма абсолютных значений магнитной индукции в II точках в среднем сечении обеих магнитопроводов).

График на рис.10 представляет собой зависимость коэффици-

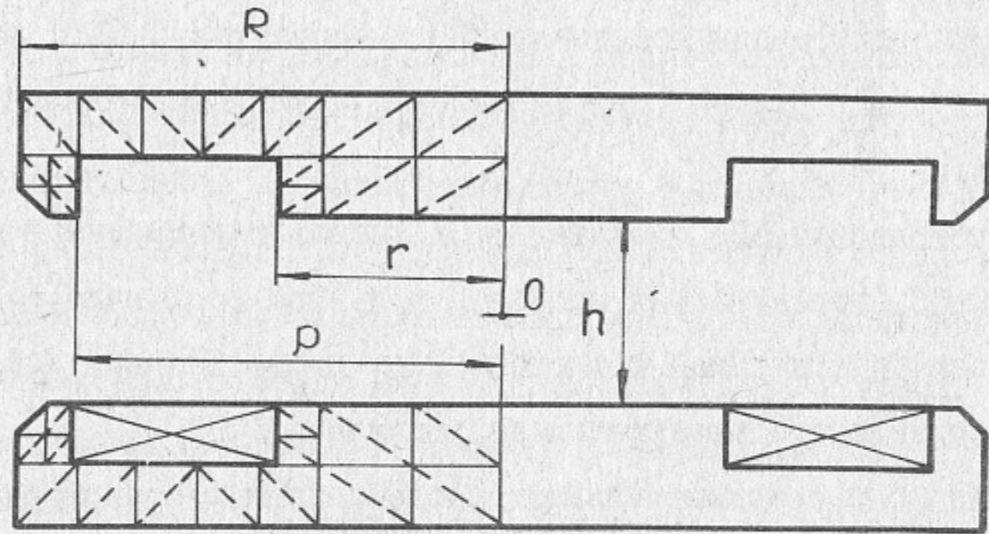


Рис. 9

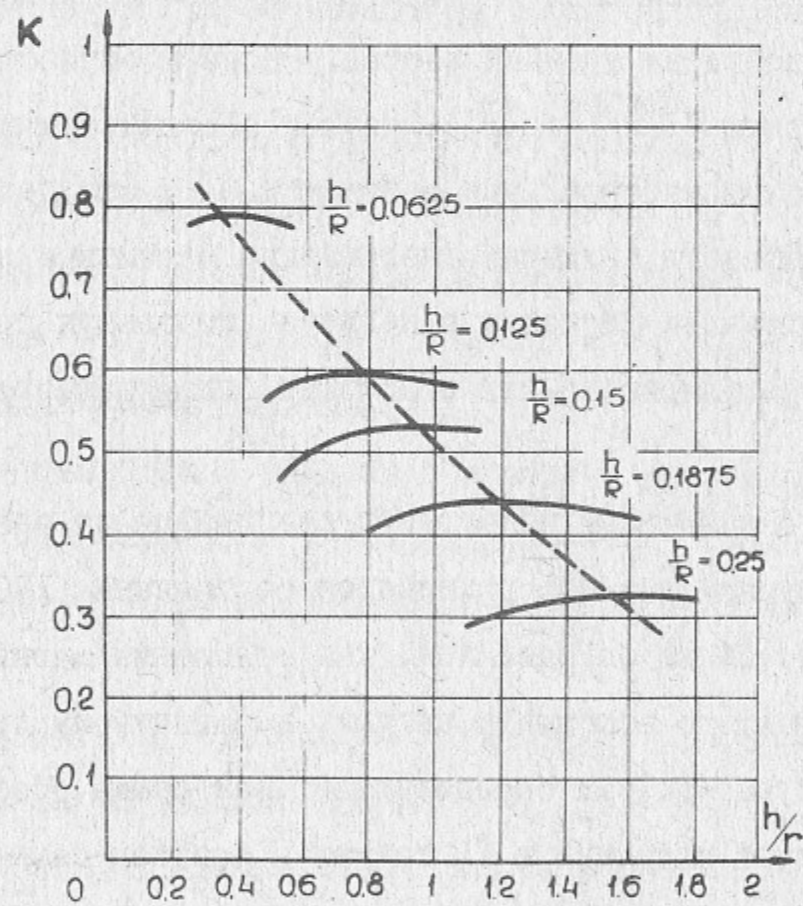


Рис. 10

ента связи от безразмерной величины h/r для пяти значений h/r ($h = 10, 20, 24, 30, 40$ мм) при $h/r = 0,0625; 0,125; 0,15; 0,1875; 0,25$ соответственно).

Пунктирная линия соответствует таким значениям h/r , при которых K максимально.

Таким образом, задавшись наружным размером R магнитопровода из конструктивных соображений, величиной зазора h из соображений электрической прочности, по кривым рис.10 можно определить значения K, r и рассчитать величину ρ магнитопровода.

В заключение следует сказать, что метод передачи мощности на высокой частоте через изолирующее пространство с помощью трансформатора со слабой связью весьма перспективен и может найти широкое применение в различных электротехнических и электрофизических установках.

Авторы признательны т.т.Будушеву А.Ф., Катаенко Л.П., Пирогову О.В. за помощь в проведенной работе.

Л и т е р а т у р а :

1. Крылов Теоретические основы радиотехники. — Ленинград, Морской транспорт, 1961, 279 с.
2. Звездный А.М. Сборник задач и упражнений по курсу "Теоретическая радиотехника". —М., Радио, 1957, 474 с.
3. Ферриты и магнитодиэлектрики. Справочник. Под ред. А.Д.Горбунова, Г.А.Матвеева. М., Сов.Радио, 1968, с.
4. Котельников В.А., Николаев А.М. Основы радиотехники, часть I. —М., Радио, 1950 г., 366 с.
5. Ускорительный технологический комплекс имплантации ионов /А.А.Авдиенко, А.Ф.Булышев, В.М.Боровиков и др. — в кн.: Труды X Всесоюзного совещания по ускорителям заряженных частиц, Дубна, 1986. Дубна, 1986, с.
6. Дзюба В.А., Карлинер М.М., Лысянский П.Б., Фомель Б.М. Вычисление стационарных магнитных полей в системах с железом и без железа. —Новосибирск, 1977, с. 24 — (Препринт ИЯФ СО АН СССР; 77-123).

Подписи к рисункам :

- Рис. 1. Принципиальная схема разделительного трансформатора.
- Рис. 2. Зависимость КПД трансформатора от затухания, обусловленного нагрузкой при различных Q и K .
- Рис. 3. Зависимость КПД трансформатора от коэффициента связи при добротностях $Q = 100$ и $Q = 20$.
- Рис. 4. Трансформатор броневое типа.
- Рис. 5. Дипольный трансформатор тороидального типа.
- Рис. 6. Зависимость сечения провода (пунктирная линия) и эффективного сечения (сплошная) от диаметра провода.
- Рис. 7. Зависимость сопротивления многожильного провода от диаметра жилы при постоянном суммарном сечении провода.
- Рис. 8. Зависимость коэффициента связи КПД от величины зазора для трансформатора броневое типа.
Сплошная линия — для резонансных контуров;
пунктирная — аperiodический вторичный контур.
- Рис. 9. Расчетная схема для трансформатора броневое типа.
- Рис. 10. Зависимость коэффициента связи K от h/r .

Ю.Д.Валяев, И.В.Казарезов, В.И.Кузнецов,
В.П.Останин

МАЛОГАБАРИТНЫЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЙ
ТРАНСФОРМАТОР ДЛЯ ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ, РАСПОЛО-
ЖЕННЫХ ПОД ВЫСОКИМ ПОТЕНЦИАЛОМ

Препринт
№ 89-160

Работа поступила - 10 ноября 1989 г.

Ответственный за выпуск - С.Г.Попов
Подписано к печати 20.XI.89г. МН 02398
Формат бумаги 60x90 1/16 Усл.1,7 печ.л., 1,4 учетно-изд.л.
Тираж 200 экз. Бесплатно. Заказ № 160.

Ротапринт ИЯФ СО АН СССР, г.Новосибирск, 90