

Ц 76

М-353

Х-65

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

2365



А.Т. Матюшин, В.Т. Матюшин

НОМОГРАММЫ ДЛЯ ВЫБОРА  
ФЕРРИТОВЫХ СЕРДЕЧНИКОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ  
ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ  
ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ

ЛАБОРАТОРИЯ ВЫСОКИХ ЭНЕРГИЙ

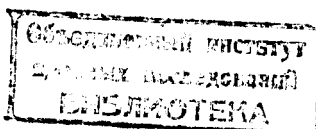
1965

2385

А.Т. Матюшин, В.Т. Матюшин

НОМОГРАММЫ ДЛЯ ВЫБОРА  
ФЕРРИТОВЫХ СЕРДЕЧНИКОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ  
ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ  
ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ

Направлено в журнал "Вопросы радиоэлектроники"



## ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

$S_c$  - сечение сердечника, см<sup>2</sup>.

$l_c$  - длина магнитной силовой линии, см.

$V_c$  - объем сердечника, см<sup>3</sup>.

$l_3$  - длина немагнитного зазора, см.

$w$  - число витков обмотки, вит.

$C$  - величина общей емкости, шунтирующей обмотку, ф.

$U_m$  - амплитуда напряжения на концах обмотки, в.

$f$  - частота подводимого напряжения, гц.

$B_m$  - максимальная индукция в сердечнике, гс.

$B_d$  - индукция насыщения, гс.

$B_r$  - остаточная индукция, гс.

$H_c$  - коэрцитивная сила, э.

$\mu$  - магнитная проницаемость материала сердечника на частом цикле, гс·э<sup>-1</sup>.

$\mu_d$  - действующая магнитная проницаемость сердечника с немагнитным зазором, гс·э<sup>-1</sup>.

$\lambda = \mu_d C$  - вспомогательный расчетный параметр, гсф/э.

$P_r$  - мощность потерь на гистерезис в сердечнике, вт.

Высокочастотные преобразователи высокого напряжения в качестве источников постоянного тока высокого напряжения малой мощности обладают определенными преимуществами по сравнению с высоковольтными выпрямителями напряжения промышленной частоты - малые габариты, небольшой вес, сравнительно малый запас энергии в фильтрующих емкостях - и находят в силу этого широкое применение для питания различных высоковольтных устройств.

Методика приближенного расчета элементов преобразователя, содержащего колебательные контуры без магнитных сердечников, подробно изложена в /1/.

Расчет и настройка генератора преобразователя упрощается при использовании в колебательных системах преобразователя трансформаторов с ферритовыми сердечниками. При этом улучшаются нагрузочные характеристики преобразователя, повышается надежность работы его, упрощается конструктивное выполнение различного рода разделительных высоковольтных трансформаторов для цепей накала ламп, катоды которых находятся под высоким напряжением. Трансформаторы с ферритовыми сердечниками способны работать в широком диапазоне частот, имеющаяся номенклатура ферритовых изделий позволяет конструировать трансформаторы требуемого целевого назначения.

Вместе с тем, использование трансформатора в широком диапазоне частот усложняет его расчет по сравнению с трансформаторами, работающими на фиксированной частоте низкочастотного диапазона.

Ниже рассматриваются вопросы выбора сердечников магнитопроводов трансформаторов с "жесткой" магнитной связью обмоток. При этом коэффициент электромагнитной связи обмоток, как можно показать для практических случаев расположение обмоток,

$$k \geq 1 - \frac{1}{\mu_d} \approx 0,98 - 0,99,$$

если  $\mu_d$  не менее 50-100.

"Жесткая" магнитная связь позволяет пренебрегать индуктивностью рассеяния в трансформаторе в первом приближении и использовать при расчетах выходного напряжения и нагрузок значение коэффициента трансформации, определенное как отношение числа

витков обмоток. Ограничивающим фактором повышения напряжения на обмотке трансформатора с ферритовым сердечником на достаточно низких частотах является значение максимальной индукции, на более высоких частотах - мощность потерь на гистерезис.

Максимальная мощность трансформатора обычно ограничивается допустимым превышением температуры его относительно окружающей среды - температуры перегрева, зависящей в основном от суммарных потерь в сердечнике и обмотках и от условий охлаждения.

Магнитопроводы трансформаторов высоковольтных преобразователей нередко используются при значениях индукции, близких к максимально возможным для данного материала сердечника; уровень потерь на гистерезис при этом значителен и во многих случаях определяет выбор того или иного сердечника.

Для облегчения трудоемкого процесса выбора сердечников по указанным критериям основные расчетные соотношения, относящиеся к сердечнику, представлены в виде номограмм.

### 1. Потери в сердечнике

Основным видом потерь в сердечнике трансформатора с магнитопроводом из феррита являются в средних полях  $[0,3 < \frac{B_m}{B_s} < 0,8]$  потери на гистерезис. Наиболее удачна для расчета мощности потерь на гистерезис формула Штейнмеца:

$$P_{\Gamma} = \eta V_m^{\kappa} f v_c \cdot 10^{-7} \text{ вт,} \quad (1.01)$$

где для магнитомягких материалов  $\kappa = 1,8$ , и для ферритов  $\eta = H_c \cdot 10^{-3}$ , т.е. для ферритовых сердечников /2/

$$P_{\Gamma} = H_c v_c f V_m^{1,6} \cdot 10^{-10} \text{ вт.} \quad (1.02)$$

В практически используемом расчете последнее выражение удобно представить в других формах.

Пренебрегая потерями напряжения на активном сопротивлении обмотки для замкнутого магнитопровода без зазора и с малым немагнитным зазором, можно записать:

$$V_m = \frac{U_m}{w} \frac{10^8}{2\pi f S_c} \text{ гс} \quad (\text{номограмма рис. 1}). \quad (1.03)$$

Практически для нормальной работы трансформатора, как показывает опыт использования ферритов в преобразователях, величина  $V_m$  не должна превышать величины максимальной рабочей индукции сердечника  $V_{m\max}$

$$V_m < V_{m\max} = 0,7 V_s. \quad (1.04)$$

Отсюда может быть определено значение напряжения на витке обмотки  $U_{Bm} = \frac{U_m}{w}$ , ограниченное максимальным значением индукции.

Это максимальное значение  $U_{Bm}$ , оно всегда должно быть больше определяемого с точки зрения мощности потерь на гистерезис

$$P_{\Gamma} = 33,2 \left( \frac{U_m}{w} \right)^2 \frac{H_c \ell_c}{(f S_c)^{0,6}} \text{ вт.} \quad (\text{номограмма рис. 2}) \quad (1.05)$$

Величина рабочей частоты трансформатора ограничивается наименьшей резонансной частотой обмотки, имеющей обычно наибольшее число витков и, следовательно, наибольшую индуктивность, шунтированную общей нагрузочной емкостью, включая собственную. При этом, если рабочая частота задана, то определение потерь  $P_{\Gamma}$  и параметров магнитопровода удобно производить по формуле:

$$P_{\Gamma} = 0,31 \cdot 10^{-3} H_c f v_c^{0,2} \lambda^{0,8} U_m^{1,6} \quad (\text{номограмма рис.3}). \quad (1.06)$$

Если выбор рабочей частоты в достаточной степени произволен, то:

$$w P_{\Gamma} = 0,43 H_c \ell_c^{0,7} \left( \frac{\lambda}{S_c} \right)^{0,3} U_m^{1,6} \text{ вт.вт} \quad (\text{номограмма рис.4}). \quad (1.07)$$

Резонансная частота и число витков обмотки связаны соотношением:

$$f w = 1,42 \cdot 10^3 \left( \frac{\ell_c}{\lambda S_c} \right)^{0,5} \text{ гц.вит} \quad (\text{номограмма рис.5}). \quad (1.08)$$

По (1.08) определяется  $w$  для (1.06) и  $f$  для случая (1.07).

Величина резонансной емкости обмотки может быть определена по (1.08), в случае невозможности использования номограммы (большая величина  $\lambda$ )

$$C = \frac{2,04 \cdot 10^6 \ell_c}{w^2 f^2 S_c \mu_d} \text{ ф.} \quad (1.09)$$

Индуктивность обмотки с сердечником из магнитного материала:

$$L = \frac{4\pi \mu_d w S_c}{\ell_c} \cdot 10^{-9} \text{ гн} \quad (\text{номограмма рис.6}). \quad (1.10)$$

При этом

$$\mu_d = \frac{\mu \ell_c}{\ell_c + \ell_s (\mu - 1)} = \frac{\mu \ell_c}{\ell_c + \ell_s \mu} \text{ гс/э} \quad (\text{номограмма рис.7}). \quad (1.11)$$

Значение  $\mu_d$  в этом выражении достаточно точно вплоть до зазоров, составляющих величину порядка 1% от длины магнитной силовой линии; при больших зазорах реальная величина больше расчетной на 20-50% /3/.

Величина  $\lambda = \mu_d C$  при расчете выбрана правильно, т.е.  $V_m$  не будет превосходить  $V_{mm}$ , если она не более определяемой соотношением

$$\lambda_{max} = 8 \cdot 10^{-9} V_C \left( \frac{V_{mm}}{U_m} \right)^2 = 4 \cdot 10^{-9} V_C \frac{V_s^2}{U_m^2} \quad (1.12)$$

Кроме того для сохранения "жесткой" магнитной связи она должна быть больше  $\lambda_{min} = (50-100) C$ , т.е.

$$(50 - 100) C < \lambda < \lambda_{max} \quad (1.13)$$

Это условие ограничивает величину резонансной емкости обмотки значением

$$C_{max} = (0,01 - 0,02) \lambda \phi, \quad (1.14)$$

что не всегда выполнимо, так как даже собственная емкость обмотки может превышать эту величину.

Средняя магнитная проницаемость на частом цикле может быть определена с помощью выражения

$$\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H} \cdot \text{гс/э}, \quad (1.15)$$

где  $\Delta B$  - приращение магнитной индукции, соответствующее приращению напряженности магнитного поля  $\Delta H$ .

## 2. Потери мощности в проводнике обмоток

Обычно между малыми потерями в проводнике обмоток по сравнению с потерями на гистерезис и малом уровне мощности трансформатора преобразователя - от единиц до десятков ватт - их можно не учитывать.

Для более высоких уровней мощности и повышенных частот учет потерь в проводниках обмоток становится необходимым.

При условии равенства потерь в первичной и вторичной обмотках трансформатора общая мощность потерь в проводнике

$$P_{\Sigma} = 2 S_1^2 k_i^2 \rho V_{\Sigma} \quad \text{вт.} \quad (2.01)$$

Здесь  $S_1$  - плотность тока в проводнике обмотки, а-см<sup>-2</sup>;  $\rho$  - удельное сопротивление проводника при рабочей температуре обмотки, см-см;  $V_{\Sigma}$  - объем проводника

обмотки, см<sup>3</sup>;  $k_i$  - коэффициент, учитывающий увеличение потерь в проводнике с ростом частоты вследствие поверхностного эффекта и эффекта "близости" соответствующей обмотки.

Необходимые данные для определения  $k_i$  приведены в приложении; более подробные сведения см. /4,6/.

Как обычно, потери в проводнике обмоток трансформатора могут быть разделены на потери холостого хода и короткого замыкания.

Ток холостого хода, протекающий по первичной обмотке трансформатора, содержит активную составляющую, обусловленную потерями на гистерезис и реактивную, определяемую величиной намагничивающего тока.

$$I_{XX} = \sqrt{I_{\Gamma}^2 + I_L^2}, \quad (2.02)$$

где

$$I_{\Gamma} = \frac{\sqrt{2} R_{\Gamma}}{U_m}, \quad (2.03)$$

$$I_L = \frac{U_m}{\sqrt{2} \omega L} = 0,565 \frac{B_m \ell_c}{\mu_d w} \quad (2.04)$$

с учетом выводов предыдущего пункта.

Отношение токов:

$$\frac{I_L}{I_{\Gamma}} = k_i = 2,5 \cdot 10^2 \frac{B_m^{0,4}}{\mu_d H_c} \quad (2.05)$$

и

$$I_{XX} = I_{\Gamma} \sqrt{1 + k_i^2}. \quad (2.06)$$

Проходя по подводящим проводам и внутреннему сопротивлению источника напряжения трансформатора, ток холостого хода вызывает потери напряжения и мощности в них. При больших значениях эти потери существенно снижаются, если трансформатор работает на резонансной частоте, так как реактивная составляющая тока при этом будет замыкаться через резонансную емкость. При коротком замыкании основная величина потерь определяется потерями в проводнике от тока номинальной нагрузки и общие потери трансформатора определяются суммой потерь холостого хода и короткого замыкания.

### 3. Максимальная мощность и к.п.д.

Мощность, подводимая к трансформатору с компенсацией реактивной составляющей тока холостого хода и активном характере нагрузки, равна

$$P_{вх} = \frac{U_{вм} J_m}{2} = 0,707 U_{вм} \delta_i \frac{V_{II}}{\ell_B}, \quad (3.01)$$

где  $\ell_B$  - средняя длина витка обмотки, см.

Учитывая (2.01), имеем

$$\delta_i = \sqrt{\frac{P_{II}}{2 k_f \rho V_{II}}} \quad (3.02)$$

$$P_{вх} = 0,5 \frac{U_{вм}}{\ell_B} \sqrt{\frac{P_{II} V_{II}}{\rho k_f}} \quad (3.03)$$

Для медных проводов  $\rho = 0,2 \cdot 10^{-6}$  ом·см

$$\delta_i = 5,10^2 \sqrt{\frac{P_{II} V_{II}}{k_f}}, \quad (3.04)$$

$$P_{вх} = 3,54 \cdot 10^2 \frac{U_{вм}}{\ell_B} \sqrt{\frac{P_{II} V_{II}}{k_f}}. \quad (3.05)$$

При этом к.п.д. трансформатора

$$\eta = 1 - \frac{P_{II} + P_{г}}{P_{вх}} \quad (3.06)$$

максимален в случае равенства потерь в сердечнике и обмотке, т.е.

$$\eta_m = 1 - 4 \frac{\ell_B}{U_{вм}} \sqrt{\frac{P_{г} k_f}{V_{II}}}, \quad (3.07)$$

в случае медных проводов:

$$\eta_m = 1 - 5,68 \cdot 10^{-3} \frac{\ell_B}{U_{вм}} \sqrt{\frac{P_{г} k_f}{V_{II}}} \quad (3.08)$$

и, наконец, выходная мощность:

$$P_{вых} = \eta P_{вх}. \quad (3.09)$$

Диаметр провода обмотки, обеспечивающий заданный уровень потерь:

$$d_{II} = 0,8 \sqrt{\frac{V_{II}}{\ell_B w}}. \quad (3.10)$$

Конструкция трансформатора должна обеспечивать возможность рассеяния расчетного уровня мощности потерь.

### 4. Тепловой расчет трансформатора

Суммарная мощность потерь в сердечнике и обмотках трансформатора  $P_p = P_{г} + P_{II}$  должна быть рассеяна при допустимой температуре перегрева  $\theta$ . Расчет температуры перегрева с достаточной точностью производится по эмпирической формуле /5/

$$P_p = S_p k_p \theta \text{ вт}, \quad (4.01)$$

если принять, что:  $S_p$  - общая поверхность сердечника, см<sup>2</sup>,  $\theta$  - температура перегрева, °С,  $k_p$  - общий коэффициент теплорассеяния, учитывающий рассеяние тепла лучеиспусканием, конвекцией и непосредственным контактом.

Для естественных условий охлаждения:

$$k_p = (1,3 - 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ вт} \cdot \text{см}^{-2}). \quad (4.02)$$

Если трансформатор помещен в сосуд с маслом, то  $P_p$  можно оценить следующим соотношением:

$$P_p = S_{рм} k_{рм} \theta \text{ вт}, \quad (4.03)$$

где  $S_{рм}$  - поверхность сосуда с маслом см<sup>2</sup>, а коэффициент теплорассеяния

$$k_{рм} = 10^{-2} \text{ вт} \cdot \text{см}^{-2}.$$

Для улучшения лучеиспускания сосуд должен быть покрыт лаком. Более подробный расчет можно найти в /8/. В простых случаях можно использовать график рис. 9 /7/.

### Примеры расчета

Пример 1.

Выбрать сердечник магнитопровода разделительного трансформатора для питания цепи накала лампы, катод которой находится под высоким напряжением, и определить рабочую частоту генератора напряжения накала.

Напряжение накала  $U_H = 6,3$  в.

Ток накала  $I_H = 0,8$  а.

Напряжение между обмотками трансформатора  $U = 25$  кв.

Условия охлаждения - естественное.

Для упрощения конструкции трансформатора его первичную и вторичную обмотки можно выполнить одновитковыми проводом с хорошей изоляцией, например, радиочастотным кабелем без оплетки типа РК-2. Размещение обмоток можно произвести в ферритовом кольце различного диаметра. Из условий (1,04) следует, что с точки зрения потерь целесообразно выбирать кольца с малым значением произведения  $l_c \cdot H_c$ .

Пусть выбрано кольцо К 32x18x7 (табл. 3 приложения) из материала марки М-2000 (таблица 2 приложения). Из таблицы следует, что для данного кольца  $l_c = 7,25$  см,  $S_c = 0,64$  см<sup>2</sup> и  $H_c = 0,2$  э. Поверхность охлаждения кольца  $S_p$  ((3,01) приложение).

$$S_p = \pi (D + d) \left( h + \frac{D+d}{2} \right) = 24, \text{ см}^2.$$

При допустимой температуре перегрева  $\theta = 30^\circ$  и естественном охлаждении феррита можно выбрать (4,02)  $k_p = 1,3$  и определять, пренебрегая потерями в проводе обмоток, допустимый уровень мощности на гистерезис

$$P_p \approx P_r = k_p S_p \theta = 0,936 \text{ вт.}$$

Амплитуда напряжения с учетом потерь передачи на первичной обмотке трансформатора:

$$U_m = 1,1 \cdot 6,3 \cdot 1,41 = 9,8 \approx 10 \text{ в.}$$

По номограмме рис.2 можно найти минимальное значение частоты, при которой мощность потерь не превосходит расчетного уровня:

$$f_{\min} = 430 \text{ кгц.}$$

По номограмме рис.1 максимальное значение индукции в сердечнике трансформатора

$$B_m = 600 \text{ гс.}$$

Значение максимальной индукции далеко отстоит от значения  $B_{\text{мм}} = 3,5 \cdot 10^3$  гс.

Если значение частоты, получившееся в результате расчета, удовлетворяет предъявляемым требованиям, то далее можно определить:

$$I_r = \sqrt{2} \frac{P_r}{U_m} = 0,132 \text{ а}$$

$$I_L = 0,565 \frac{B_m l_c}{\mu_d w} = 1,23 \text{ а}$$

и ток, протекающий по первичной обмотке,

$$I_1 = \sqrt{(I_r + I_H)^2 + I_L^2} = 1,5 \text{ а.}$$

Если первичная обмотка шунтирована емкостью и настроена в резонанс с частотой подводимого напряжения, то значение емкости (1,09)

$$C_p = \frac{2,04 \cdot 10^6 l_c}{w^2 f^2 S_c \mu_d} = 62,5 \cdot 10^3 \text{ пф.}$$

и величина тока в подводящих проводах снижается до значения  $I_r + I_H = 0,932$  а.

Коэффициент частотных потерь  $k_f$  ((1,02) приложения) при  $d_p = 0,8$  мм,

$$z = 1,08 \cdot 10^{-2} d_p \sqrt{f} = 5,65$$

$k_f = 1 + F = 2,3$ , поскольку для одновитковой обмотки эффект "близости" учитывать нет необходимости.

Теперь можно вычислить потери в проводниках обмоток, к.п.д. и другие параметры трансформатора, однако, при заданных малых токах нагрузки в этом нет необходимости.

Если по тем или иным причинам, необходимо иметь более низкое значение частоты, а количество витков обмотки увеличивать нежелательно, то можно взять два кольца того же типа и в этом случае, как и в предыдущем, найти:

$$S_p = \pi (D + d) \left( 2h + \frac{D-d}{2} \right) = 36 \text{ см}^2,$$

$$P_r = S_p \theta k_p = 1,4 \text{ вт.},$$

$$U_m = 1,1 U_H \sqrt{2} = 10 \text{ в.},$$

$$S_c = 1,28 \text{ см}^2,$$

$$f_{\min} = 120 \text{ кгц.},$$

$$B_m = 10^3 \text{ гс} < B_{\text{мм}}.$$

Для использования номограммы при определении  $B_m$  нужно считать, что  $S_c' = \frac{S_c}{2} = 0,64$ , а  $f' = f_{\min} \cdot 2$ , чтобы значения величин можно было отложить на соответствующих шкалах номограммы. Это не меняет результата, поскольку на конечный результат влияет величина произведения  $f \cdot S_c$ , которая при этой операции не меняется.

$$I_{\Gamma} = 0,197 \text{ а}$$

$$I_L = 2,05 \text{ а}$$

$$I_1 = 2,28 \text{ а}$$

$$C_p = 0,51 \text{ мкф}$$

$$I_{\Gamma} + I_H = 1 \text{ а.}$$

коэффициент добавочных потерь можно не учитывать ввиду его малого значения. Как видно, в новом трансформаторе возрос реактивный ток первичной обмотки, и величина резонансной емкости  $C_p$ . Если позволяют обстоятельства, полезно несколько увеличить частоту, например, до 200 кГц. Это снизит значение реактивного тока, мощности потерь  $P_{\Gamma}$  и емкости  $C_p$ . При необходимости можно рассчитать и этот случай. Таким образом, при подобном выполнении трансформатора выгодно применять кольца марки М с возможно большим значением начальной магнитной проницаемости. Как показывают расчеты, использование колец марки Ф 600 в подобных трансформаторах затруднено, величина  $U_m$  ограничена при этом 1 - 2 в.

#### Пример 2.

Основные данные:

Частота подводимого напряжения 15 кГц.

Амплитуда выходного напряжения 10 кв.

Ток нагрузки 1 ма.

Охлаждение трансформатора - естественное, воздушное.

Поскольку трансформатор высоковольтный, то для размещения обмоток и изоляции необходимо выбрать сердечник с достаточно большим окном. Пусть выбран сердечник Ф 600 унифицированного стержневого трансформатора. Его основные параметры (см. приложение):

$$S_c = 1,5(5,3-2,36) \cdot 0,5 = 2,2 \text{ см}^2.$$

Среднеарифметическая длина магнитной силовой линии

$$l_c = \frac{8,5-3,74}{2} + (3,74+2,36) = 18,52 \text{ см}$$

$$V_c = 38,4 \text{ см}^2$$

$$S_p = 103 \text{ см}^2.$$

Считая основными потерями трансформатора потери в сердечнике и задаваясь температурой перегрева  $\theta = 40^\circ\text{C}$  по (4,01), можно определить, считая для естественных условий охлаждения  $k_p = 1,3 \cdot 10^{-3}$ , допустимый уровень мощности потерь на гистерезис

$$P_{\Gamma} = 5,4 \text{ вт.}$$

Для заданной частоты, используя номограмму рис. 3, можно определить, пренебрегая потерями напряжения передачи, величину  $\lambda$  [ $H_s = 0,7$ ]

$$\lambda = 0,81 \cdot 10^{-8} \text{ ф гс/э.}$$

С другой стороны, по условию (1.12)

$$\lambda_{\max} = 4 \cdot 10^{-9} \frac{V_s^2}{V_m^2} = 0,53 \cdot 10^{-8}.$$

Из сопоставления величин видно, что в данном случае ограничивающим фактором является значение максимальной индукции и значение  $\lambda$  должно быть снижено до значения  $\leq \lambda_{\max}$ . При этом снизятся и потери на гистерезис; приняв  $\lambda = 5,5 \cdot 10^{-9}$  ф, по номограмме рис. 3 можно уточнить значение мощности потерь. При этом:

$$P_{\Gamma} = 3,8 \text{ вт.}$$

По номограмме рис. 5 теперь можно найти число витков высоковольтной обмотки при выбранном  $\lambda = 5,5 \cdot 10^{-9}$  ф гс/э<sup>-1</sup>.

$$w = 3,300 \text{ в.}$$

По номограмме рис. 1 можно проконтролировать правильность расчета

$$B_m = 1,6 \cdot 10^3 \text{ Гс} < B_{m\max} = 2,1 \cdot 10^3.$$

По условию (1.14) максимальная величина резонансной емкости

$$C_{\max} = (0,01 - 0,02)\lambda = 55 - 110 \text{ пф.}$$

По формулам приложения можно оценить собственно емкость обмотки, и если полученные результаты удовлетворяют поставленным требованиям, далее можно определить значение  $\mu_d$  и величину зазора в сердечнике.

Предположив, что из расчета найдено  $C = 25$  пф, можно найти:

$$\mu_d = \frac{\lambda}{C} = 220.$$

Величина  $\mu$  (1.15) зависит от конкретных условий применения трансформатора, особенно от наличия и величины тока подмагничивания. В отсутствие такового, при достаточно большой величине индукции, можно ориентировочно принять  $\mu = \mu_{\text{нач}}$  и в рассматриваемом случае  $\mu = 800$  и величина немагнитного зазора  $l_3$ , определенная по номограмме рис. 7.

$$l_3 = 5,0 \cdot 10^{-2} \text{ см} = 0,5 \text{ мм.}$$

Толщина прокладки

$$\delta = \frac{l_3}{2} = 0,25 \text{ мм.}$$



Если полученные результаты почему-либо не являются удовлетворительными, можно просчитать варианты с удвоенным сердечником, сердечником из другой марки материала феррита.

Как видно, для требуемых целей лучшими должны оказаться сердечники с большим значением  $V_m$  и малым  $H_c$ , т.е., например, марки М 2000.

### Пример 3.

Выбрать сердечник магнитопровода повышающего трансформатора, резонансная частота вторичной обмотки которого определяет частоту подводимого напряжения.

#### Основные данные

Амплитуда выходного напряжения - 20 кв.

Ток нагрузки - 2 ма.

По условиям изоляции трансформатор рационально поместить в масло. Если сердечник трансформатора выбран от унифицированного строчного трансформатора 110° (М-2000), то его основные параметры:

$$\begin{aligned} S_c &= 1,5 \text{ см}^2 & H_c &= 0,2 \text{ э} \\ l_c &= 16,5 \text{ см} & V_s &= 5 \cdot 10^3 \text{ гс} \\ V_c &= 25,0 \text{ см}^3 & V_{mm} &= 3,5 \cdot 10^3 \text{ гс} \end{aligned}$$

Помещение трансформатора в масло улучшает условия охлаждения его и при этом можно не заботиться о расчете теплового режима для практических случаев, ограничившись определенением мощности потерь в сердечнике.

По условию (1.12)

$$\lambda_{\max} = 4 \cdot 10^{-9} V_c \frac{B_s^2}{U_m^2} = 6,25 \cdot 10^{-9} \text{ ф.гс/э.}$$

Поскольку выбор частоты произволен, то по номограмме рис. 4, задавшись  $\lambda = 8 \cdot 10^{-9}$ , можно определить

$$w P_r = 1,34 \cdot 10^4.$$

Задавшись величиной  $P_r = 5$  вт, можно найти число витков обмотки

$$w = \frac{1,34 \cdot 10^4}{5} = 2680 \text{ вит.}$$

Рабочая частота трансформатора (ном. рис. 5)

$$f = 22 \text{ кгц.}$$

Максимальная величина резонансной емкости (1.14)

$$C_{\max} = 60 - 120 \text{ пф.}$$

Если по условиям применения емкость может быть меньше, а частота выше, то задавшись меньшим значением  $\lambda$ , например,  $\lambda = 3 \cdot 10^{-9}$  и повторив расчет, можно определить

$$w P_r = 1,1 \cdot 10^4 \text{ вт. вт.}$$

и для  $P_r = 5$  вт

$$w = 2200 \text{ вит}$$

$$f = 38 \text{ кгц}$$

$$C_{\max} = 30 - 60 \text{ пф,}$$

т.е. при увеличении зазора или уменьшении емкости одновременно с повышением частоты можно уменьшать число витков или для того же числа витков уменьшить мощность потерь в сердечнике. Проверив удовлетворительность результатов, можно определить далее необходимую величину зазора и толщину прокладки как и в примере 2.

Более простым случаем является расчет трансформатора генератора накального напряжения; его можно проводить аналогично рассмотренному. При необходимости определения индуктивности обмотки используется номограмма рис. 6.

### З а к л ю ч е н и е

1. Поскольку в настоящее время расчет трансформаторов с ферритовыми сердечниками производится методом подбора подходящего феррита, то номограммы облегчают этот процесс и делают его наглядным.

2. Ход расчета приводит к конструкции трансформатора с минимальным числом витков обмоток.

3. Расчет носит ориентировочный характер, параметры подлежат уточнению в ходе настройки схемы.

### П Р И Л О Ж Е Н И Е

1. Коэффициент частотных потерь в проводнике обмоток.

Если обозначать сопротивление обмотки постоянному току  $R_0$ , сопротивлению обмотки переменному току на частоте  $f$  -  $R_f$ , то коэффициент частотных потерь в проводнике

$$k_f = \frac{Rf}{R_0} \quad (1.01)$$

На основании /4/ значение частотного коэффициента  $k_f$ , учитывающего увеличение потерь в проводнике с ростом частоты вследствие поверхностного эффекта и эффекта "близости", можно записать

$$k_f = 1 + F + \left( \frac{K w d_{\Pi}}{2D} \right)^2 G \quad (1.02)$$

Здесь  $1 + F$  - коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления под действием поверхностного эффекта;  $G$  - коэффициент, учитывающий влияние частоты и диаметра провода,  $K$  - коэффициент, учитывающий влияние размеров катушки на эффект "близости". На рис. 8 приведена зависимость  $K$  от геометрических соотношений намотки и катушки;  $l$  - длина,  $t$  - глубина намотки,  $D$  - диаметр катушки.

В таблице 1 приведены значения коэффициентов  $1 + F$  и  $G$  в зависимости от параметра  $z = 1,08 \cdot 10^{-2} d_{\Pi} \sqrt{f}$ , где  $d_{\Pi}$  - диаметр провода в мм,  $f$  - частота в гц.

## 2. Собственная емкость обмоток трансформатора.

Для повышающего трансформатора с ферритовым сердечником необходимо стремиться к уменьшению собственной емкости высоковольтной обмотки, поскольку вместе с емкостью нагрузки и индуктивностью обмотки она ограничивает рабочую частоту трансформатора.

Учет собственной емкости обмотки можно произвести на основании формул работы /8/.

Распределенная емкость между началом и концом многослойной обмотки

$$C_D = \frac{1.34 \ell_B b \epsilon (n-1)}{d n^2} \text{ пф.}$$

Здесь  $\epsilon$  - диэлектрическая проницаемость междуслойной изоляции,  $\ell_B$  - средняя длина витка см,  $b$  - длина слоя см,  $d$  - толщина изоляции витков и слоя мм,  $n$  - число слоев.

Действующее значение распределенной емкости нагруженной обмотки с одним заземленным выводом:

$$C = C_D + 0.3 \frac{\ell_B b \epsilon}{3d n} \text{ пф.}$$

без учета емкости подводных проводов.

Предполагается, что слой с наиболее высоким потенциалом удален от сердечника и других заземленных частей трансформатора.

3. Электромагнитные свойства оксидных магнитных материалов и основные типы и номенклатура ферритовых сердечников.

В таблице 2 /8/ приведены основные электромагнитные свойства оксидных материалов, необходимые для проведения расчетов, в таблицах 3, 4 /9/ приведены основные типы и номенклатура кольцевых и Ш-образных ферритовых сердечников, на рис. 10 - основные размеры Ш-образных сердечников и на рис. 11 - П-образный сердечник унифицированного строчного трансформатора ТВС-А Ф-600.

Для вычисления поверхности охлаждения сердечника можно использовать выражения

а) для колец

$$S_p = \pi (D + d) \left( h + \frac{D-d}{2} \right),$$

б) для Ш-образных сердечников

$$S_p = 2 \left[ 2H L - 4h \ell_1 + B (L + 2H + 4h + 2\ell) \right].$$

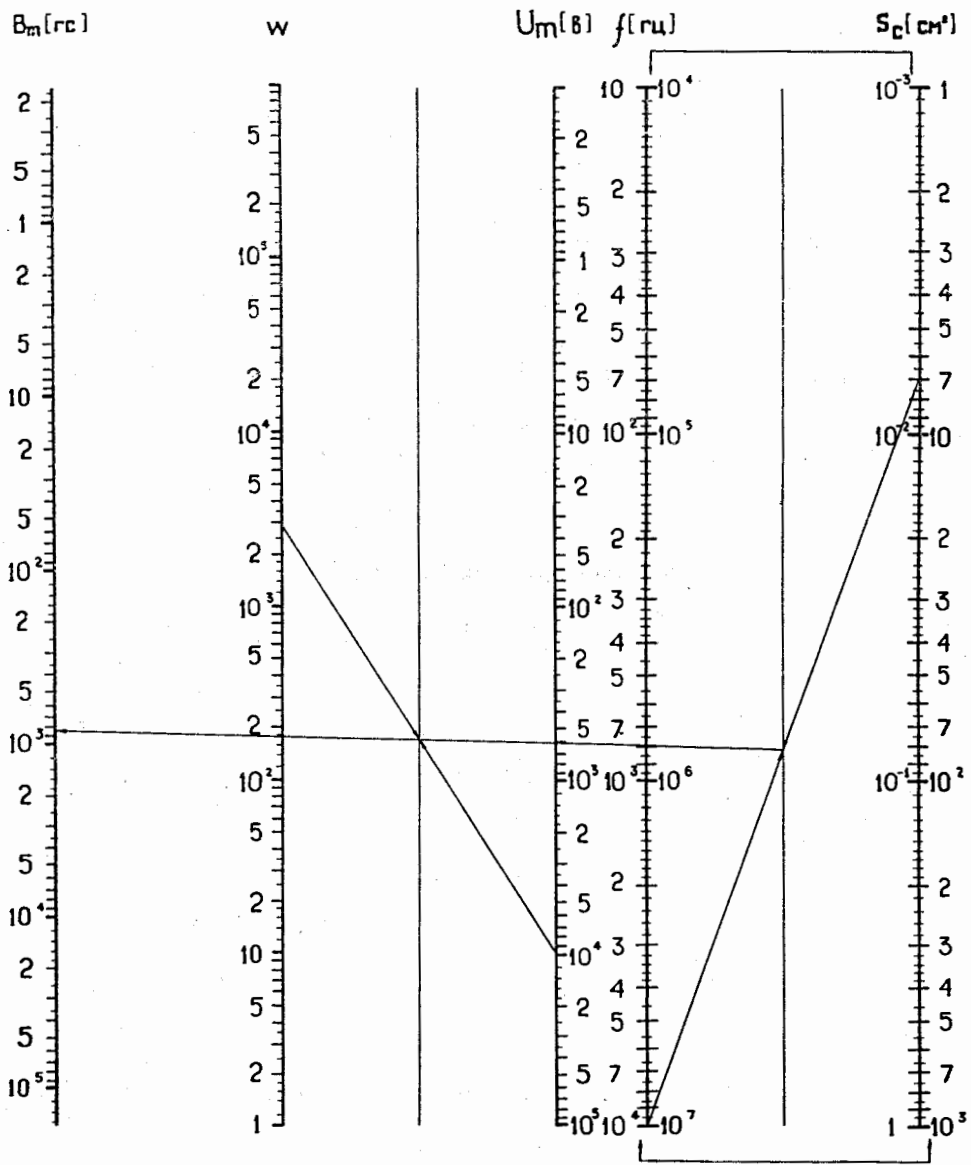
в) Поверхность сердечника строчного трансформатора

$$S_p = 105,3 \text{ см}^2.$$

## Л и т е р а т у р а

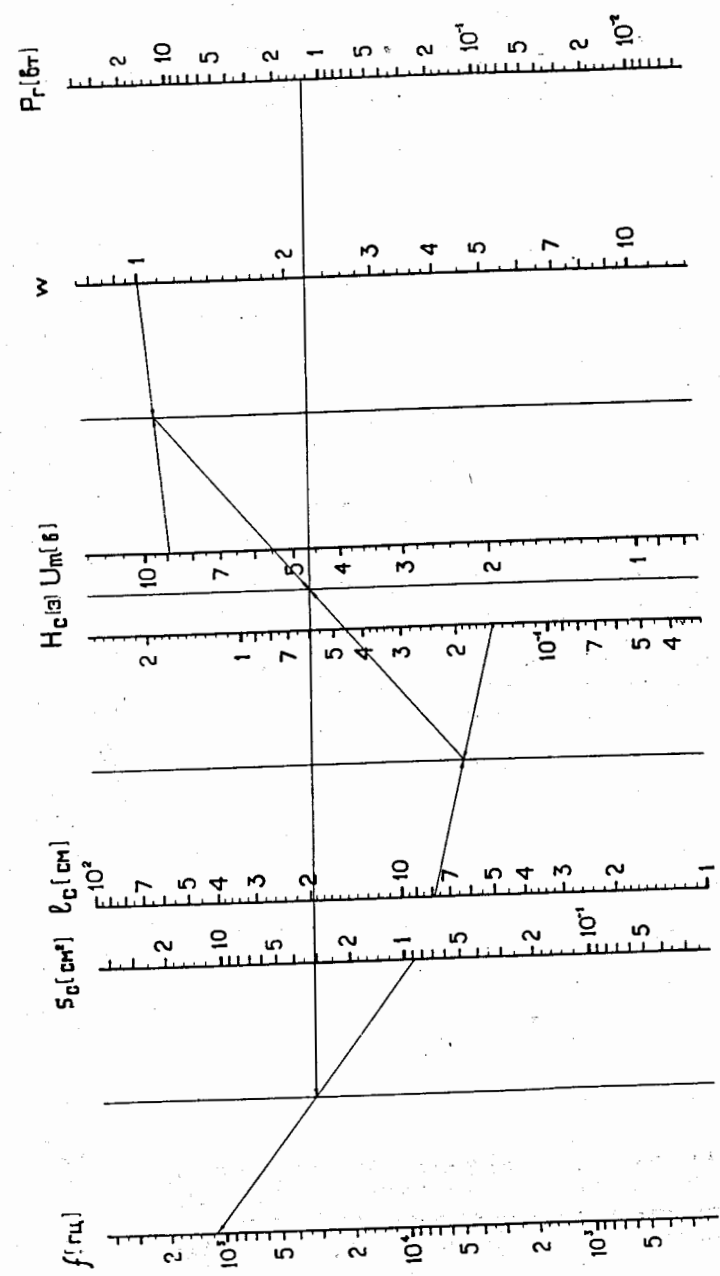
1. Н.Н.Светов. Маломощные высокочастотные источники высокого напряжения. Госэнергоиздат, 1962.
2. Л.И.Рабкин. Высокочастотные ферромагнетики. Физматгиз, 1960.
3. А.Ф.Сенченков, Л.Г.Фунштейн. Применение ферритов в радиоаппаратуре. Госэнергоиздат, 1956.
4. В.И.Сифоров. Радиоприемные устройства. Военное издательство МО СССР, Москва, 1964.
5. Ф.А.Ступель. Электромеханическое реле. Издательство Харьковского университета, Харьков, 1956.
6. В.В.Михайлов. Расчет и конструирование высоковольтной аппаратуры. Госэнергоиздат, 1955.
7. Р.Лэнди, Д.Дэвис, А.Альбрехт. Справочник радиоинженера Госэнергоиздат, 1961.
8. Справочник по электротехническим материалам т. II. Госэнергоиздат, 1960.
9. Радио № 8, 1964.

Рукопись поступила в издательский отдел  
18 сентября 1965 г.



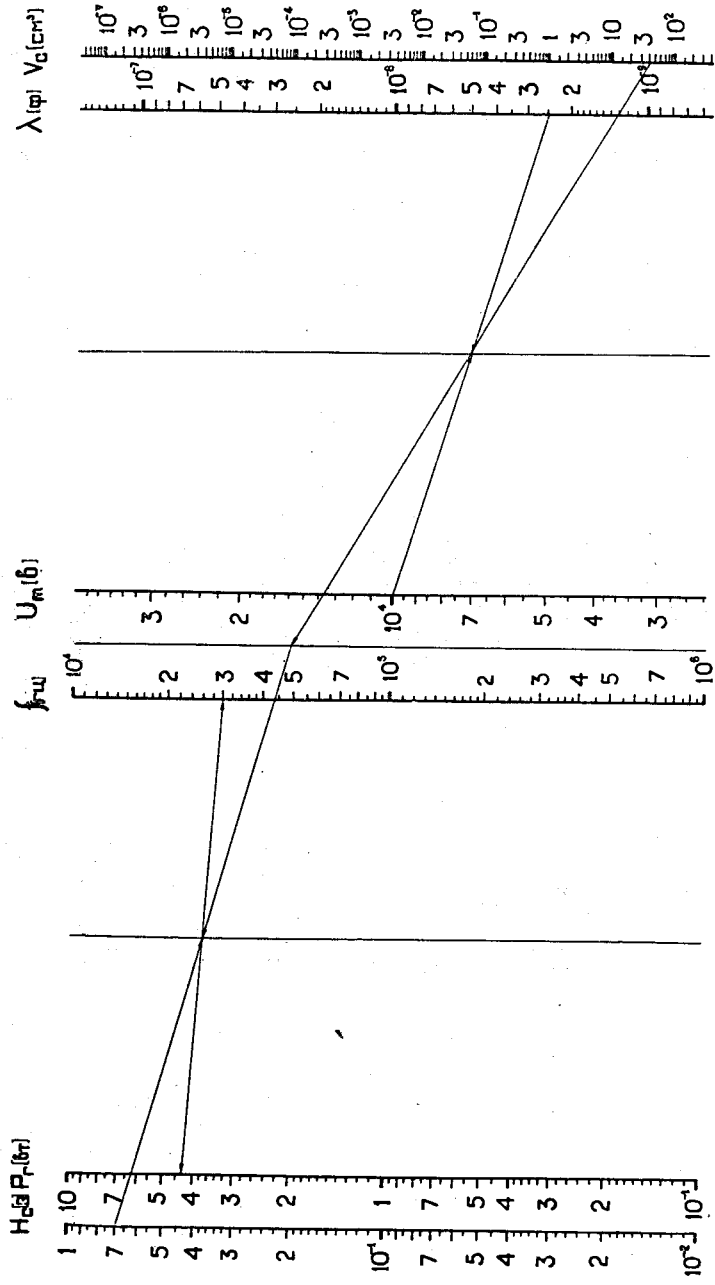
$$B_m = \frac{10^8 U_m}{2\pi f S_c w} \quad l_{cc} = 10^4 \text{ мм}$$

Рис. 1. Номограмма для определения максимального значения магнитной индукции  $B_m$  в сердечнике трансформатора с площадью сечения  $S_c$  см<sup>2</sup> с обмоткой  $w$  при напряжении  $U_m$  в на частоте  $f$  гц. Пример:  $S_c = 7 \text{ см}^2$  ( $7 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$ )  $f = 10^4$  гц ( $10^7$  гц),  $U_m = 10^4$  в,  $w = 3 \cdot 10^3$ ,  $B_m = 840$  гс.



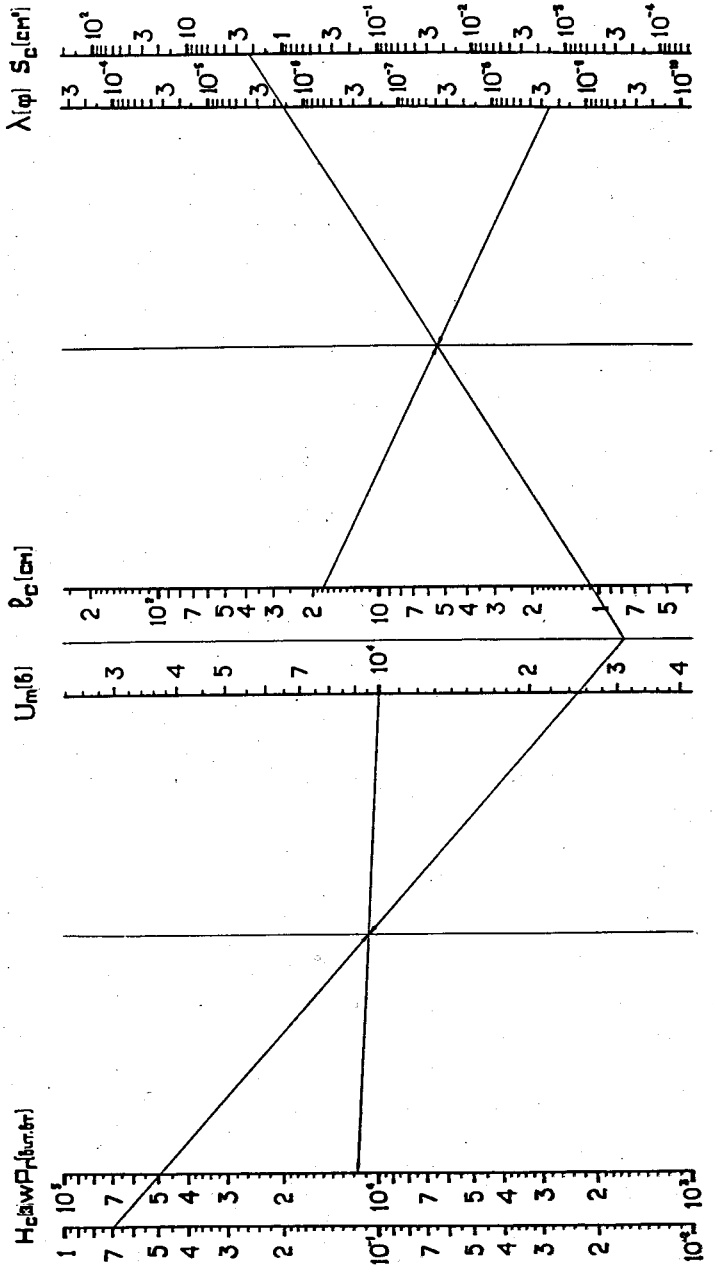
$$P_\gamma = \frac{332 (U_m)^{1.6}}{H_c H_c (f S_c)^{0.8}} \quad l_{cc} = 0.8 \text{ м}$$

Рис. 2. Номограмма, определяющая зависимость мощности потерь на гистерезис  $P_\gamma$  от размеров сердечника  $l_{cc}$ ,  $S_c$  сердечника  $H_c$  и от числа витков обмотки  $w$ , напряжений  $U_m$  и частоты  $f$ . Пример:  $U_m = 8,8$  в,  $w = 1$ ;  $l_{cc} = 0,8$  м,  $H_c = 0,15$  гс,  $S_c = 0,88 \text{ см}^2$ ,  $f = 118$  кГц.



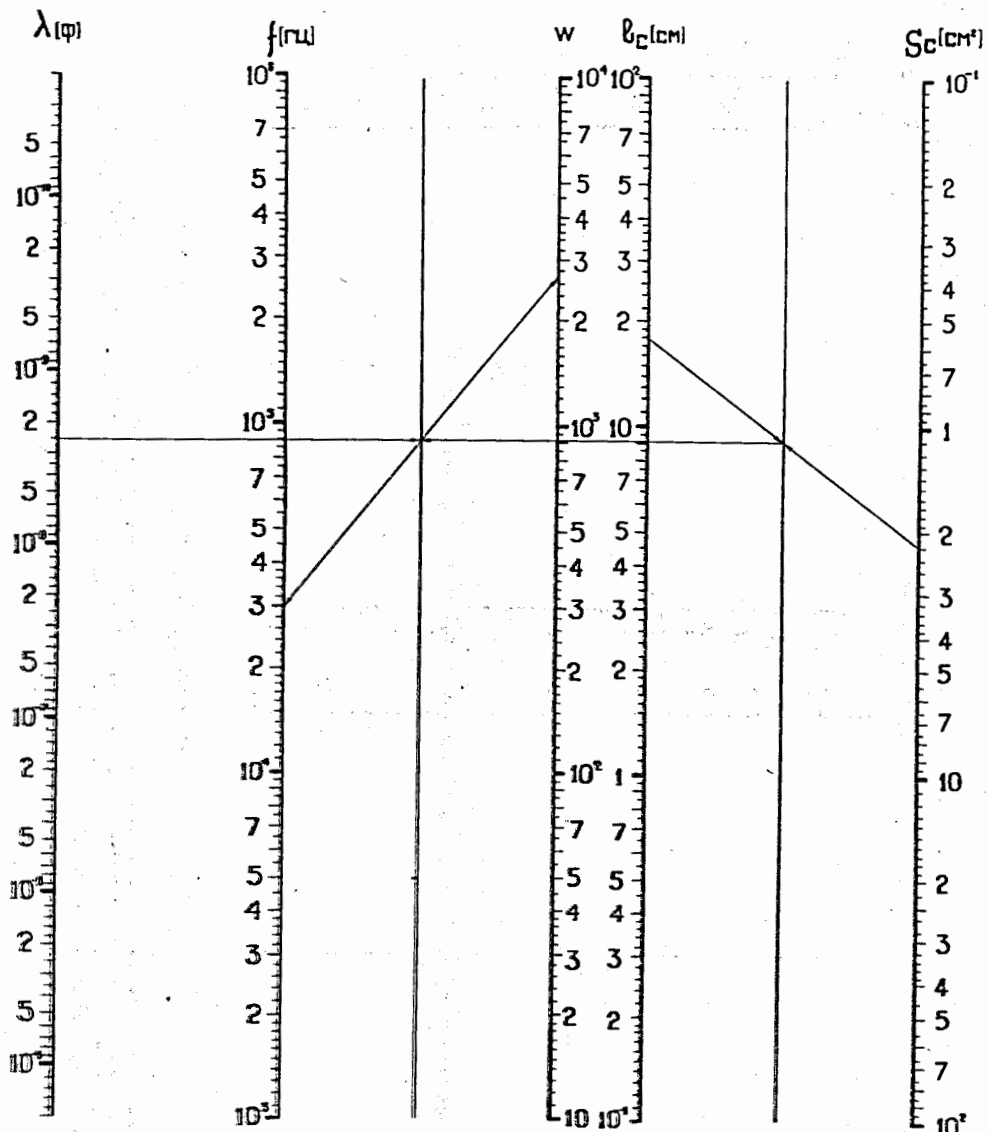
$$P_r = 0.31 \cdot 10^{-5} f H_c U_m^{1.6} V_c^{0.2} \lambda^{0.8} \quad (\lambda = M_d C) \quad I_3 = 0.68 \text{ Вт}$$

Рис. 3. Номограмма, определяющая зависимость мощности потерь на гистерезис для сердечника с немагнитным зазором в зависимости от частоты  $f$ , напряжения  $U_m$ , действующей магнитной проницаемости  $\mu_d$ , емкости шунтирующей обмотки  $C$  объема сердечника  $V_c$  и коэрцитивной силы  $H_c$ . Пример:  $\mu_d = 40$  см<sup>2</sup>,  $\lambda = 2,5$  ф гс<sup>-1</sup>,  $U_m = 10^2$  в,  $\mu_c = 0,7$ ,  $P = 4,3$  вт,  $I = 30$  кгс.



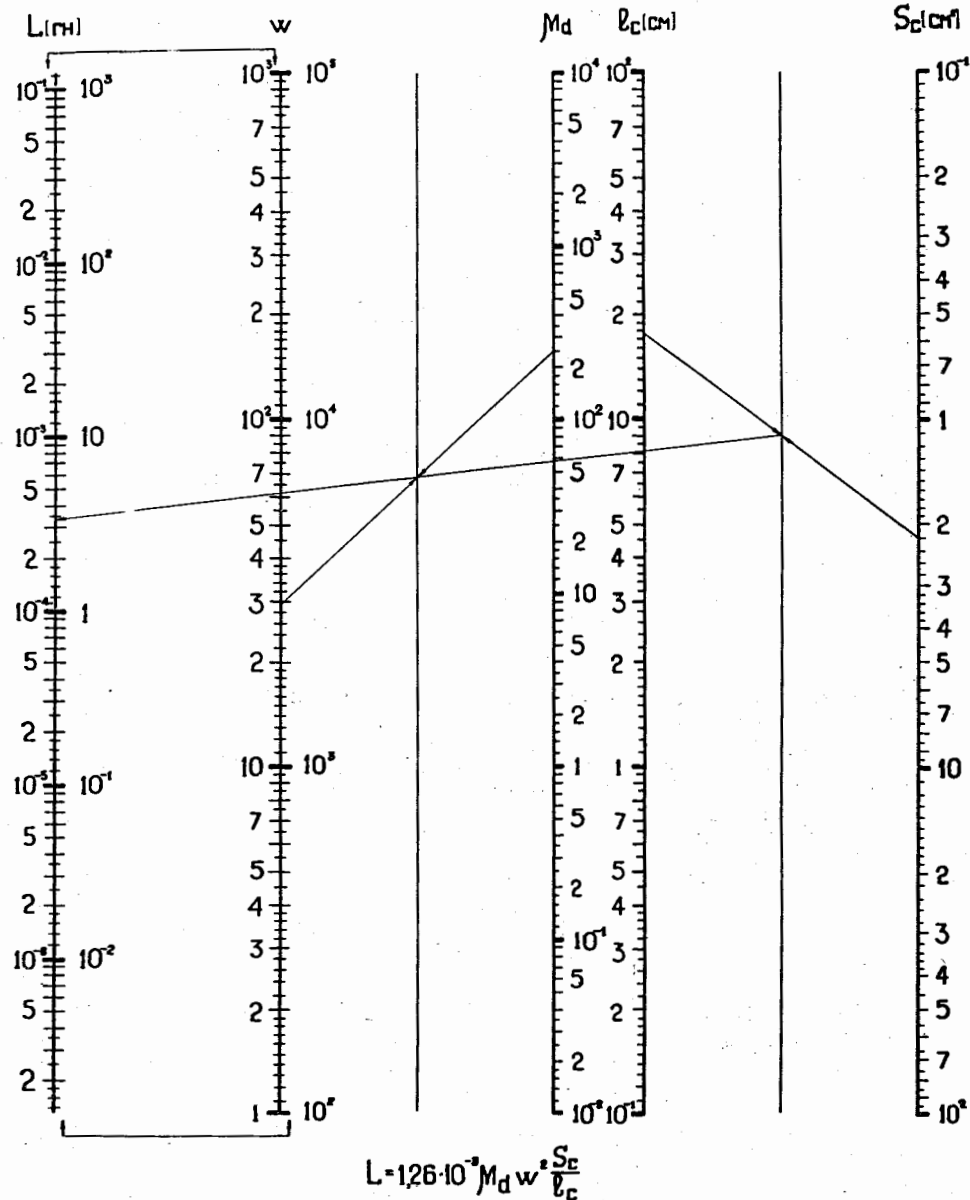
$$w P_r = 0.43 H_c \mu_c^{0.7} U_m^{1.6} \left( \frac{\Delta}{S_c} \right)^{0.8} \quad (\lambda = M_d C) \quad I_3 = 0.68 \text{ Вт}$$

Рис. 4. Номограмма для определения мощности потерь на гистерезис трансформатора с обмоткой, настроенной в резонанс в зависимости от числа витков, обмотки  $w$ , напряжения  $U_m$ , действующей проницаемости сердечника  $\mu_d$ , общей шунтирующей емкости  $C$ , длины магнитной силовой линии  $\Delta$  и коэрцитивной силы  $H_c$ . Пример:  $S_c = 2,2$  см<sup>2</sup>,  $\mu_c = 18$  см,  $\lambda = 2,4 \cdot 10^4$  ф гс<sup>-1</sup>,  $\mu_c = 0,7$  в,  $U_m = 10^2$  в,  $w P_r = 1,18 \cdot 10^4$ .



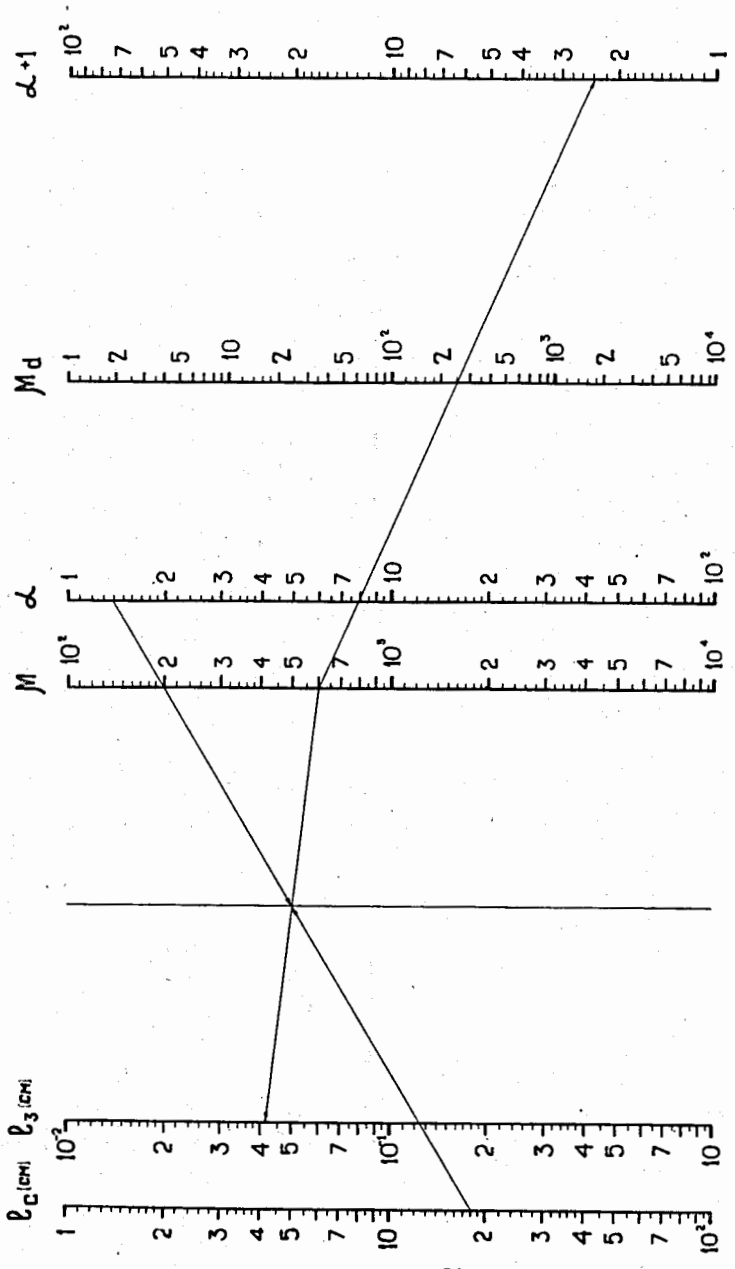
$$wf = 142 \cdot 10^7 \left( \frac{l_c}{\lambda S_c} \right)^{0.5} \quad (\lambda = \mu_d l_c)$$

Рис. 5. Номограмма, определяющая зависимость резонансной частоты обмотки  $f$  от числа витков  $w$  шунтирующей емкости (действующей проницаемости сердечника  $\mu_d$ , сечения его  $S_c$  и длины магнитной силовой линии  $l_c$ ). Пример:  $S_c = 2,2 \text{ см}^2$ ,  $l_c = 18 \text{ см}$ ,  $\lambda = 2,5 \cdot 10^{-9} \text{ ф. гс/э}$ ,  $w = 2640 \text{ вит}$ ,  $f = 30 \text{ кГц}$ .



$$L = 126 \cdot 10^{-9} \mu_d w^2 \frac{S_c}{l_c}$$

Рис. 6. Номограмма для определения индуктивности  $L$  обмотки с числом витков  $w$  на магнитном сердечнике с сечением  $S_c$ , действующей магнитной проницаемостью  $\mu_d$  и длиной магнитной силовой линии  $l_c$ . Пример:  $S_c = 2,2 \text{ см}^2$ ,  $l_c = 18 \text{ см}$ ;  $\mu_d = 250 \text{ гс/э}^{-1}$ ,  $w = 3000 \text{ вит}$  (30 вит),  $L = 3,3 \text{ мГн}$  ( $3,3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$ ).



$$M_d = \frac{M \cdot l_3}{l_c + l_3} \cdot M \quad (M \gg 1)$$

Рис. 7. Номограмма, определяющая зависимость действующей пропускности сердечника  $M_d$  в зависимости от начальной пропускности  $M$ , длины магнитной силовой линии  $l_c$  и длины зазора  $l_3$ . Пример:  $M = 250 \text{ гс} \cdot \text{э}^{-1}$ ,  $\mu = 800 \text{ гс} \cdot \text{э}^{-1}$ ,  $\alpha + 1 = 2,4$ ,  $\alpha = 1,4$ ,  $l_c = 18 \text{ см}$ ,  $l_3 = 4,2 \cdot 10^{-2} \text{ см} = 0,42 \text{ мм}$ .

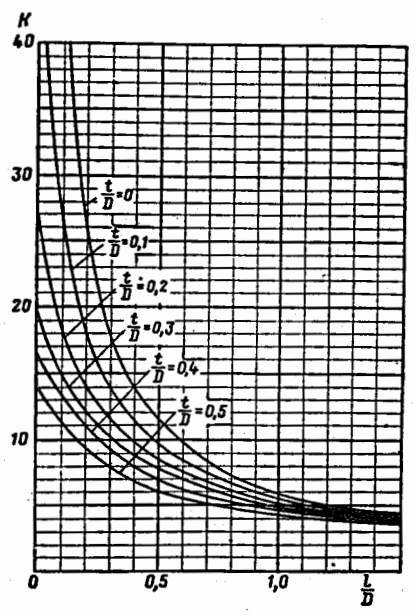


Рис. 8. Зависимость величин коэффициента  $K$ , учитывающего влияние размеров катушки на эффект близости от соотношений между параметрами катушки.

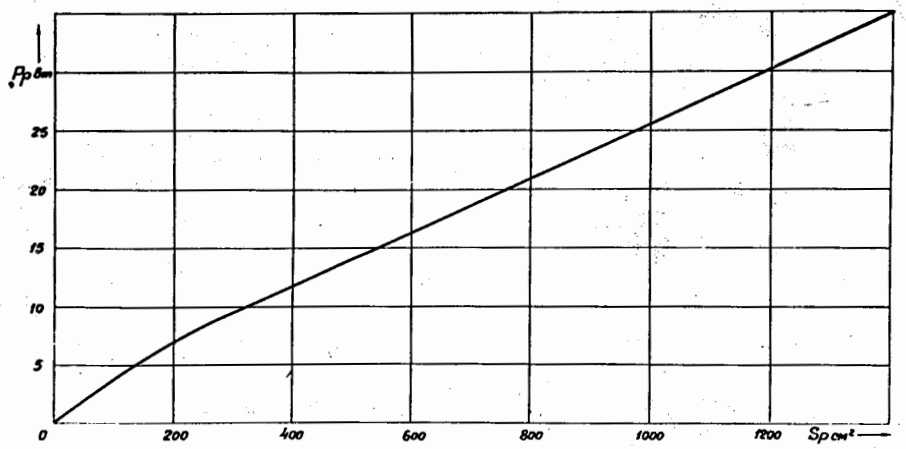


Рис. 9. Зависимость потерь от поверхности охлаждения трансформатора без кожуха при превышении температуры  $40^\circ\text{C}$ .

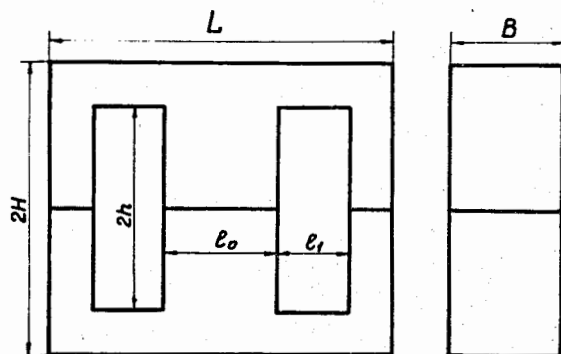


Рис. 10. Обозначения размеров Ш-образного сердечника.

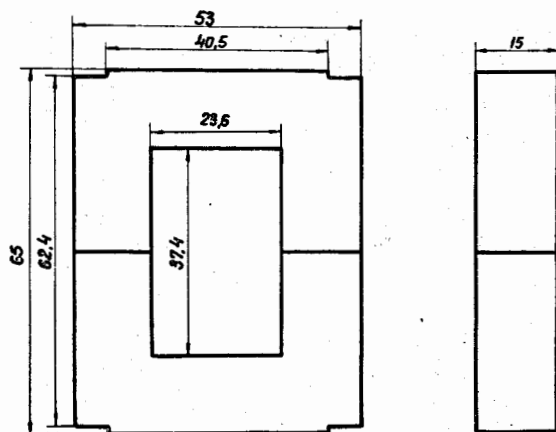


Рис. 11. Сердечник унифицированного строчного трансформатора.

Т а б л и ц а 1

Значения коэффициентов  $1+F$  и  $G$  в зависимости от величины  $z$ .

$z$	$1+F$	$G$	$z$	$1+F$	$G$
0,0	1,000	$\frac{z}{64}$	4,0	1,678	0,584
0,1	1,000	$\frac{z}{64}$	4,2	1,752	0,618
0,2	1,000	$\frac{z}{64}$	4,4	1,826	0,652
0,3	1,000	$\frac{z}{64}$	4,6	1,899	0,686
0,4	1,000	$\frac{z}{64}$	4,8	1,971	0,720
0,5	1,000	$\frac{z}{64}$	5,0	2,043	0,755
0,6	1,001	0,00202	5,4	2,184	0,826
0,7	1,001	0,00372	5,8	2,324	0,896
0,8	1,002	0,00632	6,2	2,463	0,967
0,9	1,003	0,01006	6,6	2,603	1,038
1,0	1,005	0,01519	7,0	2,743	1,109
1,1	1,008	0,02196	8,0	3,094	1,287
1,2	1,011	0,03039	9,0	3,446	1,464
1,3	1,015	0,04127	10	3,799	1,641
1,4	1,020	0,05410	11	4,151	1,818
1,5	1,026	0,0691	12	4,504	1,995
1,6	1,033	0,0863	13	4,856	2,171
1,7	1,041	0,1053	14	5,209	2,348
1,8	1,052	0,1265	15	5,562	2,525
1,9	1,064	0,1489	16	5,915	2,702
2,0	1,078	0,1724	17	6,268	2,879
2,2	1,111	0,2214	18	6,621	3,056
2,4	1,151	0,2708	19	6,974	3,233
2,6	1,201	0,3184	20	7,328	3,409
2,8	1,256	0,3632	30	10,85	5,177
3,0	1,318	0,4049	40	14,40	6,946
3,2	1,385	0,4439	60	21,46	10,48
3,4	1,456	0,4807	80	28,54	14,02
3,6	1,529	0,5160	100	35,61	17,55
3,8	1,608	0,5503	> 100	$\frac{z\sqrt{2}+1}{4}$	$\frac{z\sqrt{2}-1}{8}$





Таблица 4

Типоразмеры ферритовых сердечников Ш образной формы

Типораз- меры	L, мм	2H, мм	B, мм	l <sub>0</sub> мм	l <sub>1</sub> мм	2h
Ш2,5×2,5	10	10	2,5	2,5	2,0	6,5
Ш3×3	12	12	3	3	2,5	8
Ш4×4	16	16	4	4	3,2	10,4
Ш5×5	20	20	5	5	4	13
Ш6×6	24	24	6	6	5	16
Ш7×7	30	30	7	7	6	19
Ш8×8	32	32	8	8	7,5	23
Ш10×10	36	36	10	10	8	26
Ш12×15	42	42	12	12	9	30
Ш16×20	54	54	16	16	11	38
Ш20×28	65	65	20	20	12	44