

В.А. Медведев

РАСЧЕТ АВТОНОМНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

Учебно-методическое пособие



Тольятти
ТГУ
2010

Министерство образования и науки Российской Федерации
Тольяттинский государственный университет
Электротехнический факультет
Кафедра «Промышленная электроника»

В.А. Медведев

**РАСЧЕТ АВТОНОМНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ
ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА**

Учебно-методическое пособие

Тольятти
ТГУ
2010

УДК 621.314.572

ББК 32.852

М42

Рецензенты:

д.т.н., профессор Поволжского государственного университета
сервиса *А.А. Кувшинов*;

к.т.н., доцент Тольяттинского государственного университета
А.М. Слукин.

М42 Медведев, В.А. Расчет автономных резонансных инверторов для индукционного нагрева : учеб.-метод. пособие / В.А. Медведев. – Тольятти : ТГУ, 2010 – 47 с.

Изложена методика расчета последовательных автономных резонансных инверторов. Рассмотрены особенности расчета силовых трансформаторов с естественным воздушным охлаждением, применяемых в преобразователях, работающих на повышенных частотах, для согласования режима работы нагрузки и преобразователя.

Учебно-методическое пособие предназначено для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки бакалавров 210100 «Электроника и наноэлектроника» и инженеров по специальности 210106 «Промышленная электроника» всех форм обучения при изучении ими дисциплины «Энергетическая электроника».

Рекомендовано к изданию научно-методическим советом Тольяттинского государственного университета.

© ГОУ ВПО «Тольяттинский государственный университет», 2010.

Введение

В автономных резонансных инверторах (АИР) выключение вентиля осуществляется из-за колебательного характера тока, обеспечиваемого последовательным LC-контуром. Нагрузка в АИР включается либо последовательно с LC-контуром, либо параллельно с ним, либо параллельно одному из реактивных элементов.

АИР применяются на частотах свыше 1–2 кГц в электротермических и ультразвуковых установках, а также в качестве источников питания для высокоскоростных электродвигателей. Скорость нарастания тока в таких инверторах относительно небольшая, что облегчает условия работы вентиля.

По своим свойствам АИР в зависимости от соотношения параметров и схемы могут быть близки либо к инверторам тока, либо к инверторам напряжения. В первом случае источник питания обладает высоким сопротивлением для переменной составляющей входного тока (источник тока), а во втором – малым сопротивлением (источник напряжения). АИР с питанием от источников тока называются инверторами с закрытым входом, а питающиеся от источников напряжения – с открытым входом.

Резонансным инверторам свойствен недостаток, заключающийся в том, что напряжения на элементах схемы могут в несколько раз превышать напряжение питания. Одним из способов ограничения напряжения на элементах АИР является включение обратных или встречных диодов, с помощью которых накопленная на этапе проводимости тиристором в конденсаторе энергия возвращается в источник питания или другой накопитель энергии.

1. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ АВТОНОМНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР

В последовательном автономном резонансном инверторе (АИР) нагрузка включается последовательно с коммутирующим конденсатором. Параметры коммутирующего контура выбираются такими, чтобы обеспечить колебательный характер анодного тока тиристоров.

Питание схем АИР (рис. 1.1) [1.4] осуществляется от источника ЭДС, имеющего малое внутреннее сопротивление, поэтому параллельно входным зажимам должен быть подключен емкостный фильтр. Во всех схемах тиристоры с нечетными и четными номерами отпираются поочередно. Параметры элементов колебательного контура обычно подбираются таким образом, чтобы его собственная частота

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_d + L_n)C} - \frac{R_n^2}{4(L_d + L_n)^2}} \quad (1.1)$$

несколько превышала частоту управления ω , благодаря чему достигается режим естественного выключения вентиляей.

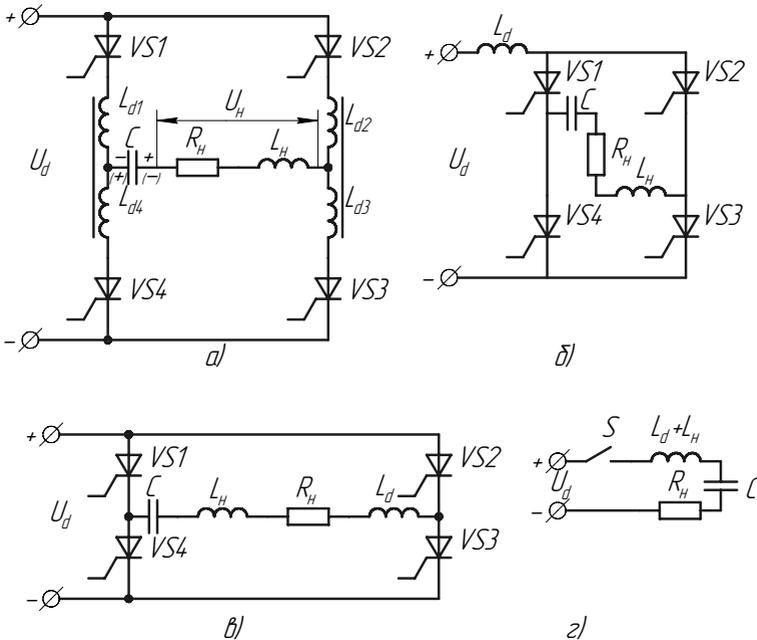


Рис. 1.1. Принципиальные схемы последовательных АИР

Несмотря на разнообразие принципиальных схем АИР, все они могут быть сведены к одной эквивалентной схеме замещения (рис. 1.1,з). С учетом сказанного рассмотрим принцип работы последовательного АИР на примере схемы рис. 1.1,а.

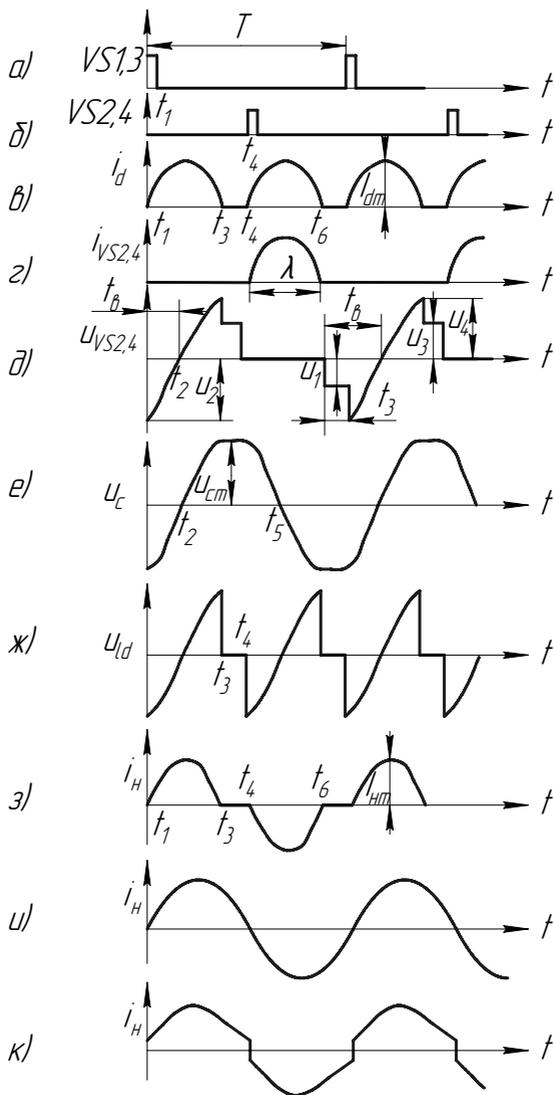


Рис. 1.2. Временные диаграммы последовательного АИР

Предположим, что тиристоры VS1...VS3 заперты, конденсатор C заряжен отрицательной полярностью (без скобок), к тиристорам VS2, VS4 приложено обратное напряжение. В момент времени t_1 подаем управляющие импульсы на тиристоры VS1, VS3 (рис. 1.2,а). В результате колебательного процесса конденсатор C перезаряжается противоположной полярностью (в скобках), рис. 1.2,е. Ток, протекающий через индуктивности L_{d1} и L_{d3} , наводит ЭДС, которая, трансформируясь соответственно в L_{d2} и L_{d4} , скачком повышает обратное напряжение на тиристорах VS2 и VS4 (рис. 1.2,д). По мере перезаряда конденсатора обратное напряжение на VS2 и VS4 уменьшается. В момент t_2 напряжение на тиристорах VS2 и VS4 становится равным нулю, поэтому интервал t_g должен быть больше паспортного значения времени восстановления запирающих свойств $t_{e.n}$. В момент t_3 ток i_n (рис. 1.2,з) равен нулю, и тиристоры VS1 и VS3 запираются. Отсутствие тока в индуктивностях L_{d1} и L_{d3} приводит к уменьшению прямого напряжения на тиристорах VS2 и VS4. Напряжения на конденсаторе C и тиристорах VS1 и VS3 сохраняются неизменным до момента времени t_4 , когда отпираются тиристоры VS2 и VS4. Конденсатор C в результате колебательного процесса вновь перезаряжается, а направление тока в нагрузке меняется на противоположное.

В зависимости от соотношения между собственной частотой контура ω_0 и частотой управления ω можно различить следующие режимы работы последовательного АИР.

1. Режим естественной коммутации (рис. 1.2,з), когда $\omega_0 > \omega$. В этом случае между отключением вентиля и включением очередного существует естественный интервал t_3 .

2. Граничный режим (рис. 1.2,у), когда $\omega_0 = \omega$. В этом случае интервал t_3 отсутствует и собственное время отключения тиристоров t_c должно быть не меньше паспортного значения времени восстановления запирающих свойств $t_{e.n}$.

3. Режим принудительной коммутации, когда $\omega_0 < \omega$ (рис. 1.2,к). Как и ранее, необходимо соблюдение условий $t_g > t_{e.n}$. Коммутирующие дроссели $L_{d1}...L_{d4}$ из-за магнитной связи между ними облегчают коммутацию и в этом случае, так как начальное магнитное состояние в дросселе включаемого тиристора определяется значением тока, проходящего в этот момент в отключаемом вентиле. Поэтому в момент включения через включаемый тиристор сразу же устанавливается ток,

равный току в отключаемом тиристоре, то есть происходит коммутация тока, сопровождающая отключение ранее включенного тиристора. При значительном расхождении ω_0 и ω не обеспечивается нормальный процесс коммутации, и работа АИР становится невозможной.

Увеличение сопротивления нагрузки R_n приводит, как видно из выражения (1.1), к уменьшению ω_0 , что эквивалентно увеличению длительности анодного тока λ и уменьшению t_3 (рис. 1.2,з). При некотором значении R_n наступает режим принудительной коммутации, а дальнейшее увеличение R_n приведет к тому, что интервал t_g станет меньше $t_{e,n}$ и произойдет срыв инвертирования, сопровождающийся коротким замыканием источника питания.

С уменьшением сопротивления R_n длительность λ уменьшается, что приводит к росту интервала t_g . Следовательно, с точки зрения обеспечения времени на восстановление запирающих свойств последовательный АИР может работать в режиме короткого замыкания; при этом интервал t_g будет максимален. Однако с уменьшением R_n напряжения на конденсаторе и индуктивностях растут, что приводит к увеличению напряжения на тиристорах и нарушению их нормального режима работы.

Во всех схемах (рис. 1.1) входной ток i_d является одновременно и током нагрузки

$$i_d = |i_n|. \quad (1.2)$$

Ток i_n , протекающий в нагрузке, определяется уравнением

$$i_n = \frac{U_d + U_{c0}}{\omega_0(L_k + L_n)} \cdot e^{\frac{-R_n}{2\omega(L_k + L_n)}v} \cdot \sin v, \quad (1.3)$$

где U_{c0} — напряжение на коммутирующем конденсаторе C ; L_k — индуктивность цепи коммутации.

Расчет параметров АИР значительно упростится, если импульс тока нагрузки i_n считать синусоидальным с некоторой амплитудой I_{nm}

$$i_n = I_{nm} \cdot \sin v. \quad (1.4)$$

Это дает погрешность не более 10–15%.

С учетом (1.4) средний ток источника питания I_d , действующее значение тока нагрузки I_n и действующий ток источника питания равны:

$$I_d = \frac{1}{\kappa\pi} \int_0^\lambda I_{nm} \sin v dv = \frac{2\lambda}{a\pi^2} I_{nm} = \frac{2h}{a\pi} I_{nm};$$

$$I_n = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\lambda I_{nm}^2 \sin^2 v dv} = \sqrt{\frac{\lambda}{2\pi}} I_{nm} = \sqrt{\frac{h}{2}} I_{nm}; \quad (1.5)$$

$$I_{dg} = \frac{\sqrt{\kappa}}{a} \sqrt{\frac{h}{2}} I_{nm},$$

где λ – длительность протекания анодного тока тиристорov; a, κ – коэффициенты, зависящие от схемы инвертора (для схем, изображенных на рис. 1.1, $a = \kappa = 1$); $h = \lambda/\pi$ – коэффициент, показывающий, во сколько раз длительность протекания анодного тока меньше длительности полупериода выходной частоты.

Длительность протекания анодного тока в угловых единицах

$$\lambda = \pi \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{2\pi F}{\sqrt{4F - 1/K_n^2}}, \quad (1.6)$$

где $K_n = 1/\omega c R_n$ – коэффициент нагрузки; $F = \omega^2(L_d + L_n)C$ – частотный коэффициент.

При отсутствии потерь энергии $U_d I_d = I_n^2 R_n$. Тогда, учитывая (1.5), получим

$$I_{nm} = \frac{4}{\pi a} \cdot \frac{U_d}{R_n}. \quad (1.7)$$

Преобразуя (1.5), можно получить с учетом (1.7) уравнения для вычисления среднего и действующего токов источника питания

$$I_d = \frac{2h}{a\pi} \frac{I_n}{\sqrt{h/2}} = \frac{2\sqrt{2h}}{a\pi} I_n; \quad (1.8)$$

$$I_{dq} = \frac{\sqrt{\kappa}}{a} I_n.$$

Связь между напряжением на нагрузке и напряжением источника питания может быть найдена из условия баланса мощностей

$$P_n = U_d I_d. \quad (1.9)$$

Тогда

$$U_d = \frac{a\pi U_n \cos \varphi_n}{2\sqrt{2h}} = \frac{1,97a U_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\lambda}},$$

$$U_n = \frac{0,507 U_d \sqrt{\lambda}}{a \cos \varphi_n}. \quad (1.10)$$

Среднее I_a и действующее I_{ag} значения анодного тока тиристорov определяются по формулам

$$I_a = \frac{a}{2} I_d; \quad I_{ag} = \frac{I_{dg}}{\sqrt{2}}. \quad (1.11)$$

Максимальное напряжение на конденсатор

$$U_{cm} = \frac{U_d 4h}{\pi a \omega c R_n} = \frac{4h U_d K_n}{\pi a}, \quad (1.12)$$

или в относительных единицах

$$\frac{U_{cm}}{U_d} = \frac{4h K_n}{\pi a}. \quad (1.13)$$

Напряжения U_3, U_4 (рис. 1.2, д) определяются следующим образом [10]:

$$U_4 = b U_d \left\{ 1 + HG \left[\sqrt{1,6h^2 K_n^2 + 1,6} - 1 \right] \right\}; \quad (1.14)$$

$$U_3 = \frac{b}{2} U_d \left(1 + \frac{4h K_n}{\pi} \right),$$

где b – коэффициент, зависящий от схемы инвертора (для схем, изображенных на рис. 1.1, $b = 1$); H – коэффициент, учитывающий магнитную связь между реакторами, включенными в анодные цепи работающих в противофазе тиристоров. При отсутствии магнитной связи, а также отсутствии реактора в цепи суммарного тока тиристоров $H = 0,5$. При идеальной магнитной связи или включении реактора L_d в цепь суммарного тока тиристоров взамен реакторов, включаемых в цепи отдельных тиристоров (рис. 1.1, а, б, в), $H = 1,0$; $G = \frac{L_d}{L_d + L_n}$ – коэффициент распределения индуктивностей.

Обратные напряжения U_1, U_2 определяют по формулам

$$U_1 = \frac{b}{2} U_d \left(\frac{4h K_n}{\pi} - 1 \right);$$

$$U_3 = \frac{U_d}{a} \left[HG \left(1 + \frac{4h K_n}{\pi} \right) - 1 \right]. \quad (1.15)$$

Угол запираения можно определить из уравнения $\delta_2 = 2\pi t_3 / T_u$

$$\delta_2 = \left[h - \frac{h}{HG(4K_n/\pi - 1)} \right] \arctg \frac{2\omega(L_d + L_n)}{hR_n}. \quad (1.16)$$

Тогда полный угол запираения тиристоров

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 = \pi - \lambda + \delta_2. \quad (1.17)$$

2. ПОРЯДОК РАСЧЕТА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АИР

Исходные данные:

номинальная мощность, P_n ;

выходная частота, f ;

напряжение питающей сети, U .

Параметры индукционной установки меняются по ходу нагрева в соответствии с данными табл. 2.1.

Таблица 2.1

Изменение параметров по ходу нагрева

Эквивалентные параметры		Режим работы		
		холодный	промежуточный	горячий
Индуктивность нагрузки L_n , Г		$L_{нх}$	$L_{нт}$	$L_{нг}$
Сопротивления нагрузки, Ом	активное, R_n	$R_{нх}$	$R_{нт}$	$R_{нг}$
	реактивное, $X_{Ln} = 2\pi f L_n$	$X_{Lнх}$	$X_{Lнт}$	$X_{Lнг}$
	полное, $z_n = \sqrt{R_n^2 + X_{Ln}^2}$	$z_{нх}$	$z_{нт}$	$z_{нг}$
Коэффициент мощности $\cos\varphi_n = R_n/z_n$		$\cos\varphi_{нх}$	$\cos\varphi_{нт}$	$\cos\varphi_{нг}$

2.1. При питании инвертора от трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя максимальное выпрямленное напряжение

$$U_{dm} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E. \quad (2.1)$$

Для получения возможности устранения колебания напряжения на входе инвертора принимают

$$U_d = (0,8 \dots 0,85) U_{dm}. \quad (2.2)$$

2.2. Проводится расчет параметров инвертора для «промежуточного» режима.

2.2.1. Определяют напряжение на нагрузке

$$U_{n2} = \sqrt{\frac{P_n R_{нт}}{\cos^2 \varphi_{нт}}}. \quad (2.3)$$

2.2.2. Приняв в уравнении (1.10) коэффициент $h = 1$, определяют ориентировочное значение напряжения на первичной стороне согласующего трансформатора

$$U_{n1} = \frac{0,9U_d}{\cos \varphi_{nn}}. \quad (2.4)$$

Если $U_{n1} = U_{n2}$, то согласующий трансформатор не нужен. Если $U_{n1} > U_{n2}$, то необходим понижающий трансформатор. Если $U_{n1} < U_{n2}$, то нужно использовать повышающий трансформатор.

2.2.3. Определяют ориентировочное значение длительности протекания анодного тока тиристоров λ

$$\lambda = \pi - \delta_1, \quad (2.5)$$

где $\delta_1 = \frac{(1,1 \dots 1,5) \cdot t_{e.n.}}{T_u} \cdot 2\pi$ – минимальный угол запираания тиристоров; $T_u = 1/f$ – период выходной частоты инвертора; $t_{e.n.}$ – паспортное время выключения тиристоров.

Ориентировочно можно принять $t_{e.n.} = (30..50) \cdot 10^{-6}$ с.

2.2.4. Из уравнения (1.10) определяют напряжение на первичной стороне согласующего трансформатора

$$U_{n1} = \frac{0,507U_d \sqrt{\lambda}}{a \cos \varphi_{nn}}. \quad (2.6)$$

2.2.5. Вычисляют коэффициент трансформации K_T согласующегося трансформатора

$$K_T = U_{n1}/U_{n2}. \quad (2.7)$$

Полученный коэффициент трансформации округляют до ближайшего целого значения, и пересчитывают напряжение на первичной стороне согласующего трансформатора

$$U_{n1} = K_T U_{n2}.$$

2.2.6. Для принятого значения K_T пересчитывают длительность протекания анодного тока тиристоров по (1.10)

$$\lambda_n = \left(\frac{U_{n1} \cos \varphi_{nn}}{0,507U_d} \right)^2. \quad (2.8)$$

2.2.7. Пересчитывают на первичную сторону трансформатора параметры нагрузки

$$\begin{aligned} R_{n1x} &= R_{nx} \cdot K_T^2; & L_{n1x} &= L_{nx} \cdot K_T^2; \\ R_{n1n} &= R_{nn} \cdot K_T^2; & L_{n1n} &= L_{nn} \cdot K_T^2; \\ R_{n1z} &= R_{nz} \cdot K_T^2; & L_{n1z} &= L_{nz} \cdot K_T^2; \end{aligned} \quad (2.9)$$

2.2.8. Вычисляют коэффициент h :

$$h_n = \lambda_n / \pi. \quad (2.10)$$

2.2.9. Находят собственную частоту колебательного контура

$$\omega_{on} = \frac{\pi}{\lambda_n} \omega, \quad (2.11)$$

где $\omega = 2\pi f$ – выходная угловая частота инвертора.

2.2.10. Задаются максимальным значением напряжения на конденсаторе из соотношения $U_{c.m}/U_d = (3...5)$ и определяют из (1.13) коэффициент нагрузки

$$K_{nn} = \frac{U_{c.m}\pi a}{4U_d h_n}. \quad (2.12)$$

2.2.11. Определяют ориентировочное значение емкости конденсатора

$$C = \frac{1}{\omega K_{nn} R_{n1n}}. \quad (2.13)$$

2.2.12. Находят частотный коэффициент F_n из уравнения (1.6)

$$\lambda = \frac{2\pi F_n}{\sqrt{4F_n^2 - 1/K_{nn}^2}}. \quad (2.14)$$

2.2.13. Вычисляют суммарную индуктивность схемы

$$L = L_n + L_d = \frac{F_n}{\omega^2 C}. \quad (2.15)$$

Сравнивают найденное значение L с величиной индуктивности нагрузки L_{n1n} и определяют индуктивность добавочного дросселя

$$L_d = L - L_{n1n}.$$

Если $L_n > L$, то можно не ставить добавочный дроссель L_d , однако из соображения ограничения тока разряда фильтрующих конденсаторов при срыве коммутации необходимо включить дроссель с индуктивностью не менее $L_d = (50...100) \cdot 10^{-6}$ Гн.

2.2.14. Определяют емкость конденсатора из уравнения (1.1)

$$C = \frac{1}{\omega_{on}^2 (L_d + L_{n1n}) + \frac{R_{n1n}^2}{4(L_d + L_{n1n})}}. \quad (2.16)$$

Полученное значение емкости округляют до ближайшего целого значения.

2.2.15. Вычисляют максимальное напряжение на конденсаторе по уравнению (1.12):

$$U_{cm} = \frac{4h_n U_d}{\pi a \omega C R_{n1n}}. \quad (2.17)$$

2.2.16. Находят среднее значение тока источника питания:

$$I_d = P_n / U_d. \quad (2.18)$$

2.2.17. Определяют ток нагрузки I_{nn} , ток в первичной цепи трансформатора I_{1n} и действующее значение тока источника питания I_{dq}

$$\begin{aligned} I_{nn} &= \frac{P_n}{U_{n2} \cos \varphi_{nn}}; \\ I_{1n} &= I_{nn} / K_T; \\ I_{dq} &= I_{nn}. \end{aligned} \quad (2.19)$$

2.2.18. Пересчитывают коэффициент нагрузки K_{nn} аналогично п. 2.2.10 и определяют критическое значение произведения $[HG]_{крит}$

$$[HG]_{крит} = \frac{1}{0,4\lambda_n K_{nn} + 1}. \quad (2.20)$$

2.2.19. Вычисляют произведение (HG) для выбранных параметров, где H – коэффициент, учитывающий магнитную связь между реакторами, включенными в анодные цепи, работающих в противофазе тиристором (для схем рис. 1.1, а, б, в $H = 1$); G – коэффициент распределения индуктивностей

$$(HG)_n = H \frac{1}{L_d + L_{n1n}} = \frac{1}{L_d + L_{n1n}}. \quad (2.21)$$

Если $(HG)_n < [HG]_{крит}$, то расчет продолжается дальше.

Если $(HG)_n > [HG]_{крит}$, то это будет означать, что в момент отпирания очередного тиристора анодное напряжение запертого тиристора скачком изменит полярность, становясь положительным. Такого режима следует избегать, так как при больших dU/dt тиристоры могут самопроизвольно открыться. Поэтому желательно увеличить время выключения тиристором $t_{в.п}$ и пересчитать пп. 2.2.3–2.2.19.

2.2.20. Находят по уравнениям (1.14), (1.15) напряжения $U_1 \dots U_4$ для схемы рис. 1.1, а

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{b}{2} U_d \left(\frac{4h_n K_{nn}}{\pi} - 1 \right); \\ U_2 &= \frac{U_d}{a} \left[(HG)_n \left(1 + \frac{4h_n K_{nn}}{\pi} \right) - 1 \right]; \\ U_3 &= \frac{b}{2} U_d \left(1 + \frac{4h_n K_{nn}}{\pi} \right); \\ U_4 &= b U_d \left[1 + (HG)_n \left(\sqrt{1,6h_n^2 K_{nn}^2 + 1,6} - 1 \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Для схем рис. 1.1,б,в

$$U_1 = \frac{U_{cm} - U_d}{2};$$

$$U_2 = U_d;$$

$$U_3 = \frac{U_{cm} + U_d}{2}.$$

2.2.21. Определяют полный угол запираания тиристоров по уравнениям (1.16), (1.17):

для схемы рис. 1.1,а

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 = \pi - \lambda_n + \delta_2, \quad (2.23)$$

где $\delta_2 = \left[h_n - \frac{h_n}{(HG)_n \left(\frac{4K_{nn}}{\pi} - 1 \right)} \right] \arctg \frac{2\omega(L_d + L_{n1n})}{h_n R_{n1n}};$

для схем рис. 1.1,б,в

$$\delta = \pi - \lambda_n.$$

2.2.22. Рассчитывают время выключения тиристоров

$$t_e = \frac{\delta}{2\pi f}. \quad (2.24)$$

2.2.23. Вычисляют среднее значение анодного тока тиристоров

$$I_{an} = I_d/2. \quad (2.25)$$

2.3. Рассчитывают электрический режим для «холодной» и «горячей» стадий нагрева.

2.3.1. Определяют частотный коэффициент

$$F_x = \omega^2(L_d + L_{n1x})c; \quad (2.26)$$

$$F_z = \omega^2(L_d + L_{n1z})c.$$

2.3.2. Определяют коэффициент нагрузки

$$K_{nx} = 1/\omega c R_{n1x}; \quad (2.27)$$

$$K_{nz} = 1/\omega c R_{n1z}.$$

2.3.3. Рассчитывают длительность полупериода протекания анодного тока тиристоров

$$\lambda_x = \frac{2\pi F_x}{\sqrt{4F_x - 1/K_{nx}^2}}; \quad \lambda_z = \frac{2\pi F_z}{\sqrt{4F_z - 1/K_{nz}^2}}. \quad (2.28)$$

2.3.4. Вычисляют коэффициент h , показывающий, во сколько раз длительность протекания анодного тока меньше длительности полупериода выходной частоты

$$\begin{aligned} h_x &= \lambda_x / \pi; \\ h_c &= \lambda_c / \pi. \end{aligned} \quad (2.29)$$

2.3.5. Определяют резонансные частоты

$$\begin{aligned} \omega_{0x} &= \frac{\pi}{\lambda_x} \omega; \\ \omega_{0c} &= \frac{\pi}{\lambda_c} \omega. \end{aligned} \quad (2.30)$$

2.3.6. Рассчитывают напряжения на первичной стороне согласующего трансформатора для «холодной» $U_{н1x}$ и «горячей» $U_{н1c}$ стадий нагрева аналогично п. 2.2.4.

2.3.7. Вычисляют мощность в нагрузке

$$\begin{aligned} P_{нх} &= \frac{U_{н1x}^2 \cos^2 \varphi_{нх}}{R_{н1x}}; \\ P_{нс} &= \frac{U_{н1c}^2 \cos^2 \varphi_{нс}}{R_{н1c}}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

2.3.8. Определяют среднее значение входного тока

$$\begin{aligned} I_{dх} &= P_{нх} / U_d; \\ I_{dс} &= P_{нс} / U_d. \end{aligned} \quad (2.32)$$

2.3.9. Вычисляют ток нагрузки

$$\begin{aligned} I_{нх} &= \frac{P_{нх} K_T}{U_{н1x} \cos \varphi_{нх}}; \\ I_{нс} &= \frac{P_{нс} K_T}{U_{н1c} \cos \varphi_{нс}}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

2.3.10. Рассчитывают ток в первичной цепи согласующего трансформатора

$$\begin{aligned} I_{н1x} &= I_{нх} / K_T; \\ I_{н1c} &= I_{нс} / K_T. \end{aligned} \quad (2.34)$$

2.3.11. Находят напряжения $U_1 \dots U_4$ или $U_1 \dots U_3$ для «холодного» и «горячего» режимов аналогично п. 2.2.20.

2.3.12. Определяют полный угол запираания и время выключения тиристоров аналогично пп. 2.2.21–2.2.22.

2.3.13. Вычисляют среднее значение анодного тока тиристоров

$$I_{ax} = I_{dx} / 2; \quad I_{ac} = I_{dc} / 2. \quad (2.35)$$

2.3.14. Рассчитывают максимальное напряжение на конденсаторе для «холодного» $U_{смх}$ и «горячего» $U_{смг}$ режимов по уравнению п. 2.2.15.

2.4. Рассчитывают режим стабилизации напряжения на нагрузке изменением частоты подачи управляющих импульсов на тиристоры. При этом за номинальное принимается напряжение на нагрузке $U_{н2}$ для «промежуточного» режима, рассчитанное в п. 2.2.1. При расчете режима стабилизации напряжения строится зависимость $U_{н2i} = f(\omega)$. Расчет для задаваемой частоты проводится в следующей последовательности для каждого из режимов.

2.4.1. Задают значение угловой частоты подачи управляющих импульсов ω_i .

2.4.2. Определяют частотный коэффициент F_i аналогично п. 2.3.1.

2.4.3. Рассчитывают коэффициент нагрузки $K_{нi}$ по уравнению (2.27) п. 2.3.2.

2.4.4. Находят длительность протекания анодного тока λ_i тиристоров по уравнению (2.28) п. 2.3.3.

2.4.5. Вычисляют напряжение на первичной стороне согласующего трансформатора $U_{н1}$ по уравнению (2.6) п. 2.2.4.

2.4.6. Определяют напряжение на нагрузке:

$$U_{н2i} = U_{н1i} / K_T. \quad (2.36)$$

Результаты расчета заносят в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Расчет режима стабилизации напряжения на нагрузке

	ω	ω_1	ω_2	ω_3	ω_4	ω_5	ω_6	ω_7	ω_8
«Холодный» режим $\omega_{0х} =$ $\cos\varphi_{нх} =$	F_x								
	$K_{нх}$								
	λ_x								
	$U_{н1х}$								
	$U_{н2х}$								
«Горячий» режим $\omega_{0г} =$ $\cos\varphi_{нг} =$	F_g								
	$K_{нг}$								
	λ_g								
	$U_{н1г}$								
	$U_{н2г}$								

2.4.7. По результатам расчета строится график зависимости $U_{n2} = f(\omega)$. Построение зависимости напряжения U_{n2} от частоты ω прекращается, когда график пересечет прямую $U_{n2} = \text{const}$ для промежуточного режима. В точке пересечения определяют частоты ω_{x1} и ω_{z1} , при которых $U_{n2x} = U_{n2z} = U_{n2}$.

2.4.8. Для найденных по графикам частот ω_{x1} и ω_{z1} рассчитывают F , K_n , λ , h , U_{n1} аналогично п.п. 2.4.2–2.4.5.

2.4.9. Проверяют правильность определения частот ω_{x1} и ω_{z1} путем расчета напряжений на нагрузке U_{n2x} и U_{n2z} по п. 2.4.6. В случае большого отклонения величины напряжений U_{n2x} и U_{n2z} от номинального значения U_{n2} корректируют значения частот и повторяют расчеты по п.п. 2.4.8, 2.4.9.

2.4.10. Повторяют по найденным параметрам расчеты по п.п. 2.3.7–2.3.14.

2.5. Рассчитывают режим стабилизации мощности в нагрузке изменением частоты.

Выражение для мощности в нагрузке можно записать с учетом уравнения (1.10) следующим образом:

$$P_n = \frac{(0,507U_d)^2 \lambda}{R_{n1}}. \quad (2.37)$$

2.5.1. Подставляя в (2.37) номинальное значение мощности, находят длительность анодного тока для «холодного» и «горячего» режимов:

$$\lambda_x = \frac{P_n R_{n1x}}{(0,507U_d)^2}; \quad (2.38)$$

$$\lambda_z = \frac{P_n R_{n1z}}{(0,507U_d)^2}.$$

2.5.2. Определяют коэффициент h для «холодного» и «горячего» режима по п. 2.3.4.

2.5.3. Вычисляют частоты, при которых обеспечивается номинальная мощность в «холодном» и «горячем» режимах:

$$\omega_{2x} = \omega_{0x} h_x; \quad (2.39)$$

$$\omega_{2z} = \omega_{0z} h_z.$$

2.5.4. Определяют напряжение на первичной стороне согласующего трансформатора по п. 2.2.4.

2.5.5. Находят мощность в нагрузке:

$$P_{нх} = \frac{U_{н1х}^2 \cos^2 \varphi_{нх}}{R_{н1х}}; \quad (2.40)$$

$$P_{нз} = \frac{U_{н1з}^2 \cos^2 \varphi_{нз}}{R_{н1з}}.$$

2.5.6. Повторяют для найденных параметров расчеты по пп. 2.3.8–2.3.14.

2.6. Результаты расчетов сводятся в табл. 2.3, по которой проводится выбор тиристоров и конденсатора [2,9].

Таблица 2.3

К выбору элементов схемы

Режим работы \ Параметр схемы	Промежуточный	Холодный	Горячий	Холодный $U_{н} = \text{const}$	Горячий $U_{н} = \text{const}$	Холодный $P_{н} = \text{const}$	Горячий $P_{н} = \text{const}$
I_a, A							
$t_b, \text{мкс}$							
U_{cm}, B							
U_1, B							
U_2, B							
U_3, B							
U_4, B							

2.7. Проводят конструктивный расчет дросселя исходя из определенной в п. 2.2.13 индуктивности L_d [3].

2.8. Проводят расчет согласующего трансформатора [7,8].

3. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ АИР С ОБРАТНЫМИ ДИОДАМИ

В последовательных автономных резонансных инверторах (АИР) без обратных диодов [1] условия для запирающих тиристорных создаются на этапе токовых пауз в кривой тока нагрузки. С увеличением частоты относительная продолжительность токовых пауз возрастает, и они занимают значительную часть периода. С ростом частоты мощность, отдаваемая в нагрузку, уменьшается, а форма кривой тока нагрузки значительно отличается от синусоиды. Для улучшения показателей инвертора при переводе в область повышенных частот исходную схему АИР дополняют обратными диодами (рис. 3.1). Применение обратных диодов устраняет также перегрузки по напряжению на тиристорах, что позволяет выбирать тиристоры более низкого класса. Недостатком схем с обратными диодами является то, что обратное напряжение, появляющееся на тиристоре в течение времени его выключения, равно только падению напряжения на диоде, включенном встречно-параллельно с ним. Поэтому в таких схемах необходимы тиристоры с весьма малым временем восстановления запирающих свойств. В АИР возможны два режима работы: прерывистого тока нагрузки и непрерывного тока нагрузки. Режиму прерывистого тока отвечает соотношение частот $\omega_0 > 2\omega$, где $\omega_0 = 2\pi/T_0$ – собственная резонансная частота выходной цепи, а $\omega = 2\pi/T$ – выходная частота инвертора. Режиму непрерывного тока соответствует соотношение собственной резонансной частоты и частоты следования управляющих импульсов, при котором $\omega_0 < 2\omega$ или $T_0 > T/2$. Благодаря близкой к синусоиде форме кривой тока нагрузки, а также лучшему использованию тиристорных по току, режим непрерывного тока нагрузки находит большее применение на практике.

Рассмотрим временные диаграммы, характеризующие процессы в инверторе в режиме непрерывного тока нагрузки.

В исходный момент конденсатор C_{κ} имел полярность, указанную на рис. 3.1,а в скобках. В момент t_0 отпираются тиристоры VS1 и VS4 и конденсатор C_{κ} перезаряжается на противоположную полярность, указанную на рис. 3.1,а без скобок. В момент t_1 анодный ток тиристорных VS1 и VS4 становится равным нулю и тиристоры запираются.

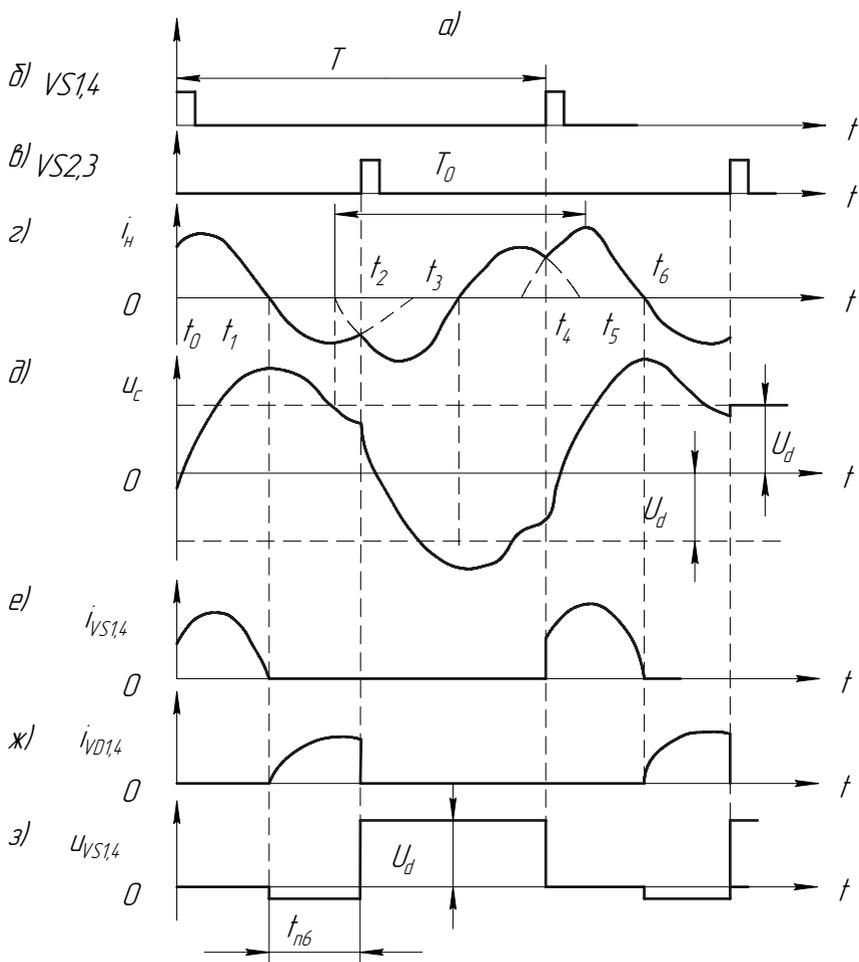
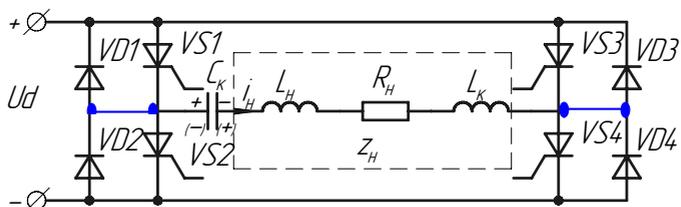


Рис. 3.1. Последовательный АИР со встречными диодами

Так как в результате колебательного процесса перезаряда конденсатор C_k заряжается до напряжения, превышающего напряжение источника питания, то диоды VD1 и VD4 отпираются и конденсатор C_k разряжается на источник питания, обеспечивая протекание тока нагрузки в другом направлении. В момент t_2 отпираются тиристоры VS2 и VS3, ток нагрузки коммутируется на эти тиристоры. Конденсатор C_k перезаряжается исходной полярностью. После запираания тиристоров VS2 и VS3 ток нагрузки протекает через диоды VD2 и VD3. Таким образом, когда ток протекает через тиристоры, источник питания отдает энергию нагрузке, а на интервалах проводимости диодов часть реактивной энергии возвращается в источник питания.

При определении напряжений и токов введем следующие допущения:

- затухание последовательного контура не оказывает влияния на ток тиристора, который изменяется во времени по синусоидальному закону;
- ток встречного диода также является отрезком синусоиды, а его амплитуда I_{2m} связана с амплитудой тока тиристора I_{1m} соотношением

$$I_{2m} = I_{1m} e^{-\frac{R_n}{2\omega L} \lambda}, \quad (3.1)$$

где $L = L_n + L_k$ – общая индуктивность схемы; $\omega = 2\pi/T$ – угловая частота следования управляющих импульсов; λ – длительность протекания анодного тока в угловых единицах.

Угол включения тиристоров ψ может быть найден из условия равенства ординат тока тиристора и тока диода в момент t_2

$$I_{1m} \sin \frac{\pi}{\lambda} \psi = I_{2m} \sin \frac{\pi}{\lambda} \delta, \quad (3.2)$$

где $\delta = \pi - \lambda + \psi$ – угол запираания тиристоров.

Подставляя (3.1) в (3.2), получаем

$$\sin \frac{\pi}{\lambda} \psi = e^{-\frac{R_n}{2\omega L} \lambda} \cdot \sin \frac{\pi}{\lambda} \delta \quad (3.3)$$

или

$$\operatorname{tg} \frac{\pi}{\lambda} \psi = \frac{\sin \frac{\pi^2}{\lambda}}{e^{\frac{R_n}{2\omega L}} + \cos \frac{\pi^2}{\lambda}}. \quad (3.4)$$

Среднее значение входного тока определяется из уравнения

$$\begin{aligned}
 I_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\lambda} I_{1m} \sin \frac{\pi}{\lambda} \nu d\nu - \frac{1}{\pi} \int_0^{\delta} I_{2m} \sin \frac{\pi}{\lambda} \nu d\nu = \\
 &= \frac{2\lambda}{\pi^2} I_{1m} \left(\cos^2 \frac{\pi}{2\lambda} \psi - e^{\frac{R_r \lambda}{2\omega L}} \cdot \sin^2 \frac{\pi}{2\lambda} \delta \right) = \frac{2\lambda}{\pi^2} I_{1m} N.
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Действующее значение тока нагрузки

$$\begin{aligned}
 I_n &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\lambda} I_{1m}^2 \sin^2 \frac{\pi}{\lambda} \nu d\nu + \frac{1}{\pi} \int_0^{\delta} I_{2m}^2 \sin^2 \frac{\pi}{\lambda} \nu d\nu} = \\
 &= I_{1m} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\lambda - \psi + \frac{\lambda}{2\pi} \sin^2 \frac{\pi}{\lambda} \psi + e^{\frac{R_r \lambda}{\omega L}} \left(\delta - \frac{\lambda}{2\pi} \sin^2 \frac{\pi}{\lambda} \delta \right) \right]} \\
 &= I_{1m} \sqrt{\frac{B}{2\pi}}.
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Тогда, учитывая (3.6), из (3.5) получим

$$I_n = \frac{I_d \pi^2}{2\lambda N} \sqrt{\frac{B}{2\pi}}. \tag{3.7}$$

Напряжение питания найдем из условия равенства мощностей $P_n = P_d$

$$U_d = \frac{U_n I_n \cos \varphi_n}{I_d} = \frac{U_n \cos \varphi_n \pi^2 \sqrt{\frac{B}{2\pi}}}{2\lambda N}, \tag{3.8}$$

где $\cos \varphi_n$ — коэффициент мощности нагрузки.

Среднее значение анодного тока тиристора определяют с учетом (3.5)

$$I_{aT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\lambda} I_{1m} \sin \frac{\pi}{\lambda} \nu d\nu = \frac{I_d}{2N} \cos^2 \frac{\pi}{2\lambda} \psi. \tag{3.9}$$

Среднее значение тока встречных диодов

$$I_{ag} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\delta} I_{2m} \sin \frac{\pi}{\lambda} \nu d\nu = \frac{I_d e^{\frac{R_r \lambda}{2\omega L}} \cdot \sin^2 \frac{\pi}{2\lambda} \delta}{2N}. \tag{3.10}$$

Максимальное напряжение на конденсаторе определяется количеством электричества, которое он успевает получить, пока через него протекает ток одного направления

$$U_{cm} = \frac{\pi(I_{aT} + I_{ag})}{\omega C}. \tag{3.11}$$

Амплитуда прямого напряжения на тиристоре равна напряжению источника питания.

4. ПОРЯДОК РАСЧЕТА АИР С ОБРАТНЫМИ ДИОДАМИ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОЙ УСТАНОВКИ

Исходные данные:

номинальная мощность, P_n ;

выходная частота, f ;

напряжение питающей сети, U .

Параметры индукционной установки меняются по ходу нагрева в соответствии с данными табл. 4.1.

Таблица 4.1

Изменение параметров по ходу нагрева

Эквивалентные параметры		Режим работы		
		холодный	промежу- точный	горячий
Индуктивность нагрузки L_n , Г		$L_{нх}$	$L_{нт}$	$L_{нг}$
Сопротивле- ние нагруз- ки, Ом	активное, R_n	$R_{нх}$	$R_{нт}$	$R_{нг}$
	реактивное, $X_{Ln} = 2\pi f L_n$	$X_{Lнх}$	$X_{Lнт}$	$X_{Lнг}$
	полное, $z_n = \sqrt{R_n^2 + X_{Ln}^2}$	$Z_{нх}$	$Z_{нт}$	$Z_{нг}$
Коэффициент мощности $\cos\varphi_n = R_n/z_n$		$\cos\varphi_{нх}$	$\cos\varphi_{нт}$	$\cos\varphi_{нг}$

4.1. При питании инвертора от трехфазного мостового неуправляемого выпрямителя максимальное выпрямленное напряжение

$$U_{dm} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E. \quad (4.1)$$

Для получения возможности устранения колебания напряжение на входе инвертора принимается

$$U_d = (0,8...0,85)U_{dm}. \quad (4.2)$$

4.2. Проводится расчет инвертора для «промежуточного» режима.

4.2.1. Определяют минимальный угол запираания тиристоров

$$\delta_1 = 2\pi \frac{(1,1...1,5)t_{e,n}}{T_u}, \quad (4.3)$$

где $T_u = 1/f$ – период выходной частоты инвертора; $t_{e,n}$ – паспортное значение времени выключения тиристоров. Предварительно можно принять $t_{e,n} = (30...50) \cdot 10^{-6}$ с.

4.2.2. Определяют собственную частоту коммутирующего контура из соотношения

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\pi - \delta_1}{\pi}. \quad (4.4)$$

4.2.3. Определяют длительность протекания анодного тока

$$\lambda = \pi \frac{\omega}{\omega_0}. \quad (4.5)$$

4.2.4. Находят угол включения тиристорov ψ :

$$\psi = \lambda + \delta - \pi, \quad (4.6)$$

где $\delta = K_y \delta_1$ – угол запираения тиристорov; $K_y = 1, 1, \dots, 3$ – коэффициент увеличения.

4.2.5. Определяют общую индуктивность схемы $L = L_u + L_k$ из условия

$$e^{\frac{-R_y \lambda}{2\omega L}} = \frac{\sin \frac{\pi}{\lambda} \psi}{\sin \frac{\pi}{\lambda} \delta}. \quad (4.7)$$

Все параметры для расчета берутся из «промежуточного» режима.

Если получилось, что $L < L_u$, то необходимо изменить коэффициент K_y и повторить п.п. 4.2.4, 4.2.5.

4.2.6. Определяют величину дополнительной индуктивности L_k

$$L_k = L - L_u. \quad (4.8)$$

Включение дополнительной индуктивности желательно из соображений уменьшения пределов изменения L_u в процессе нагрева.

4.2.7. Вычисляют среднее значение входного тока I_d

$$I_d = \frac{P_u}{U_d}. \quad (4.9)$$

4.2.8. Находят коэффициенты N и B , определяющее значение тока и напряжения нагрузки в зависимости от параметров инвертора

$$N = \cos^2 \frac{\pi}{2\lambda} \psi - e^{\frac{-R_y \lambda}{2\omega L}} \cdot \sin \frac{\pi}{2\lambda} \delta; \quad (4.10)$$

$$B = \lambda - \psi + \frac{\lambda}{2\pi} \sin^2 \frac{\pi}{\lambda} \psi + e^{\frac{-R_y \lambda}{\omega L}} \left(\delta - \frac{\lambda}{2\pi} \sin^2 \frac{\pi}{\lambda} \delta \right). \quad (4.11)$$

4.2.9. Определяют действующие значения тока и напряжения на-
грузки

$$I_{н1} = \frac{I_d \pi^2}{2\lambda N} \sqrt{\frac{B}{2\pi}}; \quad (4.12)$$

$$U_{н1} = \frac{U_d 2\lambda N}{\cos \varphi_n \pi^2 \sqrt{B/2\pi}}. \quad (4.13)$$

4.2.10. Определяют ток нагрузки исходя из заданной мощности

$$I_{н2} = \sqrt{\frac{P_n}{R_n}}. \quad (4.14)$$

Если $I_{н2}$ не равно $I_{н1}$, то необходимо использовать согласующий трансформатор с коэффициентом трансформации

$$K_T = I_{н2}/I_{н1}. \quad (4.15)$$

Коэффициент трансформации необходимо округлить до ближай-
шего целого значения, а возникшую погрешность скомпенсировать из-
менением напряжения питания U_d , пересчитав его по уравнениям (4.9),
(4.12), (4.15).

4.2.11. Пересчитывают на первичную сторону трансформатора па-
раметры нагрузки

$$\begin{aligned} R_{н1x} &= R_{нx} \cdot K_T^2; & Z_{н1x} &= Z_{нx} \cdot K_T^2; \\ R_{н1n} &= R_{нn} \cdot K_T^2; & Z_{н1n} &= Z_{нn} \cdot K_T^2; \\ R_{н1e} &= R_{не} \cdot K_T^2; & Z_{н1e} &= Z_{не} \cdot K_T^2; \\ L_{н1x} &= L_{нx} \cdot K_T^2; & L_{к1} &= L_k \cdot K_T^2; \\ L_{н1n} &= L_{нn} \cdot K_T^2; & L_1 &= L \cdot K_T^2; \\ L_{н1e} &= L_{не} \cdot K_T^2; \end{aligned} \quad (4.16)$$

Таким образом, последовательно с первичной обмоткой трансфор-
матора включается дроссель с индуктивностью $L_{к1}$.

4.2.12. Определяют емкость коммутирующего конденсатора

$$C_k = \frac{1}{L_1 \omega_0^2 + R_{н1}^2 / 4L_1}. \quad (4.17)$$

Принимается C_k равным ближайшему целому числу.

4.2.13. Определяют средние значения анодного тока тиристорov
и диодов

$$I_{aT} = \frac{I_d}{2N} \cos^2 \frac{\pi}{2\lambda} \psi; \quad (4.18) \quad (4.1$$

$$I_{ag} = \frac{I_d}{2N} e^{-\frac{R_n \lambda}{2\omega L}} \sin^2 \frac{\pi}{2\lambda} \delta. \quad (4.19) \quad (4.19)$$

4.2.14. Находят максимальное напряжение на коммутирующем конденсаторе

$$U_{cm} = \frac{\pi(I_{aT} + I_{ag})}{\omega C}. \quad (4.20)$$

4.3. Рассчитывают электрический режим для «холодной» и «горячей» стадий нагрева.

4.3.1. Определяют частотный F и нагрузочный D коэффициенты

$$\left. \begin{aligned} F_x &= \omega^2 (L_{\kappa 1} + L_{n1x}) c \\ F_z &= \omega^2 (L_{\kappa 1} + L_{n1z}) c \end{aligned} \right\}; \quad (4.21)$$

$$\left. \begin{aligned} D_x &= \omega c R_{n1x} \\ D_z &= \omega c R_{n1z} \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

4.3.2. Определяют длительность полупериода протекания анодного тока

$$\lambda_x = \frac{2\pi F_x}{\sqrt{4F_x - D_x^2}}; \quad (4.23)$$

$$\lambda_z = \frac{2\pi F_z}{\sqrt{4F_z - D_z^2}}.$$

4.3.3. Рассчитывают угол включения тиристоров ψ из соотношения

$$\operatorname{tg} \frac{\pi}{\lambda_x} \psi_x = -\frac{\sin \pi^2 / \lambda_x}{e^{-\frac{R_{n1x} \lambda_x}{2\omega L_{x1}}} + \cos \pi^2 / \lambda_x}; \quad (4.24)$$

$$\operatorname{tg} \frac{\pi}{\lambda_z} \psi_z = -\frac{\sin \pi^2 / \lambda_z}{e^{-\frac{R_{n1z} \lambda_z}{2\omega L_{z1}}} + \cos \pi^2 / \lambda_z}.$$

4.3.4. Находят угол запираания тиристоров

$$\delta_x = \pi - \lambda_x + \psi_x; \quad (4.25)$$

$$\delta_z = \pi - \lambda_z + \psi_z;$$

4.3.5. Определяют резонансные частоты

$$\omega_{0x} = \frac{\pi}{\lambda_x} \omega; \quad (4.26)$$

$$\omega_{0z} = \frac{\pi}{\lambda_z} \omega.$$

4.3.6. По п. 4.2.8 рассчитывают коэффициенты N_x, N_2, B_x, B_2 .

4.3.7. Определяют напряжение на первичной обмотке трансформатора

$$\begin{aligned} U_{1x} &= \frac{U_d 2\lambda_x N_x}{\cos \varphi_{hx} \pi^2 \sqrt{B_x} / 2\pi}; \\ U_{1z} &= \frac{U_d 2\lambda_z N_z}{\cos \varphi_{hz} \pi^2 \sqrt{B_z} / 2\pi}. \end{aligned} \quad (4.27)$$

4.3.8. Находят активную мощность в нагрузке

$$\begin{aligned} P_{hx} &= \frac{U_{1x}^2 \cos^2 \varphi_{hx}}{R_{n1x}}; \\ P_{hz} &= \frac{U_{1z}^2 \cos^2 \varphi_{hz}}{R_{n1z}}. \end{aligned} \quad (4.28)$$

4.3.9. Определяют среднее значение входного тока

$$\begin{aligned} I_{dx} &= P_{hx} / U_d; \\ I_{dz} &= P_{hz} / U_d. \end{aligned} \quad (4.29)$$

4.3.10. Аналогично п. 4.2.13 рассчитывают средние значения анодного тока тиристоров I_{aTx}, I_{aTz} и анодного тока диодов I_{agx}, I_{agz} для «холодного» и «горячего» режимов нагрева.

4.3.11. Находят действующие значения первичного тока

$$\begin{aligned} I_{1x} &= \frac{U_{1x} \cos \varphi_{hx}}{R_{n1x}}; \\ I_{1z} &= \frac{U_{1z} \cos \varphi_{hz}}{R_{n1z}}. \end{aligned} \quad (4.30)$$

4.3.12. Аналогично п. 4.2.14 определяют максимальное напряжение на конденсаторе для «холодного» U_{cx} и «горячего» U_{cz} режимов.

4.4. Рассчитывают режим стабилизации напряжения на нагрузке изменением частоты. При этом за номинальное принимается напряжение на нагрузке для промежуточной стадии нагрева, рассчитанное в п. 4.2.9 по формуле (4.13), т. е. $U_{н ном} = U_{н1}$. При расчете режима стабилизации напряжения строятся зависимости $U_n = f(\omega)$ и $\delta = f(\omega)$. Расчет для задаваемой частоты проводится в следующей последовательности для каждого из режимов:

4.4.1. Берут для соответствующего режима $\cos \varphi_n$ из табл. 4.1.

4.4.2. Рассчитывают длительность протекания анодного тока

$$\lambda = \frac{\omega}{\omega_0} \pi,$$

где ω — задаваемая частота для соответствующего из режимов; ω_0 — собственная частота контура для соответствующего из режимов, определенная в п. 4.3.5.

4.4.3. Определяют угол включения тиристоров ψ по формулам п. 4.3.3.

4.4.4. Определяют угол запираания тиристоров δ по п. 4.3.4.

4.4.5. Определяют коэффициенты N и B по п. 4.2.8.

4.4.6. Рассчитывают напряжение на нагрузке по формулам п. 4.3.7.

Результаты расчета заносят в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Расчет режима стабилизации напряжения на нагрузке

	ω	ω_1	ω_1	ω_2	ω_3	ω_4	ω_5	ω_6
«Холодный» режим $\omega_{0x} =$ $\cos\varphi_{nx} =$	λ_x							
	ψ_x							
	δ_x							
	N_x							
	B_x							
	U_{nx}							
«Горячий» режим $\omega_{0z} =$ $\cos\varphi_{nz} =$	λ_z							
	ψ_z							
	δ_z							
	N_z							
	B_z							
	U_{nz}							

4.4.7. По результатам расчета строятся графики зависимостей $U_n = f(\omega)$ и $\delta = f(\omega)$. Построение зависимостей U_n и δ от частоты прекращается, когда график пересечет прямую $U_{n1} = \text{const}$ для «промежуточного» режима, либо если угол δ станет меньше паспортного значения угла δ . В первом случае определяют по графику частоты ω_{x1} и ω_{r1} , при которых $U_{n2} = U_{nx} = U_{nном}$. Во втором случае определяют максимальные частоты, для которых угол δ становится минимально допустимым

и дальнейшую стабилизацию необходимо осуществлять другими методами, например, изменением напряжения U_d .

4.4.8. Для найденных по графикам частот ω_{x1} и ω_{x2} рассчитывают λ , ψ , δ , N , B .

4.4.9. Проверяют правильность определения частот ω_{x1} и ω_{x2} путем расчета напряжений на нагрузке U_{n1x} и U_{n2x} по п. 4.3.7. В случае большого отклонения величины напряжений U_{n1x} и U_{n2x} от номинального значения $U_{н ном}$ корректируют значения частот и повторяют расчеты по п.п. 4.4.8, 4.4.9.

4.4.10. Повторяют по найденным параметрам расчеты по п.п. 4.3.8–4.3.12.

4.5. Рассчитывают режим стабилизации мощности на нагрузке изменением частоты. При этом за номинальную принимается заданная в исходных данных мощность P_n . Расчет для задаваемой частоты проводится для каждого из режимов в следующей последовательности.

4.5.1. Берут для соответствующего режима $\cos\varphi_n$ из табл. 4.1.

4.5.2. Рассчитывают длительность протекания анодного тока λ аналогично п. 4.4.2.

4.5.3. Определяют угол включения тиристоров ψ по формулам п. 4.3.3.

4.5.4. Определяют угол запираания тиристоров δ по п. 4.3.4.

4.5.5. Определяют коэффициенты N и B по п. 4.2.8.

4.5.6. Рассчитывают напряжение на нагрузке по п. 4.3.7.

4.5.7. Рассчитывают мощность на нагрузке по п. 4.3.8.

Результаты заносят в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Расчет режима стабилизации мощности на нагрузке

	ω	ω_1	ω_2	ω_3	ω_4	ω_5	ω_6	ω_7	ω_8
«Холодный» режим $\omega_{0x} =$ $\cos\varphi_{nx} =$	λ_x								
	Ψ_x								
	δ_x								
	N_x								
	B_x								
	U_{nx}								
	P_{nx}								

	ω	ω_1	ω_2	ω_3	ω_4	ω_5	ω_6	ω_7	ω_8
«Горячий» режим $\omega_{0z} =$ $\cos\varphi_{нз} =$	λ_z								
	ψ_z								
	δ_z								
	N_z								
	B_z								
	$U_{нз}$								
	$P_{нз}$								

4.5.8. По результатам расчета строятся графики зависимостей $P_{н} = f(\omega)$ и $\delta = f(\omega)$. По графикам определяют необходимые для обеспечения $P_{н} = \text{const}$ частоты ω_{x2} и ω_{z2} .

4.5.9. Для найденных по графикам частот ω_{x2} и ω_{z2} рассчитывают λ , ψ , δ , N , B , $U_{н1}$.

4.5.10. Проверяют правильность определения частот ω_{x2} и ω_{z2} путем расчета $P_{нх}$ и $P_{нз}$ по п. 4.3.8. В случае большого отклонения от номинальной мощности $P_{н}$ корректируют значения частот и повторяют расчеты по п.п. 4.5.9, 4.5.10.

4.5.11. Повторяют по найденным параметрам расчеты по п.п. 4.3.9–4.3.12.

4.6. Результаты всех расчетов сводятся в табл. 4.4, по которой проводится выбор тиристоров, диодов, конденсатора [2,9].

Таблица 4.4

К выбору элементов схемы

Режим работы Параметр схемы	Промежу- точный	Холодный	Горячий	Холодный $U_{н} = \text{const}$	Горячий $U_{н} = \text{const}$	Холодный $P_{н} = \text{const}$	Горячий $P_{н} = \text{const}$
$I_{аГ}$, А							
$I_{аг}$, А							
$U_{см}$, В							
$t_{пв} = \delta/\omega$, мкс							

4.7. Проводят конструктивный расчет дросселя, включаемого последовательно с первичной обмоткой трансформатора, исходя из определенной в п. 4.2.11 индуктивности [3].

Проводят конструктивный расчет согласующего трансформатора [7,8].

5. РАСЧЕТ СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА АВТОНОМНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Трансформаторы в автономных инверторах используются для согласования параметров преобразователя и нагрузки и гальванической развязки вентиляльной части инвертора и нагрузки. В отличие от трансформаторов общепромышленного применения, предназначенных для работы на частоте 50 Гц, согласующие трансформаторы в автономных преобразователях, в частности в автономных резонансных инверторах, работают на повышенных частотах до 5000 Гц. Это накладывает определенные особенности на их расчет. Конструкция и расчет согласующих трансформаторов зависят от числа фаз, мощности, системы охлаждения и т. д. Рассмотрим примерный порядок расчета однофазных трансформаторов с естественным воздушным охлаждением.

5.1. Исходные данные для расчета (берутся для промежуточного режима работы АИР).

5.1.1. Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора, I_1 .

5.1.2. Действующее значение напряжения на первичной обмотке трансформатора, U_1 .

5.1.3. Коэффициент трансформации $K_T = U_1/U_2$, где U_2 – действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

5.1.4. Коэффициент мощности нагрузки, $\cos\varphi_n$.

5.1.5. Частота напряжения, f .

5.2. Определяется полная мощность трансформатора

$$S = U_1 I_1. \quad (5.1)$$

5.3. Выбирается материал магнитопровода трансформатора.

Для производства трансформаторов используется электротехническая рулонная сталь марок 3405, 3406, 3407, 3408 с толщиной листа 0,3 и 0,35 мм. Характеристики этих марок стали приведены в табл. 5.1 и 5.2.

5.4. Выбираются диаметр стержня магнитопровода, сечение стержня, сечение ярма и коэффициент использования площади круга по табл. 5.3, 5.4, 5.5.

Таблица 5.1

Характеристики рулонных трансформаторных сталей

Марка стали	Толщина листа, мм	Удельные потери, $P_{1,7/50}$, Вт/кг не более	Магнитная индукция, Тл, не менее при напряженности 100 А/м
3405	0,35	1,5	1,61
	0,3	1,4	
3406	0,35	1,43	1,62
	0,3	1,33	
3407	0,35	1,36	1,68
	0,3	1,26	
3408	0,35	1,3	1,71
	0,3	1,2	

Таблица 5.2

Коэффициент заполнения магнитопровода сталью

Изоляция листов	Толщина листов, мм	Коэффициент заполнения сечения сталью, K_3	Число пластин на 100 мм толщины пакета магнитопровода
Жаростойкое электроизоляционное покрытие	0,35	0,97	274
	0,3	0,96	317
То же с дополнительной однократной лакировкой	0,35	0,965	270
	0,3	0,955	310

Таблица 5.3

К выбору диаметра стержня магнитопровода

Полная мощность трансформатора S, КВА	10...100	100...500	500...1000	1000...2500	2500...6300
Диаметр стержня D_c , м	0,08...0,14	0,14...0,22	0,22...0,26	0,26...0,3	0,3...0,42

Таблица 5.4

К выбору размеров магнитопровода

Стандартный диаметр стержня, D_c , м	0,08	0,09	0,1	0,11	0,125	0,14	0,16	0,18	0,2	0,22
Сечение стержня, $\Pi_1 \cdot 10^{-4}$, м ²	43,3	56,7	72	86,2	112,3	141,5	183,5	232,8	277,9	342,5
Коэффициент использования площади круга, K_u	0,861	0,89	0,916	0,907	0,914	0,92	0,912	0,914	0,884	0,901
Сечение яра, $\Pi_1 \cdot 10^{-4}$, м ²	44,8	58,2	73,2	89,7	115,3	144	188,3	237,6	279,4	343,7

Продолжение табл. 5.4

Стандартный диаметр стержня, D_c , м	0,24	0,26	0,28	0,3	0,32	0,34	0,36	0,38	0,4	0,42
Сечение стержня, $\Pi_1 \cdot 10^{-4}$, м ²	407,9	478	556,2	644,6	732,7	828,6	910,3	1019,6	1143,2	1255
Коэффициент использования площади круга, K_u	0,901	0,9	0,903	0,912	0,911	0,913	0,894	0,899	0,909	0,905
Сечение яра, $\Pi_1 \cdot 10^{-4}$, м ²	409,4	484,3	566,6	654,2	743,9	837,4	915,5	1037,6	1150,4	1270

Таблица 5.5

Число ступеней в сечении стержня магнитопровода

Мощность трансформатора, S , КВА	До 15	15	16–150		160–600	
Число ступеней, n	3	4	5	6	7	8

5.5. Определяется индукция в магнитопроводе при заданной частоте f

$$B_n = B_{50} \left(\frac{50}{f} \right)^{0,625}, \quad (5.2)$$

где B_{50} – магнитная индукция в магнитопроводе на частоте 50 Гц (табл. 5.1).

5.6. Рассчитываются геометрические размеры первичной обмотки трансформатора.

5.6.1. Определяется число витков обмотки

$$\omega_1 = \frac{U_1}{4,44 f B_n F_c}, \quad (5.3)$$

где $F_c = K_3 \Pi_l$ – активное сечение стержня магнитопровода.

5.6.2. Выбирается марка провода и задается плотность тока в обмотке. На выбор плотности тока влияют способ охлаждения трансформатора, материал провода обмотки, расположение обмоток и класс нагревостойкости изоляции обмоток. В сухих преобразовательных трансформаторах чаще всего для изготовления обмоток применяется медный или алюминиевый провод марок ПСД и АПСД с классом нагревостойкости F, а также провод марок ПСДК и АПСДК с классом нагревостойкости H. Рекомендуемые значения плотности тока в обмотках в зависимости от материала провода и класса нагревостойкости изоляции приведены в табл. 5.6.

Таблица 5.6

Рекомендуемая плотность тока в обмотках

Материал провода	Медь			Алюминий		
	В	F	H	В	F	H
Класс нагревостойкости изоляции провода						
Плотность тока j , А/мм ²	1–2	1,2–2,5	1,4–2,8	0,9–1,2	1–1,4	1,2–1,7

5.6.3. Определяется сечение провода обмотки ω_1

$$S_1 = \frac{I_1}{j_1}, \quad (5.4)$$

где j_1 – плотность тока в обмотке ω_1 .

Выбирается по табл. 5.7 сортамента проводов ближайшее большее стандартное сечение S_1' . Если рассчитанное сечение провода превосходит максимальное стандартное сечение, то провод разбивается на

несколько параллельных проводов. По этой же таблице определяются размеры провода $a \cdot b$ – без изоляции и $a' \cdot b'$ – с изоляцией (рис. 5.1).

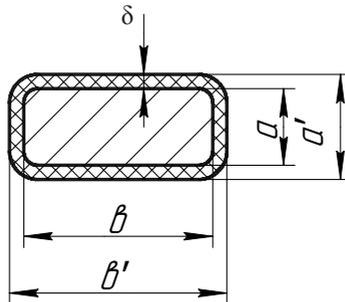


Рис. 5.1. Сечение прямоугольного обмоточного провода

5.6.4. Выбирается тип обмотки и определяются ее осевой и радиальный размеры. В преобразовательных трансформаторах чаще применяются цилиндрические одно- и многослойные обмотки, реже непрерывные, винтовые и дисковые[8].

Осевой размер обмотки (рис. 5.2):

1) цилиндрическая обмотка

$$h_{об} = 1,02n_i (\omega_{сл} + 1)b_{уз}, \quad (5.5)$$

где n_i – число параллельных проводников в витке в осевом направлении; $\omega_{сл}$ – число витков в одном слое обмотки; $b_{уз}$ – осевой размер изолированного проводника (если обмотка наматывается плашмя, то $b_{уз} = b'$, если на ребро, то $b_{уз} = a'$);

2) непрерывная и дисковая обмотки

$$h_{об} = \sum_{i=1}^P b_{узи} N_i + \sum_{m=1}^g h_m M_m - \Delta h, \quad (5.6)$$

где $b_{узи}$ – осевой размер изолированного проводника транспонированного провода; P – количество разных значений $b_{узи}$; N_i – количество катушек в обмотке, имеющих одинаковые осевые размеры; M_m – количество одинаковых радиальных каналов, шайб или разрывов в обмотке; h_m – высота радиальных шайб или разрывов в обмотке; g – количество разных значений h_m ; Δh – уменьшение осевой изоляции, равное 4–6% общей высоты осевой изоляции и обеспечивающее как прессовку обмоток, так и получение заданной высоты обмотки;

3) винтовая обмотка. Для расчета осевого размера винтовой обмотки можно воспользоваться уравнением (5.6), подставив в него:

$$N_i = n_i(\omega_i + 1) + C, \quad (5.7)$$

где n_i – число ходов винтовой обмотки с одинаковыми размерами проводников и числами витков в ходе; ω_i – число витков хода; C – число дополнительных проводов в осевом направлении.

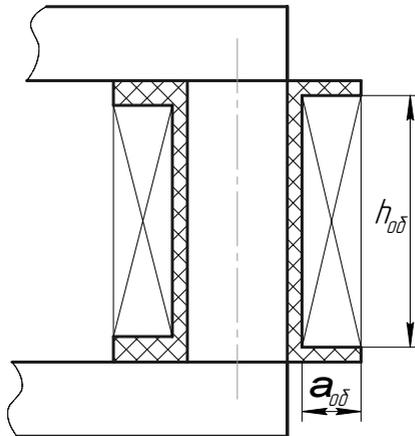


Рис. 5.2. К расчету геометрических размеров обмотки

Радиальный размер обмотки (рис. 5.2):

1) цилиндрическая обмотка

$$a_{об} = (1,02 \dots 1,03) a_{из} n_{сл} + (n_{сл} - 1) \delta_{сл}, \quad (5.8)$$

где $n_{сл}$ – число слоев обмотки; $a_{из}$ – радиальный размер изолированного проводника (если обмотка наматывается плашмя, то $a_{из} = a'$, если на ребро, то $a_{из} = b'$); $\delta_{сл}$ – толщина межслойной изоляции или осевого охлаждающего канала;

2) непрерывная и дисковая обмотки

$$a_{об} = 1,03 \cdot n \cdot \omega \cdot a_{из} + C', \quad (5.9)$$

где n – число параллельных проводников одного витка катушки; ω – число витков в катушке, округленное до большого целого значения;

– при четном n

$$C' = (0,5n + 1) a_{из};$$

– при нечетном n

$$C' = 0,5(n + 1) a_{из}.$$

Таблица 5.7

Номинальные размеры и сечение прямоугольного медного
(алюминиевого) обмоточного провода марок ПСД (АПСД)
и ПСДК (АПСДК)

a, мм \ b, мм	1,4	1,6	1,8	2,0	2,24	2,5	2,8	3,15	3,55	4,00	4,5	5,0	5,6
4,0	5,39	6,19	6,84	7,64	8,6	9,45	10,7	–	–	–	–	–	–
4,5	6,09	6,99	7,74	8,64	9,72	10,7	12,1	13,6	–	–	–	–	–
5,0	6,79	7,79	8,64	9,64	10,8	12,0	13,5	15,2	17,2	–	–	–	–
5,6	7,63	8,75	9,72	10,8	12,2	13,5	15,1	17,1	19,3	21,5	–	–	–
6,3	8,61	9,87	10,4	12,2	13,8	15,2	17,1	19,3	21,8	24,3	27,5	–	–
7,1	9,73	11,2	12,4	13,8	15,5	17,2	19,3	21,8	24,7	27,5	31,1	34,6	–
8,0	11,0	12,6	14,0	15,6	17,6	19,5	21,9	24,7	27,9	31,1	35,1	39,2	43,9
9,0	12,4	14,2	15,8	17,6	19,8	22,0	24,7	27,8	31,4	35,1	39,6	44,1	–
10,0	13,8	15,8	16,6	19,6	22,0	24,5	27,5	31,0	35,0	39,1	44,1	49,1	–
11,2	–	–	–	–	24,7	27,5	30,8	34,7	39,2	43,9	49,5	55,1	–
12,5	–	–	–	–	27,6	–	–	–	–	–	–	–	–

Номинальная удвоенная толщина изоляции 2δ (рис. 5.1) в расчете принимается: для проводов размером $b \leq 5,6$ мм, $2\delta = 0,45$ мм; для провода размером $b \geq 6,3$ мм, $2\delta = 0,5$ мм;

3) винтовая обмотка

$$a_{об} = (1,02 \dots 1,03)n \cdot a_{из}, \quad (5.10)$$

где n – число параллельных проводников в ходе обмотки.

Расчитанные радиальный и осевой размеры первичной обмотки трансформатора округляют до единиц миллиметров.

5.7. Определяются геометрические размеры вторичной обмотки трансформатора.

5.7.1. Находится число витков вторичной обмотки

$$\omega_2 = \frac{\omega_1}{K_T}. \quad (5.11)$$

5.7.2. Выбирается марка провода и задается плотность тока j_2 во вторичной обмотке аналогично п. 5.6.2.

5.7.3. Определяется сечение провода вторичной обмотки

$$S_2 = \frac{I_1 \cdot K_T}{j_2}. \quad (5.12)$$

По рассчитанному сечению S_2 выбирается по табл. 5.7 провод аналогично п. 5.6.3.

5.7.4. Выбирается тип обмотки ω_2 и определяются ее осевой и радиальный размеры аналогично п. 5.6.4.

5.8. Рассчитываются размеры пакетов сечения стержня магнитопровода на половину сечения стержня (рис. 5.3). Размеры пакетов стержня при их известном числе, обеспечивающие оптимальное заполнение площади круга, при числе ступеней от 1 до 6 могут быть рассчитаны по табл. 5.8, где ширина пластины f_i , толщина пластины C_i , высота сегмента δ даны в долях диаметра стержня $D_c = 1$. При большем числе ступеней в сечении стержня размеры пластин можно определить по таблицам, приведенным в [7].

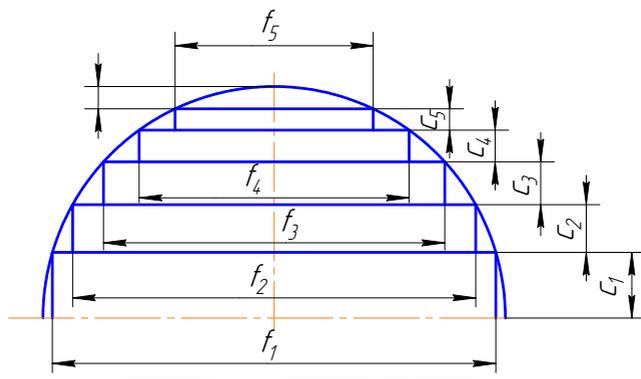


Рис. 5.3. Сечение стержня

5.9. Рассчитываются размеры пакетов сечения ярма магнитопровода на половину сечения ярма.

Форма поперечного сечения ярма (рис. 5.4) повторяет по размерам пакетов сечение стержня. Однако для улучшения прессовки ярма ярмовыми балками, более равномерного распределения давления по ширине пакетов и уменьшения веера пластин на углах пакетов в ядре объединяются два последних пакета. Таким образом, ярмо имеет на одну

ступень меньше, чем стержень. Расчет размеров пакетов ярма проводится по табл. 5.8.

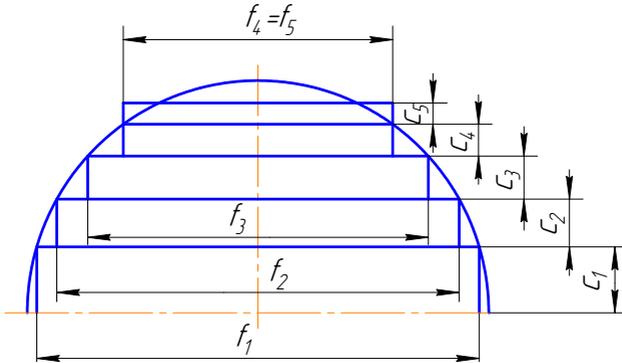


Рис. 5.4. Сечение ярма

Таблица 5.8

Размеры пакетов в поперечном сечении стержня

Число ступеней	Размеры пакетов						Сегмент δ
	$f_1 \cdot C_1$	$f_2 \cdot C_2$	$f_3 \cdot C_3$	$f_4 \cdot C_4$	$f_5 \cdot C_5$	$f_6 \cdot C_6$	
1	0,707-0,353						0,146
2	0,85-0,263	0,525-0,162					0,075
3	0,905-0,212	0,707-0,141	0,424-0,099				0,048
4	0,935-0,178	0,8-0,122	0,6-0,1	0,375-0,068			0,032
5	0,95-0,156	0,847-0,105	0,707-0,093	0,532-0,07	0,312-0,051		0,025
6	0,955-0,15	0,87-0,098	0,77-0,072	0,64-0,065	0,495-0,05	0,3-0,042	0,023

5.10. Определяется минимальное расстояние между осями соседних стержней (рис. 5.5)

$$l_c = D_c + a_{c1} + a_{c2} + a_{o61} + a_{o62} + a_{12}, \quad (5.13)$$

где D_c – диаметр стержня магнитопровода; a_{c1} и a_{c2} – соответственно расстояние от стержня до обмоток ω_1 и ω_2 ; a_{o61} и a_{o62} – соответственно радиальные размеры обмоток ω_1 и ω_2 ; a_{12} – расстояние между обмотками ω_1 и ω_2 .

Изоляция обмоток сухих трансформаторов

Напряжение обмотки U , кВ	до 1	от 1 до 3	от 3 до 6	от 6 до 10
Расстояние от обмотки до стержня a_c , мм	10	14	27	40
Расстояние между обмотками a_{12} , мм	10	15	22	40
Расстояние от обмотки до яра $h_{я}$, мм	15	30	55	90

5.11. Рассчитывается высота стержня (рис. 5.5)

$$h_{c1} = h_{об1} + h'_{я1} + h''_{я1}; \quad (5.14)$$

$$h_{c2} = h_{об2} + h'_{я2} + h''_{я2},$$

где $h'_{я1}$ и $h''_{я1}$ – расстояние от обмотки ω_1 до нижнего и верхнего яра (табл. 5.9); $h'_{я2}$ и $h''_{я2}$ – расстояние от обмотки ω_2 до нижнего и верхнего яра; $h_{об1}$ и $h_{об2}$ – соответственно осевые размеры обмоток ω_1 и ω_2 .

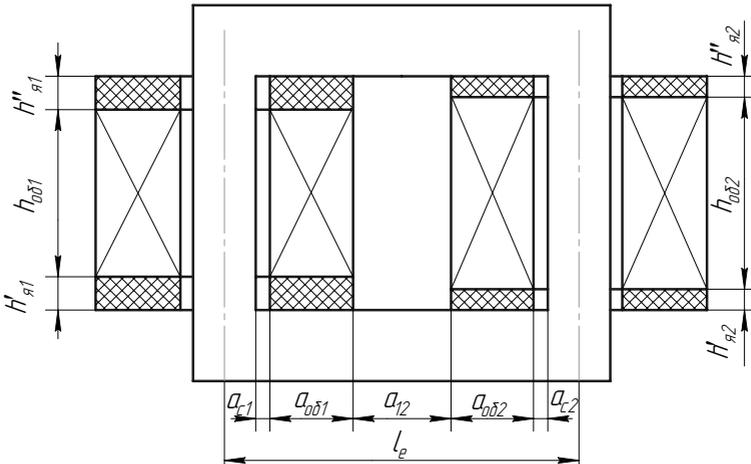


Рис. 5.5. К расчету размеров трансформатора

Высота стержня h_c принимается равной максимальному размеру h_{c1} или h_{c2} . По выбранной высоте стержня h_c корректируется расстояние от обмоток до верхнего и нижнего яра.

5.12. Определяется масса трансформатора.

5.12.1. Масса стержней

$$G_c = nF_c h_c \gamma_{сТ}, \quad (5.15)$$

где n – количество стержней; F_c – активное сечение стержня; $\gamma_{cT} = 7800 \text{ кг/м}^3$ – удельный вес стали.

5.12.2. Масса ярма

$$G_y = 2l_y F_y \gamma_{cT}, \quad (5.16)$$

где $l_y = l_c - D_c$ – расстояние между соседними стержнями; $F_y = K_3 \Pi_2$ – активное сечение ярма.

5.12.3. Масса углов магнитопровода

$$G_y = 4 \frac{F_c}{2} h_y \gamma_{cT}, \quad (5.17)$$

где $h_y = C_y$ – высота ярма.

5.12.4. Масса магнитопровода

$$G_m = G_c + G_y + G_y, \quad (5.18)$$

5.12.5. Масса обмотки ω_1 :

1) внутренний диаметр обмотки ω_1

$$D_1' = D_c + 2a_{c1}; \quad (5.19)$$

2) внешний диаметр обмотки ω_1

$$D_1'' = D_1' + 2a_{об1}; \quad (5.20)$$

3) масса металла обмотки ω_1

$$G_1 = \pi \frac{D_1' + D_1''}{2} \omega_1 S_1' \gamma_{np}, \quad (5.21)$$

где γ_{np} – удельный вес материала провода обмотки ω_1 ;

4) масса провода обмотки ω_1

$$G_{об1} = (1 + K_y) G_1, \quad (5.22)$$

где K_y – коэффициент увеличения массы провода за счет изоляции (табл. 5.10).

Таблица 5.10

Коэффициент увеличения массы провода за счет изоляции K_y для провода марок ПБ и АПБ при номинальной толщине изоляции на две стороны $2\delta = 0,45 \text{ мм}$

$a, \text{ мм}$	1,4–1,8	1,9–2,65	2,8–3,75	4,0–7,0
3,75–7,5	0,035	0,03	0,025	0,02
8,0–18,0	0,025	0,02	0,02	0,015

Примечание. 1. При другой толщине изоляции данные из таблицы умножать: при $2\delta = 0,96 \text{ мм}$ на 2,5; при $2\delta = 1,35 \text{ мм}$ на 3,5; при $2\delta = 1,92 \text{ мм}$ на 5,0. 2. Для провода марок ПСД и ПСДК данные из таблицы умножать: при $2\delta = 0,45 \text{ мм}$ на 1,7; при $2\delta = 0,5 \text{ мм}$ на 2,0.

5.12.6. Масса обмотки ω_2 :

1) внутренний диаметр обмотки ω_2

$$D'_2 = D_c + 2a_{c2}; \quad (5.23)$$

2) внешний диаметр обмотки ω_2

$$D''_2 = D'_2 + 2a_{об2}; \quad (5.24)$$

3) масса металла обмотки ω_2

$$G_2 = \pi \frac{D'_2 + D''_2}{2} \omega_2 S'_2 \gamma_{np}; \quad (5.25)$$

4) масса провода обмотки ω_2

$$G_{об2} = (1 + K_y G_2). \quad (5.26)$$

5.12.7. Масса трансформатора

$$G = G_m + G_{об1} + G_{об2}. \quad (5.27)$$

5.13. Рассчитываются основные потери в обмотках.

5.13.1. Основные потери в обмотке ω_1

$$P'_1 = K_t j_1^2 G_1 \cdot 10^{-12}, \quad (5.28)$$

где $j_1 = \frac{I_1}{S'_1}$ – плотность тока в обмотке ω_1 ; $K_t = 1,97[I + 0,004(t - 20)]$ – для медного провода; $K_t = 10,93[I + 0,004(t - 20)]$ – для алюминиевого провода; t – допустимая температура нагрева изоляции обмотки.

5.13.2. Основные потери в обмотке ω_2

$$P'_2 = K_t j_2^2 G_2 \cdot 10^{-12}, \quad (5.29)$$

где $j_2 = \frac{I_2}{S'_2}$ – плотность тока в обмотке ω_2 .

5.14. Определяются добавочные потери в обмотках от вихревых токов основной частоты.

5.14.1. Добавочные потери в обмотке ω_1

$$P_{\sigma 1} = K_g f^2 a_{np1}^2 G_1 B_{\sigma 1}^2, \quad (5.30)$$

где K_g – коэффициент добавочных потерь (табл. 5.11); a_{np1} – перпендикулярный полю рассеяния линейный размер проводника. Если обмотка намотана плашмя, то $a_{np} = a$; если на ребро, то $a_{np} = b$; $B_{\sigma 1} = \frac{2}{\sqrt{15}} B_{m1}$ – эквивалентная магнитная индукция поля рассеяния; $B_{m1} = \frac{1,78}{h_{об1}} (\omega_1 I_1) \cdot 10^{-6}$ – амплитуда осевой составляющей магнитной индукции рассеяния.

Коэффициент добавочных потерь

Материал провода	Медь		Алюминий	
Макс. температура	75° С	115° С	75° С	115° С
K_g	$8,68 \cdot 10^3$	$7,68 \cdot 10^3$	$16,9 \cdot 10^3$	$14,95 \cdot 10^3$

5.14.2. Добавочные потери в обмотке ω_2

$$P_{e2} = K_g f^2 a_{np2}^2 G_2 B_{32}^2. \quad (5.31)$$

5.15. Находятся потери холостого хода в магнитопроводе трансформатора. Они могут быть приближенно рассчитаны по формуле

$$P_0 = K_x P_{1,7/50} G_m, \quad (5.32)$$

где $K_x = 1,45 - 1,5$ – коэффициент, учитывающий суммарные добавочные потери в магнитопроводе трансформатора; $P_{1,7/50}$ – удельные потери в стали по табл. 5.1.

5.16. Общие потери в трансформаторе

$$P = P'_1 + P'_2 + P_{e1} + P_{e2} + P_0. \quad (5.33)$$

5.17. КПД трансформатора

$$\eta = 1 - \frac{P}{S}. \quad (5.34)$$

Если КПД трансформатора $\eta < 0,9$, то необходимо уменьшить добавочные потери в обмотках от вихревых токов. Для этого можно либо уменьшить линейный размер проводника a_{np} , перпендикулярный полю рассеяния, либо увеличить высоту обмоток $h_{об}$, уменьшив в них количество слоев, и повторить расчет.

Библиографический список

1. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – М. : Высш. шк., 1982. – 496 с.
2. Замятин, В.Я. Мощные полупроводниковые приборы : справочник / В.Я. Замятин, В.В. Кондратьев. – М. : Радио и связь, 1987. – 524 с.
3. Калантаров, П.Л. Расчет индуктивностей : справочная книга / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – Л. : Энергоатомиздат, 1986. – 382 с.
4. Медведев, В.А. Расчет автономных резонансных инверторов для индукционного нагрева : метод. указания / В.А. Медведев. – Тольятти : ТолПИ, 1992. – 34 с.
5. Медведев, В.А. Расчет согласующего трансформатора автономного преобразователя : метод. указания / В.А. Медведев. – Тольятти : ТолПИ, 1995. – 20 с.
6. Руденко, В.С. Основы преобразовательной техники / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – М. : Высш. шк., 1986. – 423 с.
7. Тихомиров, П.М. Расчет трансформаторов / П.М. Тихомиров. – М. : Энергия, 1968. – 478 с.
8. Фишлер, Я.Л. Трансформаторное оборудование для преобразовательных установок / Я.Л. Фишлер, Р.А. Урманов, Л.М. Пестряева. – М. : Энергоатомиздат, 1989. – 384 с.
9. Кучинский, Г.С. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки : справочник / под общ. ред. Г.С. Кучинского. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 326 с.
10. Яров, В.М. Расчет автономных резонансных инверторов : метод. указания / В.М. Яров – Чебоксары : ЧПУ, 1978. – 28 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	3
1. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ АВТОНОМНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР.....	4
2. ПОРЯДОК РАСЧЕТА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АИР.....	10
3. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ АИР С ОБРАТНЫМИ ДИОДАМИ.....	19
4. ПОРЯДОК РАСЧЕТА АИР С ОБРАТНЫМИ ДИОДАМИ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОЙ УСТАНОВКИ.....	23
5. РАСЧЕТ СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА АВТОНОМНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ.....	32
Библиографический список.....	45

Учебное издание

Медведев Валерий Александрович

РАСЧЕТ АВТОНОМНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ
ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

Учебно-методическое пособие

Технический редактор *З.М. Малявина*

Корректор *Г.В. Данилова*

Компьютерная верстка: *Л.В. Сызганцева*

Дизайн обложки: *И.И. Шишкина*

Подписано в печать 18.11.2010. Формат 60×84/16.

Печать оперативная. Усл. п. л. 2,9. Уч.-изд. л. 2,7.

Тираж 50 экз. Заказ № 1-59-10.

Тольяттинский государственный университет

445667, г. Тольятти, ул. Белорусская, 14

