

563

ISSN 0136-3549
0320-3336

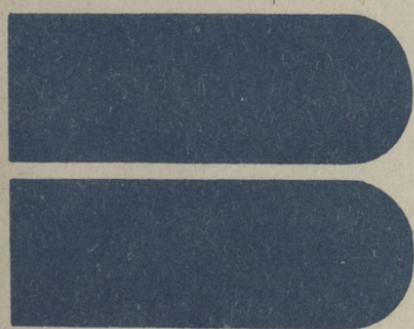
TALLINNA
POLÜTEHNILISE INSTITUUDI
TOIMETISED

563

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

ТРИ
'83

ИССЛЕДОВАНИЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН
И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВ
СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ



Ер. 6.7

563

**ТРИ
'83**

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.3

ИССЛЕДОВАНИЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
МАШИН
И
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
УСТРОЙСТВ
СПЕЦИАЛЬНОГО
НАЗНАЧЕНИЯ

Электромеханика XII

Таллин 1983



ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
Труды ТПИ № 563

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ.
Электромеханика X11

Редактор Р. Вьрк

Техн. ред. В. Ранник

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 10.05.83

Подписано к печати 30.11.83

Формат 60x90/16. Печ. л. 4,75+0,25 приложение. Уч.-изд. л. 4,0

Тираж 350. МВ-06199

Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла 2/9, Зак. № 724

Цена 60 коп.



Таллинский политехнический институт, 1983

К РАСЧЕТУ ИНДУКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ УПРАВЛЯЕМОГО ЛИНЕЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Введение. В расчетах электрических машин обычно принято, что магнитная проницаемость магнитопровода бесконечно велика. Насыщение стали учитывается коэффициентом насыщения [1]. Это дает удовлетворительные результаты для расчета нормальных режимов работы машины, при котором насыщение изменяется незначительно.

Принцип работы линейного асинхронного двигателя (ЛАД), управляемого подмагничиванием, основывается на изменении магнитной проницаемости стали при помощи подмагничивания его постоянным током. Таким образом, необходимо в расчетах управляемого ЛАД учитывать действительные значения магнитной проницаемости магнитопровода.

Разработаны разные конструкции управляемого ЛАД [2], которые отличаются друг от друга по участкам магнитопровода, подмагниченным постоянным током. Выясним влияние подмагничивания разных участков магнитопровода на значения индуктивных сопротивлений индуктора. В принципе, подмагничивать можно ярмо или зубцы индуктора, или шунт между зубцами как отдельно, так и совместно.

Индуктивное сопротивление x управляемого ЛАД представим в виде суммы двух основных составляющих

$$x = x_r + x_\sigma, \quad (I)$$

где x_r — главное индуктивное сопротивление индуктора, соответствующее магнитному потоку основной гармонике первичного поля в зазоре, вступающему во взаимодействие со вторичной системой;

x_σ — индуктивное сопротивление рассеяния индуктора.

В теории электрических машин принято определять индуктивные сопротивления через удельные магнитные проводи-

мости (УМП) [I], которые определяются на единицу ширины индуктора

$$\lambda = \frac{\mu \cdot S}{l \cdot 2c}, \quad (2)$$

где μ - магнитная проницаемость данного участка;
 S - средняя площадь сечения участка;
 l - средняя длина участка;
 $2c$ - ширина индуктора.

Согласно [I], главное индуктивное сопротивление

$$\chi_r = \frac{4f2cmw^2k_{об}^2}{\pi p} 2\lambda_r, \quad (3)$$

где f - частота питающего напряжения;
 w - число последовательно соединенных витков индуктора;
 m - число фаз индуктора;
 p - число пар полюсов индуктора;
 $k_{об}$ - обмоточный коэффициент рабочей обмотки индуктора;
 λ_r - УМП, соответствующая основному магнитному потоку на длину двух полюсных делений индуктора.

Индуктивное сопротивление рассеяния по [I]

$$\chi_\sigma = 4\pi f w^2 \frac{2c}{pq} \lambda_\sigma, \quad (4)$$

где λ_σ - УМП соответствующая магнитному потоку рассеяния.

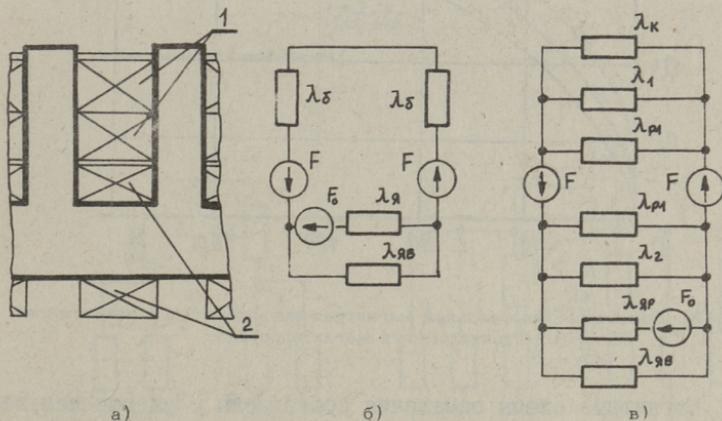
Удельные магнитные проводимости λ_r и λ_σ представляют собой суммы магнитных проводимостей всех участков управляемого ЛАД, по которым проходят соответственно основной магнитный поток и поток рассеяния.

Анализ магнитных полей в ЛАД с учетом насыщения стальных участков магнитопровода может быть проведен при помощи магнитных схем замещения.

Магнитные потоки лобового рассеяния в большой степени замыкаются по воздуху и влияние подмагничивания на них незначительное. Пути замыкания магнитных потоков высших гармоник и концевых областей индукторов подобны путям основного магнитного потока. Поэтому и характер влияния подмагничивания на них одинаковый. В статье рассматривается влияние подмагничивания на УМП магнитной цепи основного магнитного потока и потока базового рассеяния.

ЛАД, управляемый подмагничиванием ярма. Обмотки подмагничивания намотаны через спинку индуктора и создадут маг-

нитный поток, который замыкается по ярму. Расположение обмоток в пазу индуктора показано на фиг. I, а. Нами разработана схема замещения для основного магнитного потока, которая показана на фиг. I, б и схема замещения для потока пазового рассеяния, которая показана на фиг. I, в.



Фиг. 1. ЛАД, управляемый подмагничиванием ярма: а) эскиз паза индуктора: 1 - рабочие обмотки; 2 - обмотка управления; и магнитные схемы замещения: б) для основного магнитного потока; в) для магнитного потока рассеяния.

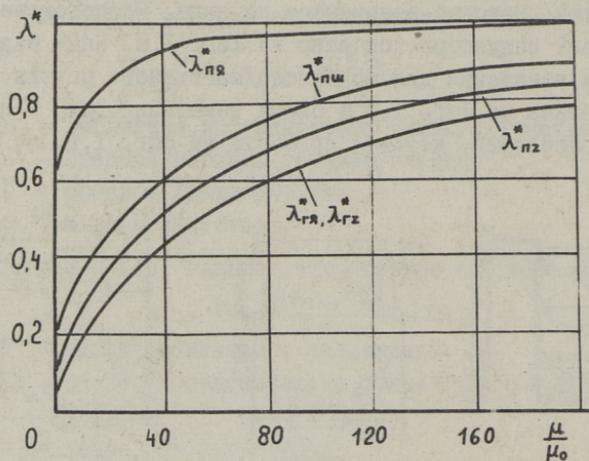
УМП магнитной цепи, соответствующую основному магнитному потоку, определяем формулой

$$\frac{1}{\lambda_{гя}} = \frac{2}{\lambda_{\delta}} + \frac{1}{\lambda_{яв} + \lambda_{я}} \quad (5)$$

и магнитному потоку пазового рассеяния

$$\frac{1}{\lambda_{пя}} = \frac{1}{\lambda_{к} + \lambda_{1} + \lambda_{р1}} + \frac{1}{\lambda_{2} + \lambda_{р1} + \lambda_{яв} + \lambda_{яр}}, \quad (6)$$

- где λ_{δ} - УМП немагнитного зазора;
- $\lambda_{яв}$ - УМП, шунтирующая ярмо по воздуху;
- $\lambda_{я}$ - УМП ярма, соответствующая основному потоку;
- $\lambda_{к}$ - УМП магнитному потоку по коронкам зубцов;
- λ_{1} - УМП участка паза для клина;
- λ_{2} - УМП участка паза, занятая обмоткой управления;
- $\lambda_{р1}$ - УМП поперек паза участка, занятая рабочей обмоткой;
- $\lambda_{яр}$ - УМП ярма потоку пазового рассеяния.



Фиг. 2. Относительная удельная магнитная проводимость в зависимости от магнитной проницаемости магнитопровода.

Магнитные схемы замещения составлены с упрощением, которое заключается в том, что магнитная проницаемость тех участков магнитопровода, которые не подмагничены, бесконечно велика. При подмагничивании яра изменяются УМП $\lambda_{я}$ и $\lambda_{яр}$. Рассчитанные по (5) и (6) зависимости $\lambda_{п}^* = f(\mu_{я})$ и $\lambda_{г}^* = f(\mu_{я})$ приведены на фиг. 2, где $\mu_{я}$ относительная магнитная проницаемость яра. Базисной величиной для λ выбрана УМП магнитной цепи при бесконечно великом значении магнитной проницаемости всех участков магнитопровода.

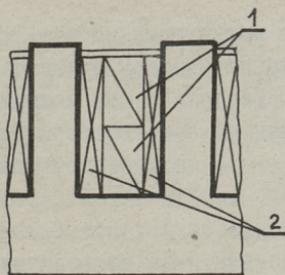
ЛАД, управляемый подмагничиванием зубцов. Рабочие обмотки и обмотки управления расположены в пазу индуктора, как показано на фиг. 3, а. Предлагаемые магнитные схемы замещения для основного потока приведены на фиг. 3, б, а для потока пазового рассеяния на фиг. 3, в.

По схемам замещения получим УМП магнитной цепи, соответствующую основному магнитному потоку по формуле:

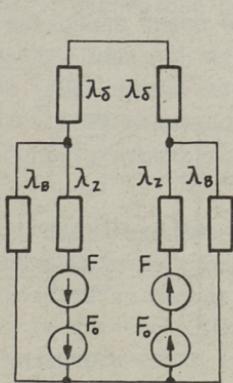
$$\frac{1}{\lambda_{гз}^*} = \frac{2}{\lambda_5} + \frac{2}{\lambda_B + \lambda_2} \quad (7)$$

и магнитному потоку пазового рассеяния

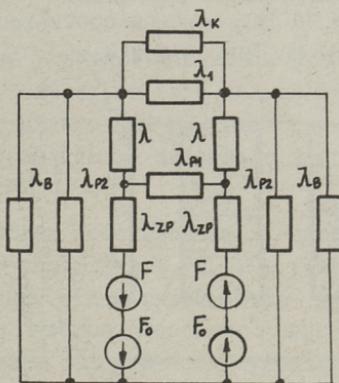
$$\frac{1}{\lambda_{пз}^*} = \frac{1}{\lambda_{р1}} + \frac{2}{\lambda_{зр}} + \frac{1}{\frac{1}{\lambda_{к} + \lambda_1} + \frac{2}{\lambda_{р2} + \lambda_2 + \lambda_{з1}}} \quad (8)$$



а)



б)



в)

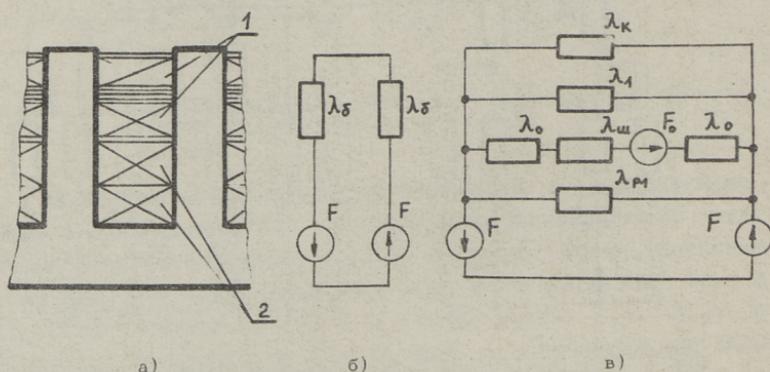
Фиг. 3. ЛАД, управляемый подмагничиванием зубцов: а) эскиз паза индуктора: 1 - рабочие обмотки; 2 - обмотка управления; и магнитные схемы замещения; б) для основного магнитного потока; в) для магнитного потока рассеяния.

- где λ_B - УМП, шунтирующая зубцов по воздуху;
 λ_z - УМП зубцов основному потоку;
 λ_{p2} - УМП продольно паза участка, занятого рабочей обмоткой;
 λ_{zp} - УМП зубца, соответствующая потоку пазового рассеяния через участки и занятая рабочей обмоткой;
 λ_{z1} - УМП зубца потоку пазового рассеяния.

При подмагничивании зубцов изменяются УМП λ_z, λ_{zp} и λ_{z1} . Характер изменения зависимости $\lambda_p^* = f(\mu_z)$ и $\lambda_r^* = f(\mu_z)$ показан на фиг. 2, где μ_z - относительная магнитная проницаемость зубцов. Для сравнения разных конструктивных вариантов, размеры паза и зубцов для всех вариантов выбраны одинаковые. По результатам расчетов выяснилось, что харак-

тер изменения УМП основному магнитному потоку при подмагничивании ярма сходный с подмагничиванием зубцов. Характер изменения УМП потоку пазового рассеяния при подмагничивании ярма существенно отличается от полученного при подмагничивании зубцов. Подмагничивание ярма относительно слабо влияет на значение УМП пазового рассеяния. Это объясняется тем, что длина подмагниченного участка такая же, как средний путь магнитного потока поперек паза по воздуху.

ЛАД, управляемый подмагничиванием магнитного шунта между зубцами индуктора. Эскиз паза такого индуктора показан на фиг. 4, а, а соответствующие схемы замещения приведены на фиг. 4, б и 4, в.



Фиг. 4. ЛАД, управляемый подмагничиванием шунта: а) эскиз паза индуктора: 1 - обмотка управления; 2 - рабочие обмотки; и магнитные схемы замещения: б) для основного магнитного потока; в) для магнитного потока рассеяния.

УМП, соответствующая основному магнитному потоку, не зависит от подмагничивания шунта и определяется формулой

$$\lambda_{гш} = \frac{\lambda_{\delta}}{2}. \quad (9)$$

УМП магнитному потоку пазового рассеяния определяем формулой

$$\lambda_{пш} = \lambda_{к} + \lambda_{1} + \lambda_{р1} + \frac{1}{\frac{2}{\lambda_0} + \frac{1}{\lambda_{ш}}}, \quad (10)$$

где λ_0 - УМП промежутков между шунтом и зубцом;

$\lambda_{ш}$ - УМП магнитного шунта.

Зависимость $\lambda_{п}^* = f(\mu_{ш})$ приведена на фиг. 2, где $\mu_{ш}$ - относительная магнитная проницаемость шунтов. Значение удель-

ных магнитных проводимостей зависит от значения магнитной проницаемости и размеров подмагниченного участка. По расчетным данным можно сказать, что оптимальное значение относительной магнитной проницаемости подмагниченного участка при максимальном подмагничивании находится в пределах 15...25. Более сильное насыщение магнитопровода связано с лишними потерями подмагничивания, а более слабое насыщение не дает необходимой эффективности управления. Эффективность управления можно повысить выбором размеров магнитопровода. Особенно существенно влияют на значения УМП размеры магнитного шунта.

Выводы. Характер изменения удельной магнитной проницаемости (УМП) магнитной цепи зависит от типа подмагничивания, что дает возможность рекомендовать области применения соответствующих типов управляемого линейного двигателя.

1. Подмагничивание ярма можно использовать в одноиндукторном двигателе с обратным управлением, т.е. в таком, где с увеличением подмагничивания сила, развиваемая двигателем, уменьшается. При этом пазовое рассеяние ограничивает увеличение тока и повышает эффективность управления. Такой режим работы невыгодный и может быть использован только при особых условиях.

2. Подмагничивание зубцов целесообразно использовать в двухиндукторных двигателях [2], где используются перераспределения напряжения между индукторами. Здесь используется прямое управление, т.е. с увеличением подмагничивания сила, развиваемая двигателем, увеличивается и с более сильным изменением тока сопровождается увеличением развиваемой силы.

3. Подмагничивание шунтов приемлемо в одноиндукторном двигателе с прямым управлением, где при подмагничивании уменьшается УМП шунта и большая часть магнитного потока направляется через вторичную систему, что обеспечивает увеличение силы, развиваемой двигателем.

Л и т е р а т у р а

1. В о л ь д е к А.И. Индукционные магнетогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л., Энергия, 1970. 272 с.

2. К а л д а Х.Х., Л а х т м е т с Р.А. Анализ кон-
струкций линейных асинхронных двигателей, управляемых под-
магничиванием. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1980, № 518,
с. 3-12.

H. Kalda

Calculation of Inductive Resistances for Linear Induction
Motor Controlled by Magnetizing with Direct Current

Summary

In this paper magnetic equivalent circuits for mag-
netic wire of linear induction motor controlled by mag-
netizing with direct current are given. A calculation
method of inductive resistances for the motor is presented.

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА УПРАВЛЯЕМОГО ЛИНЕЙНОГО
АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Введение. Основная особенность управляемого линейного асинхронного двигателя (ЛАД) заключается в том, что индуктор двигателя содержит дополнительную обмотку подмагничивания и управление двигателем производится путем изменения магнитной проницаемости магнитопровода индуктора. Несмотря на это, расчет управляемого ЛАД можно произвести по методикам, разработанным для ЛАД [1, 2]. В отличие от известных методик более точно необходимо учитывать насыщение магнитопровода.

Подмагничивание ферромагнитного материала постоянным током изменяет его магнитную проницаемость. В общем случае магнитная проницаемость

$$\mu = K_B \frac{B}{H}, \quad (1)$$

где B — индукция в ферромагнитном материале;

H — напряженность магнитного поля;

K_B — коэффициент, который зависит от материала, от режима намагничивания и от индукции B .

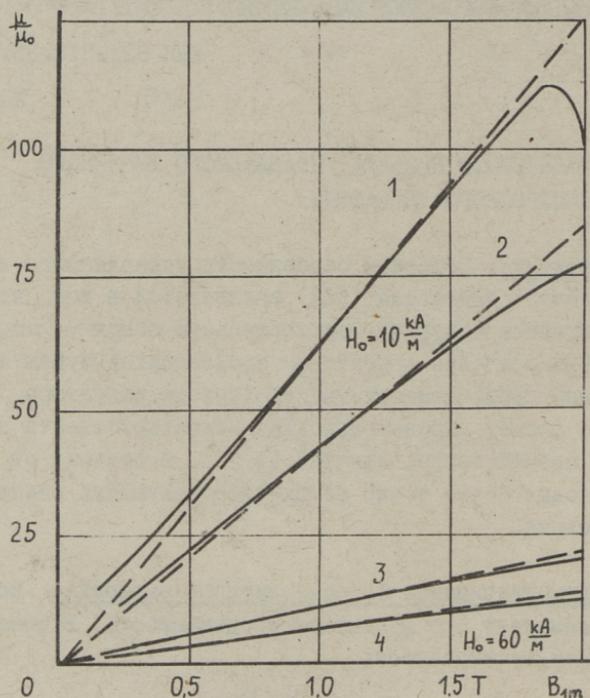
Обстоятельство, что K_B является функцией от индукции, значительно осложняет расчет управляемого ЛАД. Поэтому используем кусочно-линейную аппроксимацию, аппроксимируя кривые двойного намагничивания в диапазоне изменения индукции первой гармоники прямой. При этом получим

$$\mu = K \frac{B_{1m}}{H_0}, \quad (2)$$

где B_{1m} — индукция первой гармоники;

H_0 — постоянная составляющая напряженности магнитного поля;

K — коэффициент, который зависит от материала и от режима намагничивания.



Фиг. 1. Магнитная проницаемость стали 3413 в зависимости от индукции переменной и от напряженности постоянной магнитных полей: 1 и 3 — в режиме вынужденного по четным гармоникам намагничивания, $K = 6,26 \cdot 10^5$; 2 и 4 — в режиме свободного намагничивания по высшим гармоникам, $K = 4,26 \cdot 10^5$; ———— — расчетная, - - - - - — аппроксимирующая.

На фиг. I приведены кривые $\mu = f(B_{1m})$ при разных значениях H_0 , рассчитанные по методике, приведенной в [3] и аппроксимированные по (2) прямыми. Расчеты показывают, что погрешность аппроксимации в пределах изменения индукции B_{1m} от 0,25 до 1,9 Т не превышает 10 %, что приемлемо для расчета управляемого ЛАД. Коэффициент K можно определить по кривым двойного намагничивания [3]

$$K = \frac{H_0}{H_{1m}}, \quad (3)$$

где H_{1m} — напряженность первой гармоники.

Магнитная проницаемость подмагниченного участка зависит от постоянной составляющей напряженности магнитного поля, которая обусловлена обмоткой управления и определяется

$$H_0 = \frac{I_y w_y}{l} - \frac{B_0 \delta_0}{\mu_0 l} \quad (4)$$

где I_y — ток управления;

w_y — число витков обмотки управления;

l — длина подмагниченных участков индуктора;

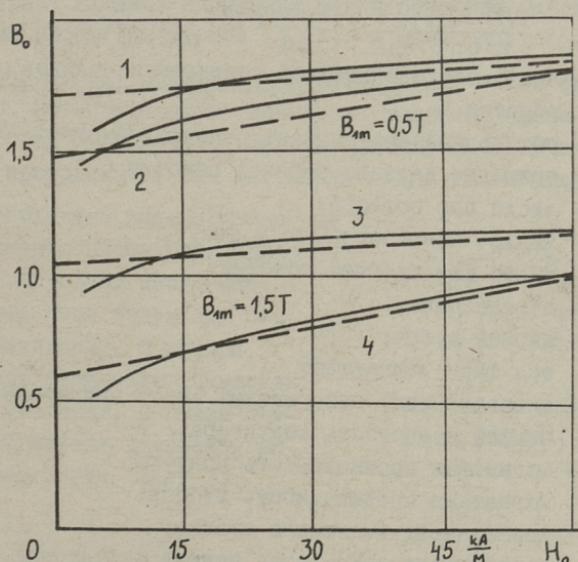
δ_0 — длина воздушных зазоров на пути замыкания постоянного магнитного потока;

B_0 — постоянная составляющая индукции.

Для определения постоянной составляющей индукции предлагаем эмпирическую формулу

$$B_0 = A_1 \cdot H_0 + (A_2 - A_3 \cdot B_{1m}), \quad (5)$$

где A_1, A_2, A_3 — вспомогательные коэффициенты, зависящие от материала магнитопровода и от режима намагничивания.



Фиг. 2. Постоянная составляющая индукции в зависимости от индукции переменной и от напряженности постоянных магнитных полей: 1 и 3 — в режиме вынужденного по четным гармоникам намагничивания, $A_1 = 2 \cdot 10^{-6}$, $A_2 = 1,98$, $A_3 = 0,62$; 2 и 4 — в режиме свободного намагничивания по высшим гармоникам, $A_1 = 6 \cdot 10^{-6}$; $A_2 = 1,98$, $A_3 = 0,92$; ———— — расчетная, - - - - - аппроксимирующая.

Вспомогательные коэффициенты определяются по кривым $B_0 = f(H_0, B_{1m})$, которые приведены на фиг. 2, где показаны также аппроксимирующие прямые, рассчитанные по формуле (5).

Индукция в подмагниченном участке определяет значение магнитной проницаемости. При расчетах вращающихся электрических машин индукция в магнитопроводе определяется исходя из индукции в зазоре, не учитывая потока рассеяния. У ЛАД имеется значительный поток рассеяния, поэтому необходимо учитывать как основной магнитный поток, так и поток рассеяния.

Величину магнитного потока рассеяния для управляемого ЛАД определяем по удельной магнитной проводимости λ , которая учитывает размеры индуктора и значения магнитной проницаемости магнитопровода [4].

Индукция в зубцах индуктора

$$B_{1mz} = \left(\frac{2\sqrt{2}wk_{o\delta}I\mu_0\tau}{\pi^2pq\delta k_{\mu z}} + \frac{\sqrt{2}m\omega I\lambda}{pq} \right) \cdot \frac{\mu_z}{\mu_z b_z k_{Fe} + \mu_0 b_n}, \quad (6)$$

где w — число последовательно соединенных витков рабочей обмотки;

$k_{o\delta}$ — обмоточный коэффициент рабочей обмотки;

τ — полюсное деление рабочей обмотки;

p — число пар полюсов;

q — число пазов на полюс и фазу;

m — число фаз рабочей обмотки;

b_n — ширина паза;

b_z — ширина зубца;

I — ток фазы двигателя;

δ — эквивалентный немагнитный зазор двигателя, учитывающий зубчатость индуктора;

μ_0 — магнитная проницаемость воздуха;

μ_z — магнитная проницаемость зубцов;

$k_{\mu z}$ — коэффициент насыщения зубцов;

k_{Fe} — коэффициент заполнения пакета индуктора.

По сравнению с вращающимися машинами в ЛАД при отсутствии пульсирующего поля в зазоре максимальные значения потока в ярме удваиваются. Это связано с тем, что вследствие разомкнутости магнитопровода поток полюсного деления в оп-

Ределенные моменты времени в ярме не раздваивается. С учетом этого индукция в ярме индуктора

$$B_{1м\text{я}} = \left(\frac{2\sqrt{2}wk_{0\delta}I\mu_0\tau}{\pi^2\rho q\delta k_{\mu\text{я}}} + \frac{\sqrt{2}m\omega I}{\rho q} \lambda \right) \cdot \frac{\pi\mu_{\text{я}}}{\pi\mu_{\text{я}}h_{\text{я}}k_{\text{Fe}}+\mu_0\tau}, \quad (7)$$

где $h_{\text{я}}$ — высота ярма;

$\mu_{\text{я}}$ — магнитная проницаемость ярма;

$k_{\mu\text{я}}$ — коэффициент насыщения ярма.

Одной возможностью управления ЛАД является подмагничивание шунта, находящегося в пазу индуктора. Индукцию в таком шунте определяем формулой

$$B_{1ш} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot I \mu_{\text{ш}} \mu_0}{\rho q (2b_0\mu_{\text{ш}} + b_{\text{ш}}\mu_0)}, \quad (8)$$

где $b_{\text{ш}}$ — длина шунта;

b_0 — воздушный промежуток между шунтом и зубцом;

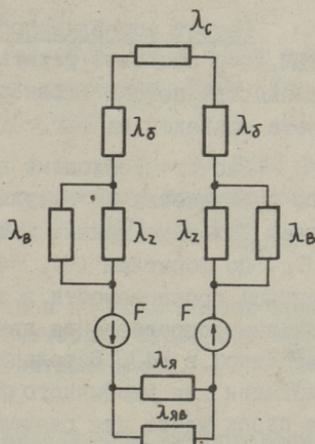
$\mu_{\text{ш}}$ — магнитная проницаемость шунта.

Приведенные формулы для определения индукции в магнитопроводе получены с учетом, что магнитный поток проходит не только по магнитопроводу, но и по воздуху в пазу или вдоль ярма. Влияние насыщения магнитопровода учтено коэффициентами насыщения зубцов $k_{\mu\text{з}}$ и ярма $k_{\mu\text{я}}$.

Коэффициент насыщения магнитопровода может быть определен по магнитной схеме замещения магнитной цепи индуктора, которая приведена на фиг. 3. Данная схема учитывает магнитную проводимость как магнитопровода, так и пазов.

Необходимо выделить два коэффициента насыщения. Один из них учитывает насыщение магнитной цепи индуктора без подмагничивания, а второй учитывает насыщение подмагниченных участков. В общем случае коэффициент насыщения по схеме замещения (фиг. 3)

$$K_{\mu} = 1 + \frac{\lambda_{\delta}}{2 \cdot \lambda_c} + \frac{\lambda_{\delta}}{\lambda_B + \lambda_2} + \frac{\lambda_{\delta}}{2(\lambda_{\text{я}} + \lambda_{\text{яв}})}, \quad (9)$$



Фиг. 3. Схема замещения магнитной цепи управляемого ЛАД.

- где λ_{δ} - удельная магнитная проводимость немагнитного зазора;
- λ_c - удельная магнитная проводимость вторичной системы;
- λ_z - удельная магнитная проводимость зубцов;
- λ_B - удельная магнитная проводимость пазов вдоль зубцов;
- $\lambda_{я}$ - удельная магнитная проводимость ярма;
- $\lambda_{яв}$ - удельная магнитная проводимость потока параллельно ярму.

Выражая удельные магнитные проводимости через размеры индуктора, получим коэффициент насыщения для подмагниченных зубцов

$$k_{\mu z} = k_{\mu 1} + \frac{\mu_0 h (b_z + b_n)}{\delta (b_z \mu_z + b_n \mu_0)} \quad (10)$$

и для подмагниченного ярма

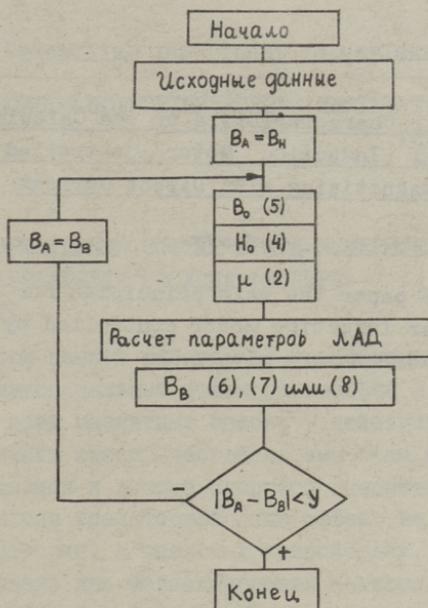
$$k_{\mu я} = k_{\mu 1} + \frac{\tau^2 \pi \mu_0}{2\delta (\pi h_{я} \mu_{я} + \tau \mu_0)}, \quad (11)$$

где h - высота зубца.

Коэффициент $k_{\mu 1}$ учитывает насыщения этих участков магнитопровода, которые неподмагничены и может быть определен так, как в расчетах вращающихся электрических машин.

Расчет управляемого ЛАД целесообразно реализовать на ЭВМ, что позволит решать и задание оптимального проектирования при помощи сравнения разных вариантов. Алгоритм расчета приведен на фиг. 4.

Расчет необходимо произвести методом последовательного приближения по индукции в подмагниченном участке. Выбираем исходные данные расчета и задаем начальное значение B_n . По формулам (5), (4) и (2) определяем значение магнитной проницаемости в подмагниченных участках μ . Индуктивные сопротивления двигателя определяем по методике, приведенной в [4]. Остальной расчет параметров может быть произведен как у обычного ЛАД, необходимо только предусмотреть в пазах место для размещения обмотки управления. После определения значения тока фазы двигателя сравним индукцию, полученную по формулам (6), (7) или (8) B_B с исходным ее



Фиг. 4. Алгоритм расчета управляемого ЛАД.

значением B_A . Расчет должен повторяться до достижения необходимой точности совпадения Y .

Л и т е р а т у р а

1. И ж е л я Г.И., Р е б р о в С.А., Ш а п о в а - л е н к о А.Г. Линейные асинхронные двигатели. Киев, Техника, 1975. 136 с.

2. В а л д у р Л.В., К о н т А.В., Я н е с Х.И. Формуляр контрольного расчета линейного плоского индукционного насоса. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 363, с. 101-126.

3. Т е л л и н е н И.И., Я р в и к Я.Я. Расчет кривых двойного намагничивания электротехнической стали при наложении переменного и постоянного магнитных полей. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1981, № 518, с. 23-30.

4. К а л д а Х.Х. К расчету индуктивных сопротивлений управляемого линейного асинхронного двигателя. См. наст. сб., с. 3.

H. Kalda

Specific Characteristics of the Calculation
of Linear Induction Motor Controlled by
Magnetizing with Direct Current

Summary

In this paper the main principles for the calculation of linear induction motor controlled by magnetizing with direct current are given.

ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ЭФФЕКТ В МГД-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ РАСХОДА (МГДПР)

Часть II

В I части данной работы [I] трансформаторный эффект в МГДПР с синусоидальным полем рассмотрен в предположении синфазности всех магнитных потоков, действительном значении коэффициента электрической несимметрии жидкости $K_{ж}$. При этих условиях и выборе опорного напряжения в фазе с сигналом расхода трансформаторный эффект не влияет на точность измерения. В реальных устройствах, однако, необходимо учитывать два фазосдвигающих фактора, под влиянием которых трансформаторный эффект вызывает синфазную сигналу расхода составляющую напряжения, определяющую аддитивную погрешность измерения. Первым из них является комплексный характер сопротивления жидкости и в связи с этим — комплексное значение $K_{ж}$. Если в измерительной петлевой схеме (фиг. 4 из [I]) R_a и R_b заменить значениями $Z_A = R_a - jX_a$ и $Z_B = R_b - jX_b$ то коэффициент несимметрии $K_{ж}$ будет

$$\tilde{K}_{ж} = \frac{1}{2} \frac{Z_A - Z_B}{Z_A + Z_B} \quad (I)$$

и его действительная и мнимая часть соответственно

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re} \tilde{K}_{ж} &= \frac{1}{2} \frac{\Delta R R_{ж} + \Delta X X_{ж}}{R_{ж}^2 + X_{ж}^2} \\ J_m \tilde{K}_{ж} &= \frac{1}{2} \frac{\Delta R X_{ж} - R_{ж} \Delta X}{R_{ж}^2 + X_{ж}^2} \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где $\Delta R = R_A - R_B$, $\Delta X = X_B - X_A$, $R_{ж} = R_A + R_B$, $X_{ж} = X_A + X_B$.

Физической причиной комплексного характера $\tilde{K}_{ж}$ является, главным образом, влияние емкостей двойных электрических слоев контакта электрод — жидкость.

При синфазности опорного напряжения магнитным потокам компенсация квадратурной сигналу расхода составляющей измерительного напряжения $U_{кв}$ происходит при коэф-

коэффициенте несимметрии сопротивления K_{no} потенциометра петли, равном

$$K_{no} = \frac{\operatorname{Re} \tilde{K}_{ж} \cdot \Phi_{ж} - \Delta \Phi}{\Phi_n}, \quad (3)$$

где $\Delta \Phi = \Phi' - \Phi''$, Φ_n — поток петли (см. фиг. 4 [I]).

Синфазная составляющая в режиме компенсации:

$$U_{сф} = -(J_m \tilde{K}_{ж}) E_{ж} = -\omega \Phi_{ж} (J_m \tilde{K}_{ж}). \quad (4)$$

Учитывая зависимость емкости двойного слоя от частоты [2], можно утверждать, что в расходомерах промышленной и повышенной частоты:

$$\operatorname{Re} \tilde{K}_{ж} \approx \frac{\Delta R}{2R_{ж}}; \quad J_m \tilde{K}_{ж} \approx \frac{\Delta X}{2R_{ж}} \approx \frac{1}{\omega R_{ж} \Delta C}, \quad (5)$$

где ΔC — емкость несимметрии двойного слоя, амплитуда $U_{сф}$ не зависит от частоты питания.

Для расходомеров низких частот $R_{ж}$ и $X_{ж}$ имеют один порядок, поэтому $J_m \tilde{K}_{ж}$ существенно меньше, а следовательно, меньше и $U_{сф}$ при одинаковых амплитудах магнитных потоков и одинаковых степенях электрических несимметрий.

По данным I5I эксперимента в МГДПР Д_у-50 промышленной частоты $J_m \tilde{K}_{ж}$ слабо зависит от химического состава жидкости и колеблется в пределах $(3,65-2,75) \cdot 10^{-4}$ со среднеквадратичным отклонением $1,75 \cdot 10^{-4}$. Углубление электродов уменьшает $U_{сф}$ [3], что подтверждает влияние приэлектродных процессов на $J_m \tilde{K}_{ж}$.

Вторым фазосдвигающим фактором является экранирующее влияние металлической трубы, из-за которого между магнитными потоками жидкости $\Phi_{ж}$ и петли Φ_n существует сдвиг фаз. При произвольно выбранном опорном напряжении, принятом за ось действительных, и действительном $K_{ж}$:

$$\dot{U}_{u3} = j 4,44 f \{ K_n (\operatorname{Re} \dot{\Phi}_n) + j K_n (J_m \dot{\Phi}_n) - K_{ж} (\operatorname{Re} \dot{\Phi}_{ж}) - j K_{ж} (J_m \dot{\Phi}_{ж}) + \operatorname{Re} (\Delta \dot{\Phi}) + j J_m (\Delta \dot{\Phi}) \}. \quad (6)$$

Условие компенсации квадратурной составляющей \dot{U}_{u3} :

$$K_{no} = \frac{K_{ж} (\operatorname{Re} \dot{\Phi}_{ж}) - \operatorname{Re} (\Delta \dot{\Phi})}{\operatorname{Re} \dot{\Phi}_n}. \quad (7)$$

Синфазная составляющая в режиме компенсации:

$$U_{сф} = 4,44 f (K_{ж} \Phi_{ж} - \Delta \Phi) (\cos \alpha_{ж} \operatorname{tg} \alpha_n - \sin \alpha_{ж}), \quad (8)$$

где $\Phi_{ж}$ и $\Delta \Phi$ — модули;

$\alpha_{ж}$ и α_n — фазовые углы потоков.

При выборе опорного напряжения в фазе с потоком петли Φ_n :

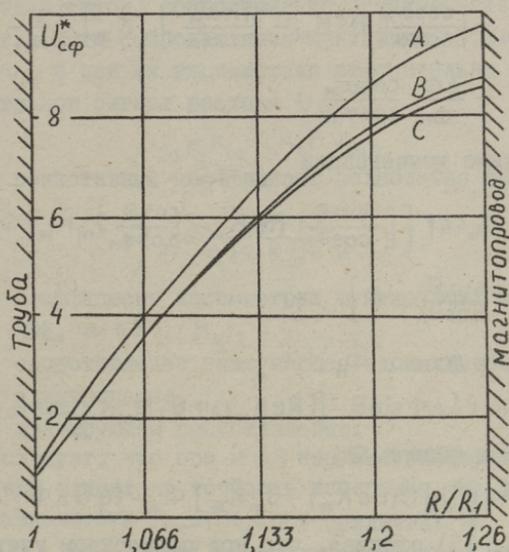
$$U_{сф} = 4,44f(\Delta\Phi - K_{ж}\Phi_{ж})\sin\theta, \quad (9)$$

при $U_{опор}$ в фазе с потоком $\Phi_{ж}$

$$U_{сф} = 4,44f(K_{ж}\Phi_{ж} - \Delta\Phi)\operatorname{tg}\theta, \quad (10)$$

где $\theta = \alpha_{ж} - \alpha_n$ - угол сдвига фаз между $\Phi_{ж}$ и Φ_n .

Из анализа экранирующего эффекта металлической трубы [4] следует, что если петля расположена на наружной поверхности трубы, то θ - мал и оба варианта равноценны.



Фиг. 1. Зависимость $U_{сф}^*$ от радиальной координаты плоской петли в МГДПР Д_у-300. А - опорное напряжение в фазе с током; В - опорное напряжение в фазе с Φ_n ; С - опорное напряжение в фазе с $\Phi_{ж}$.

Незначительное смещение петли к магнитопроводу существенно увеличивает $U_{сф}$. На фиг. 1 представлена зависимость $U_{сф}^*$ от радиальной координаты плоской петли для МГДПР Д_у-300 с синусоидальной обмоткой, иллюстрирующая этот вывод. Из полученных соотношений следует, что составляющая $U_{сф}$ от экранирующего эффекта зависит от фазы опорного напряжения, сдвига фаз между $\Phi_{ж}$ и Φ_n электрической и магнитной несимметрии. Если в МГДПР с однородным полем весь участок измерительной цепи (включая петлю), пронизываемый маг-

нитным полем, помещен внутри трубы, то $U_{сф} \equiv 0$ независимо от фазы опорного напряжения, что следует из (8).

При совместном учете комплексного характера $\tilde{K}_ж$ и экранирующего эффекта:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{сф} = & -j 4,44 f [K_n (\text{Re } \dot{\Phi}_n) + j K_n (j_m \dot{\Phi}_n) - (\text{Re } \tilde{K}_ж) (\text{Re } \Phi_ж) - \\ & - j (j_m \tilde{K}_ж) (\text{Re } \dot{\Phi}_ж) + (j_m \tilde{K}_ж) (j_m \Phi_ж) - j (\text{Re } \tilde{K}_ж) (j_m \dot{\Phi}_ж) + \\ & + \text{Re } (\Delta \dot{\Phi}) + j j_m (\Delta \dot{\Phi})]. \end{aligned} \quad (II)$$

Условие компенсации $U_{кв}$:

$$\begin{aligned} K_{по} = & \left[\frac{\cos \alpha_{жк}}{\cos \alpha_n} \text{Re } K_ж - \frac{\sin \alpha_{жк}}{\cos \alpha_n} j_m \tilde{K}_ж \right] \frac{\Phi_ж}{\Phi_n} - \\ & - \frac{\Delta \Phi}{\Phi_n} \frac{\cos \alpha_{жк}}{\cos \alpha_n} \end{aligned} \quad (I2)$$

$U_{сф}$ в режиме компенсации

$$\begin{aligned} U_{сф} = & -4,44 f \left\{ \left[\frac{\sin \theta}{\cos \alpha_n} \text{Re } \tilde{K}_ж + \frac{\cos \theta}{\cos \alpha_n} j_m \tilde{K}_ж \right] \Phi_ж - \right. \\ & \left. - \frac{\sin \theta}{\cos \alpha_n} \Delta \Phi \right\} \end{aligned} \quad (I3)$$

при $U_{опор}$ в фазе с $\dot{\Phi}_n$:

$$U_{сф} = 4,44 f \left\{ \Delta \Phi \sin \theta - [(\text{Re } \tilde{K}_ж) \sin \theta + (j_m \tilde{K}_ж) \cos \theta] \Phi_ж \right\}, \quad (I4)$$

при $U_{опор}$ в фазе с $\Phi_ж$:

$$U_{сф} = 4,44 f \left\{ [\text{tg } \theta (\text{Re } \tilde{K}_ж) - j_m \tilde{K}_ж] \Phi_ж - \text{tg } \theta \Delta \Phi \right\}. \quad (I5)$$

Из (I3, I4, I5) следует, что при совместном учете комплексного характера $\tilde{K}_ж$ и экранирующего эффекта синфазная составляющая остаточного сигнала зависит от фазы опорного напряжения, сдвига фаз между $\Phi_ж$ и Φ_n , величин и знаков $\text{Re } \tilde{K}_ж$ и $j_m \tilde{K}_ж$, магнитной несимметрии. Так как $\tilde{K}_ж$ — случайная величина, то $U_{сф}$ — недетерминировано и может оцениваться лишь статистически. Нами установлено [I], что $\tilde{K}_ж$ для данного МГДПР является статистически индивидуальной характеристикой, слабо зависит от свойств жидкости и условий эксперимента. Поэтому выбор характеристики компенсационной петли и источника опорного напряжения должен производиться для каждого МГДПР индивидуально по специально разработанной методике. Это тем более важно, что, как следует из (I3), возможны варианты взаимной компенсации

составляющих $U_{сф}$ от экранирующего эффекта и комплексного характера $K_{ж}$.

Между $K_{ж}$, коэффициентом несимметрии потенциометра в режиме компенсации $K_{п0}$ и некоторыми эксплуатационными факторами, влияющими на точность измерения, существует связь, которая может быть использована для контроля эксплуатационного износа, наличия осадков и загрязнений канала МГДПР без его разборки и снятия с трубопровода. Кроме сопротивления активного, движущегося слоя жидкости между электродами имеется сопротивление неподвижного слоя, прилегающего к стенкам трубы, сопротивление осадков, заземления жидкости и т.п. Эти сопротивления шунтируют э.д.с. движения $E = 2R_0 B v_{ср}$ и при их несимметрии относительно оси симметрии электродов сигнал расхода U_Q :

$$U_Q = K_{ос} \cdot 2R_0 B v_{ср}, \quad (I6)$$

где $K_{ос}$ - резистивный коэффициент ослабления сигнала

$$K_{ос} = \frac{0,25 - K_{ш}^2}{0,25 - K_{ш}^2 + \varkappa}, \quad (I7)$$

где $K_{ш}$ - коэффициент несимметрии шунтирующих сопротивлений, $\varkappa = R_{ст} / R_{ш}$;

$R_{ст}$ - сопротивление движущегося слоя жидкости между электродами;

$R_{ш}$ - шунтирующее сопротивление.

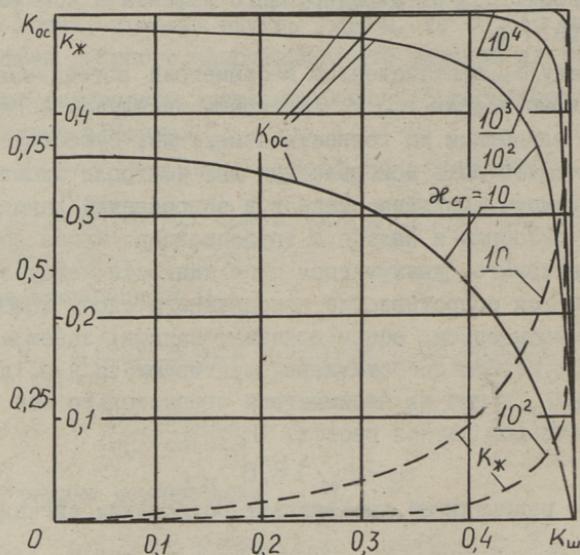
Из (I7) следует, что при $\varkappa \neq 0$ несимметрия шунтирующих сопротивлений влияет на точность измерения. На фиг. 2 приведены зависимости $K_{ос} = f(K_{ш})$ при различных \varkappa . С другой стороны, $K_{ж}$ может быть также выражен через $K_{ш}$, учитывая, что R_A и R_B (II], фиг. 4) содержат параллельные ветви сопротивлений движущейся жидкости и шунтирующих:

$$K_{ж} = \frac{\varkappa(0,25 - K_{а}^2)K_{ш} - (0,25 - K_{ш}^2)K_{а}}{\varkappa(0,25 - K_{а}^2) + (0,25 - K_{ш}^2)}, \quad (I8)$$

где $K_{а}$ - коэффициент несимметрии движущегося, активного слоя жидкости.

При измерении расхода чистой и однородной жидкости можно положить $K_{а} \approx 0$, тогда

$$K_{ж} \approx \frac{0,25 \varkappa K_{ш}}{0,25(\varkappa + 1) - K_{ш}^2}. \quad (I9)$$



Фиг. 2. Зависимость коэффициента ослабления сигнала $K_{ос}$ и $K_{ж}$ от коэффициента несимметрии $K_{ш}$ шунтирующих сопротивлений.

Зависимости $K_{ж} = f(K_{ш})$ приведены на фиг. 2 пунктиром. Из (19) следует, что $K_{ж}$, определение которого принципиально возможно (см. [1], с. 50), может служить показателем состояния трубы МГДПР, а по его изменениям во времени можно судить о степени загрязнения трубы, определять необходимость профилактических ремонтов и осмотров.

Практические рекомендации:

1. При первоначальной настройке остаточного сигнала МГДПР промышленной частоты определять отдельно его синфазную и квадратурную составляющие.

2. Для экспериментального определения оптимального размещения петли, измерительных проводов и магнитной системы относительно трубы компенсацию остаточного сигнала головных образцов серии и выборочных образцов МГДПР данного типоразмера производить при $K_{по} = 0$, т.е. при установке движка потенциометра петли точно в середину, добиваясь при этом взаимным перемещением упомянутых деталей минимального значения $U_{из}$. Точную доводку остаточного сигнала

да до значения $U_{u_3} = 0$ произвести затем потенциометром петли, определив при этом K_{n0} и E_N , значения которых заносить в паспорт прибора для последующего использования в эксплуатации и контроля эксплуатационного износа.

3. Внедрить в практику эксплуатации периодический контроль U_{u_3} в режиме $K_n = 0$ и значения K_{n0} в режиме $U_{u_3} = 0$ и сравнение этих данных с паспортными.

4. Путем статистической обработки эксплуатационных и экспериментальных данных установить связь между величинами предельно допустимых отклонений U_{u_3} в режиме $K_n = 0$ и K_{n0} от первоначальных и факторами эксплуатационного износа (загрязнения электродов, выпадение осадков, сопротивление изоляции электродов и т.п.).

Л и т е р а т у р а

1. Ме ж б у р д В.И. Трансформаторный эффект в МГД-измерительных преобразователях расхода (МГДПР), часть I. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1981, № 520, с. 43-52.

2. П л а к к П.М. Модель электрического двойного слоя. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, серия А, 1970, № 288, с. 33-44.

3. W u a f f D.G. Baseline errors in caff electromagnetic flowmeters. - Med. and Biol. Engng., 1966, vol. 4, p. 17-45.

4. К н ы в А.Н., Л и л л и к П.П., Ме ж б у р д В.И., С о о с а а р А.В. Влияние металлической трубы на характеристики МГД-расходомера для электролитов. - В кн.: Сб. материалов к УП Таллинскому совещанию по электромагнитным расходомерам и электротехнике жидких проводников. Таллин, 1976, вып. I с. 47-56.

Der transformatorische Effekt
in den MHD-Messumformern
(Teil II)

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wird der transformatorische Effekt und seine Einwirkung auf die Messgenauigkeit behandelt. Es wird festgestellt, dass zwei Hauptursachen, die zu Messfehlern und ihrer Unstabilität durch Einwirkung des transformatorischen Effekts führen - die Kapazität der doppelten elektrischen Schicht an Elektrodenoberfläche und die elektromagnetische Schirmung des Metallrohres sind. Es werden einige praktische Massnahmen vorgeschlagen um die Messfehler zu vermindern.

И.И. Теллинен, А.Т. Пооль,
Я.Я. Ярвик

КОМПЕНСАЦИЯ ВЫСШИХ ГАРМОНИК ТОКА НАСЫЩАЮЩЕГОСЯ РЕАКТОРА

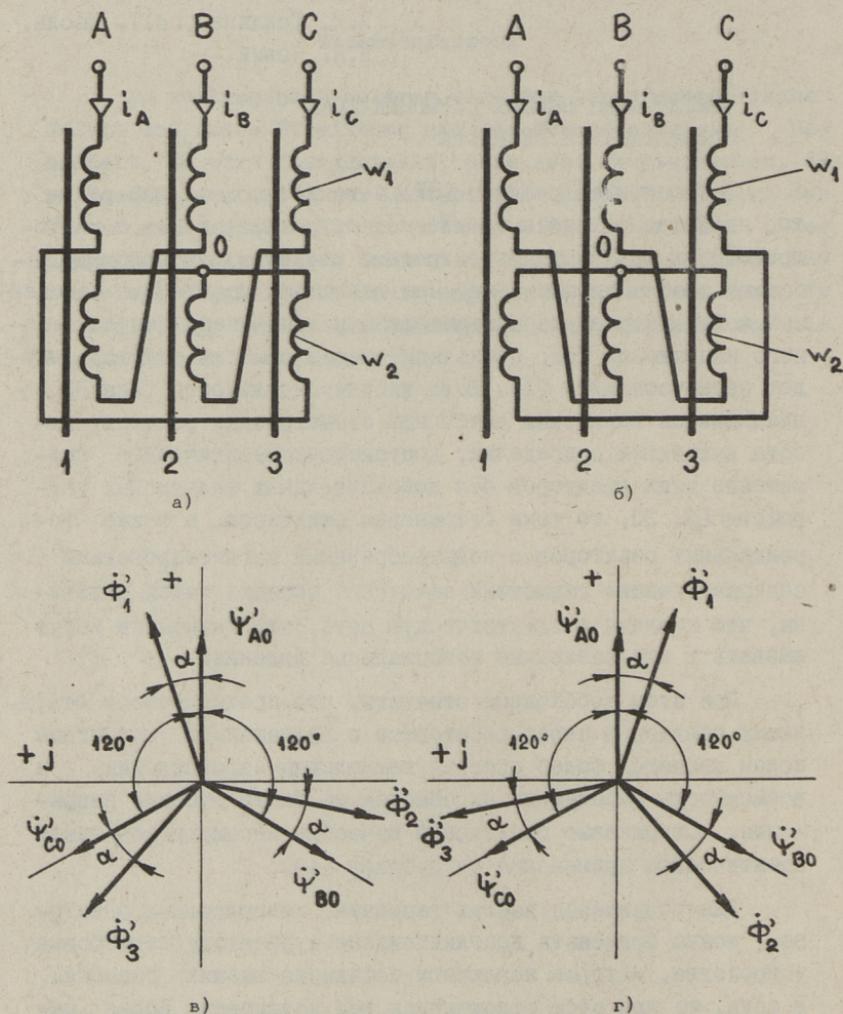
Насыщающийся реактор (НР), а также управляемый реактор являются нелинейными элементами цепи, так как магнитопроводы их при номинальном режиме реактора, как правило, работают в области насыщения. При включении реактора с нелинейной вольтамперной характеристикой к генератору синусоидального напряжения ток, проходящий через обмотки реактора, будет несинусоидален [1]. Если несинусоидальность тока НР с вращающимся магнитным полем при симметричных режимах работы находится в пределах, допускающих практическое применение этих реакторов без дополнительных фильтровых устройств [2, 3], то токи стержневых реакторов, а также тороидальных реакторов с кольцеобразными магнитопроводами содержат высшие гармоники нечетного порядка такой величины, что попадая в электрическую сеть, эти гармоники могут вызвать в ней различные ненормальные явления.

При этом необходимо отметить, что преимуществом стержневых реакторов перед реакторами с вращающимся магнитным полем является более простая технология изготовления и возможность выполнения их обмоток на более высокие напряжения. Стержневые реакторы в качестве насыщающихся нашли практическое применение за рубежом [4].

Для подавления высших гармоник, генерируемых реактором, можно применять дополнительные к реактору фильтровые устройства, которые исключают попадание высших гармоник в сеть, но при этом усложняется вся установка. Более целесообразным является создание реакторов, не генерирующих высших гармоник или генерирующих их на незначительном уровне (коэффициент гармоник тока менее 5%). Это может

быть достигнуто соответствующими конструкциями магнитопроводов и соединениями обмоток.

Трехфазная группа обмоток, расположенная на трех отдельных замкнутых стержнях или на трех стержнях симмет-



Фиг. 1. Схемы соединения трехфазных обмоток в зигзаг (а, б) и векторные диаграммы первых гармоник магнитных потоков (в, г).

ричного магнитопровода стержневого реактора, а также на трех отдельных кольцах магнитопровода тороидального реактора, может быть соединена в зигзаг звезда-звезда, как показано на фиг. I, а, в. Изменением относительного числа витков первой секции обмотки $\alpha = \frac{w_1}{w}$, где $w = w_1 + w_2$ мы можем изменять угол α сдвига первой гармоники магнитного потока Φ' относительно потокосцепления фазы реактора Ψ' (фиг. I, б, г). Сдвиг первой гармоники магнитного потока стержня (кольца) на угол α по фазе вызывает сдвиг фаз токов высших гармоник на разные величины фазовых углов, как видно из разложения фазных токов на гармонические ряды:

$$i_A = I_{1m} \cos \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(6n \mp 1)m} \cos [(6n \mp 1) \omega t + 6n\alpha];$$

$$i_B = I_{1m} \cos (\omega t - 120^\circ) + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(6n \mp 1)m} \cos [(6n \mp 1)(\omega t - 120^\circ) + 6n\alpha]; \quad (I)$$

$$i_C = I_{1m} \cos (\omega t + 120^\circ) + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(6n \mp 1)m} \cos [(6n \mp 1)(\omega t + 120^\circ) + 6n\alpha].$$

При схеме соединения обмоток по фиг. I, а сдвиг фазы на угол α осуществляется в положительную (левую) сторону (фиг. I, б). Сдвиг магнитного потока на угол α в обратную (правую) сторону (фиг. I, г) можно осуществить, соединив трехфазную группу обмоток по схеме, показанной на фиг. I, в.

Фазные токи для этой схемы описываются выражениями, аналогичными (I), только угол α при этом отрицательный.

$$i_A = I_{1m} \cos \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(6n \mp 1)m} \cos [(6n \mp 1) \omega t - 6n\alpha];$$

$$i_B = I_{1m} \cos (\omega t - 120^\circ) + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(6n \mp 1)m} \cos [(6n \mp 1)(\omega t - 120^\circ) - 6n\alpha]; \quad (2)$$

$$i_C = I_{1m} \cos (\omega t + 120^\circ) + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(6n \mp 1)m} \cos [(6n \mp 1)(\omega t + 120^\circ) - 6n\alpha].$$

Схемами, позволяющими осуществить компенсацию высших гармоник тока, являются как последовательное, так и параллельное включение вышепоказанных зигзагообразно со-

единенных трехфазных групп обмоток. В частности, при параллельном включении групп высшие гармоники тока одинаковой частоты, которые сдвинуты относительно друг друга в противофазы, могут быть взаимно компенсированы и в сеть не попадут. О дополнительных условиях, обеспечивающих полную компенсацию этих гармоник, будет сказано ниже, но если все условия выполнены и углы α для обеих групп подобраны соответствующие, то при параллельном включении двух трехстержневых групп вся шестистержневая схема будет потреблять из сети ток, который в фазе А описывается суммой гармоник [5]

$$i_A = I_{1m} \cos \omega t + I_{11m} \cos 11 \omega t + I_{13m} \cos 13 \omega t + \\ + I_{23m} \cos 23 \omega t + I_{25m} \cos 25 \omega t + \dots, \quad (3)$$

т.е. кривая мгновенных значений этого тока содержит, кроме первой, только гармоники порядка $12n \pm 1$, $n = 1, 2, 3, \dots$

Все вышеуказанное и излагаемое в дальнейшем насчет "трехстержневых групп", т.е. трехфазных групп обмоток, расположенных на трех отдельных замкнутых стержнях или на трех стержнях симметричного магнитопровода НР стержневого типа, относится и к трехфазным группам обмоток, расположенным на отдельных кольцах магнитопровода тороидального реактора, для которого принцип взаимной компенсации высших гармоник тока и методика расчета обмоток аналогичны приведенным здесь.

Параллельное включение трех трехстержневых групп обмоток, соединенных в зигзаг создает условия для взаимной компенсации всех высших гармоник за исключением тех, которые имеют порядок $18n \pm 1$, $n = 1, 2, 3, \dots$. Такая девятистержневая схема будет потреблять из сети ток, который в фазе А описывается суммой гармоник

$$i_A = I_{1m} \cos \omega t + I_{17m} \cos 17 \omega t + I_{19m} \cos 19 \omega t + \\ + I_{35m} \cos 35 \omega t + I_{37m} \cos 37 \omega t + \dots \quad (4)$$

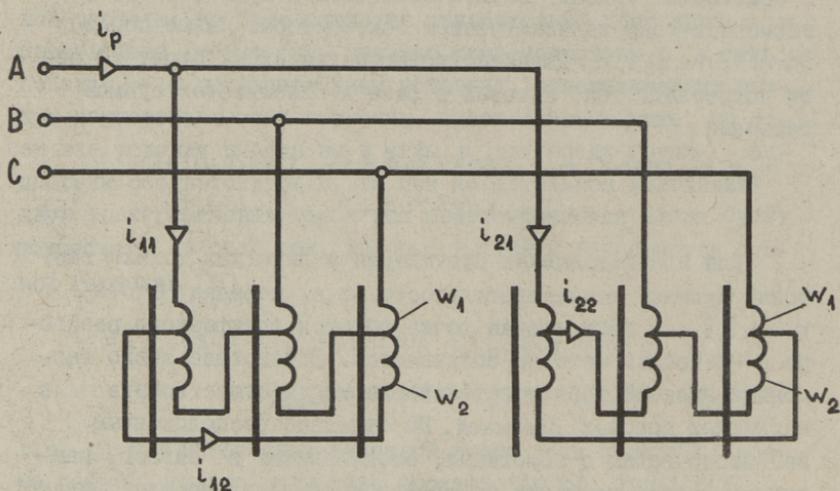
В сети такая схема высших гармоник практически не должна генерировать, так как уровень гармоник выше двенадцати незначителен.

Параллельное включение четырех трехстержневых групп с обмотками зигзаг позволяет свести к нулю все высшие гармоники тока за исключением тех, которые имеют порядок $24n \mp 1$, $n=1,2,3,\dots$. Двенадцатистержневая схема будет из сети потреблять ток, который в фазе А описывается суммой гармоник

$$i_A = I_{1m} \cos \omega t + I_{23m} \cos 23 \omega t + I_{25m} \cos 25 \omega t + \\ + I_{47m} \cos 47 \omega t + I_{49m} \cos 49 \omega t + \dots \quad (5)$$

Для предотвращения протекания в линейных токах гармоник нулевой последовательности, т.е. порядка $6n-3$, $n=1,2,3,\dots$, нейтральная точка обмоток трехфазного реактора с нейтралью сети не соединяется. Вследствие этого гармоники нулевой последовательности могут существовать в магнитных потоках стержней. По отдельно расположенным магнитопроводам с обмотками, соединенными в зигзаг, магнитные потоки гармоник нулевой последовательности могут замыкаться и такой режим намагничивания обеспечивает отсутствие третьих гармоник в кривой намагничивающей силы [1]. В случае применения трехстержневого магнитопровода магнитные потоки гармоник нулевой последовательности в магнитопроводе замыкаться не могут и создается такой режим намагничивания, при котором эти гармоники присутствуют как в кривой магнитного потока, так и в кривой намагничивающей силы стержней. Магнитные потоки замыкаются по воздуху, конструктивным элементам и баку реактора, вызывая в последних потери от вихревых токов. Для предотвращения вышесказанных нежелательных явлений на многостержневом магнитопроводе следует располагать обмотку, по которой могут замыкаться токи третьих гармоник. Такой обмоткой может быть либо отдельно расположенная обмотка, соединенная треугольником при соединении рабочих обмоток реактора в звезду, а также т.н. треугольный зигзаг (фиг. 2), у которого часть обмотки соединена с треугольником, в котором могут протекать токи гармоник порядка $6n-3$, $n=1,2,3,\dots$, которые вследствие преобладания индуктивного сопротивления являются почти чисто индуктивными. Создаваемые этими токами магнитные потоки почти полностью компенсируют третьи

Гармоники фазных токов, что в свою очередь, обеспечивает отсутствие третьих гармоник в линейном токе.



Фиг. 2. Схема параллельного включения двух трехфазных групп обмоток, соединенных в треугольный зигзаг.

Выражения фазных токов i_A , i_B и i_C при соединении обмоток в треугольный зигзаг аналогичны выражениям фазных токов (1) и (2) при соединении обмоток в зигзаг. Исходя из этого, можно сказать, что все условия компенсации высших гармоник тока при параллельном включении трехстержневых групп, которые были рассмотрены для схемы зигзаг, действительны и при соединении обмоток в треугольный зигзаг. Отличие, как уже было сказано, заключается в том, что при соединении обмоток в треугольный зигзаг наличия отдельной обмотки, соединенной в треугольник, как в случае зигзага, не требуется.

Сдвиг магнитного потока на угол α в положительную (левую) сторону осуществляется соединением обмоток в треугольный зигзаг по схеме, показанной для левой из двух параллельно включенных трехстержневых групп на фиг. 2. Поворот вектора магнитного потока в обратную (правую) сторону обеспечивается схемой соединения обмоток правой трехстержневой группы.

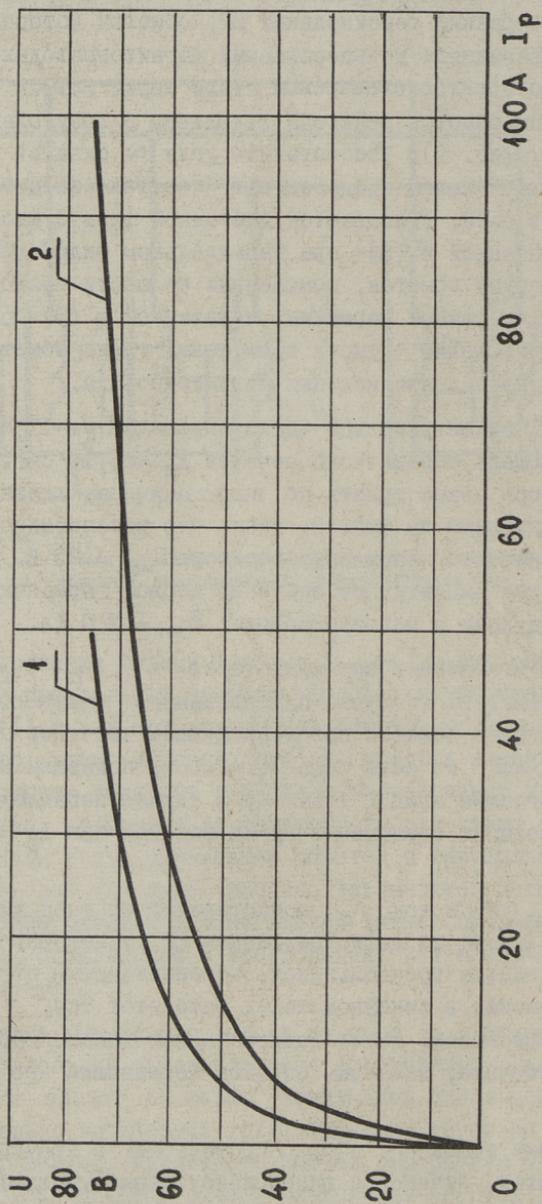
С целью исследования формы кривой тока, полученной в результате взаимной компенсации высших гармоник, был изготовлен трехфазный тороидальный НР, обмотки которого помещены на двенадцати кольцеобразных магнитопроводах, витых из ленты электротехнической стали марки 3413. Трехфазные группы обмоток реактора соединены в треугольный зигзаг (см. фиг. 2). Рассчитанные углы α сдвигов магнитных потоков колец предполагают, что ток, потребляемый реактором из сети, описывается для одной фазы суммой гармоник, показанной в (3) при параллельном включении двух трехфазных групп обмоток, помещенных на шести кольцах магнитопровода, и суммой гармоник, показанной в (5) при параллельном включении четырех трехфазных групп обмоток, помещенных на двенадцати кольцах магнитопровода.

Средний диаметр кольца магнитопровода $D_c = 17,5$ см, активная площадь поперечного сечения $A_c = 6,12$ см². О мощности реактора можно судить по вольтамперным характеристикам, показанным на фиг. 3, зная, что рассчитанное номинальное значение напряжения реактора $U_{ном} = 72$ В. При этом расчетное амплитудное значение первой гармоники магнитной индукции в магнитопровode $B_{1m} = 2,0$ Тл.

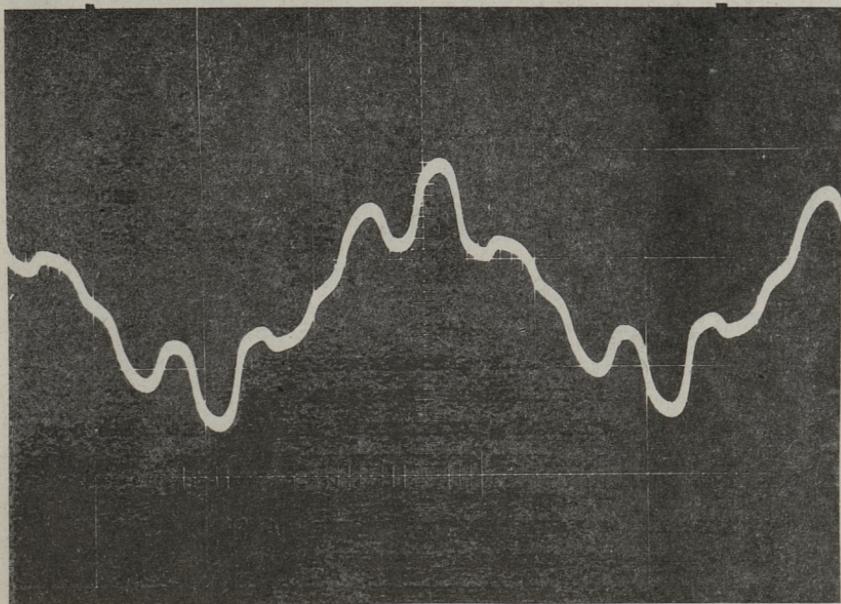
Кривые мгновенных значений токов i_{11} , i_{21} , i_{12} , i_{22} и i_p (см. фиг. 2) в случае параллельного включения двух трехфазных групп обмоток при действующем значении потребляемого реактором из сети тока $I_p = 40$ А, показаны на фиг. 4. Осциллограмма кривой тока i_p в случае параллельного включения четырех трехфазных групп обмоток при $I_p = 80$ А показана на фиг. 5.

Ток i_{11} , как и ток i_{21} , представляет из себя линейный ток, потребляемый из сети трехфазным НР, у которого часть обмотки соединена треугольником, обеспечивающим отсутствие третьих гармоник в линейном токе. Зато этот ток, наряду с первой гармоникой, может содержать все высшие гармоники нечетного порядка, заметным образом искажающим его синусоидальность.

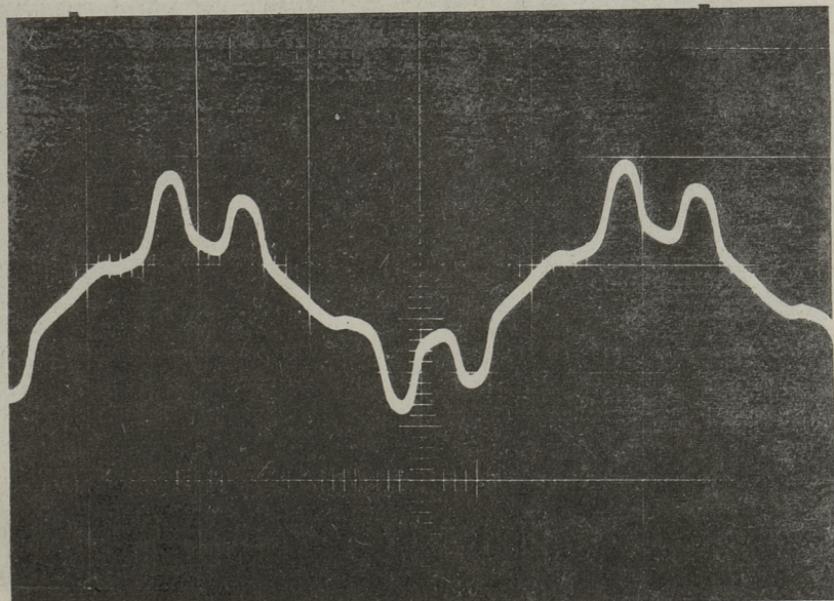
В кривых токов i_{12} и i_{22} , протекающих в треугольных частях обмоток, отчетливо видно присутствие третьей гармоники.



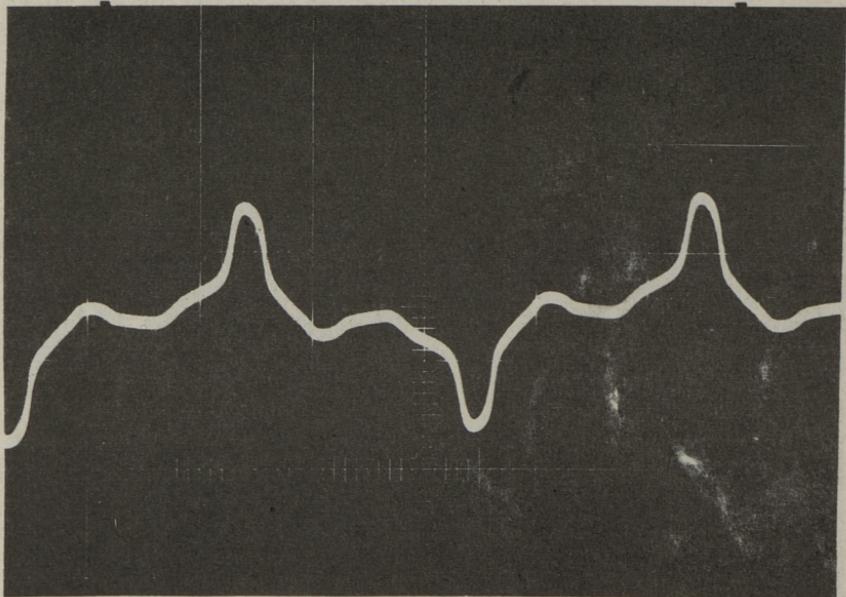
Фиг. 3. Вольтамперные характеристики испытываемого реактора при параллельном включении двух (1) и четырех (2) трехфазных групп обмоток.



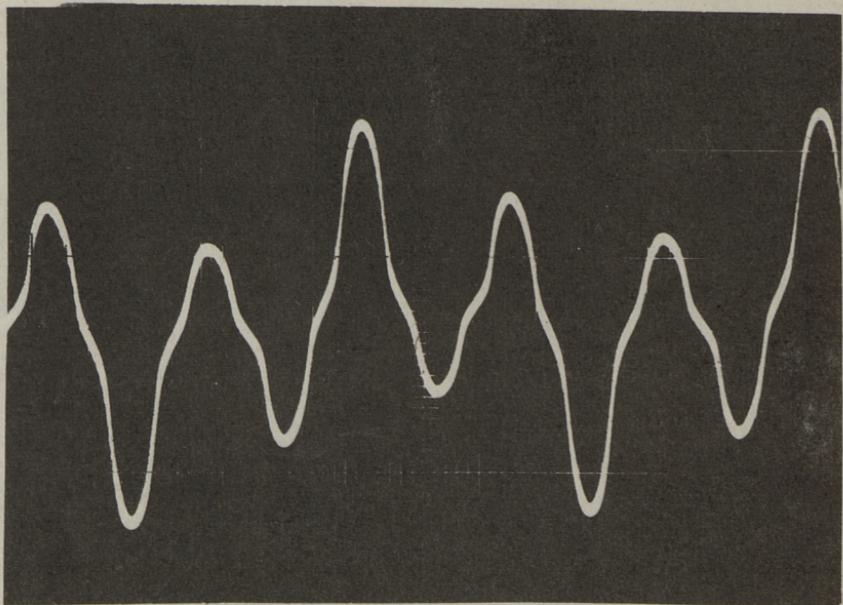
Фиг. 4 а. Кривая мгновенных значений тока реактора i_{11} при параллельном включении двух трехфазных групп.



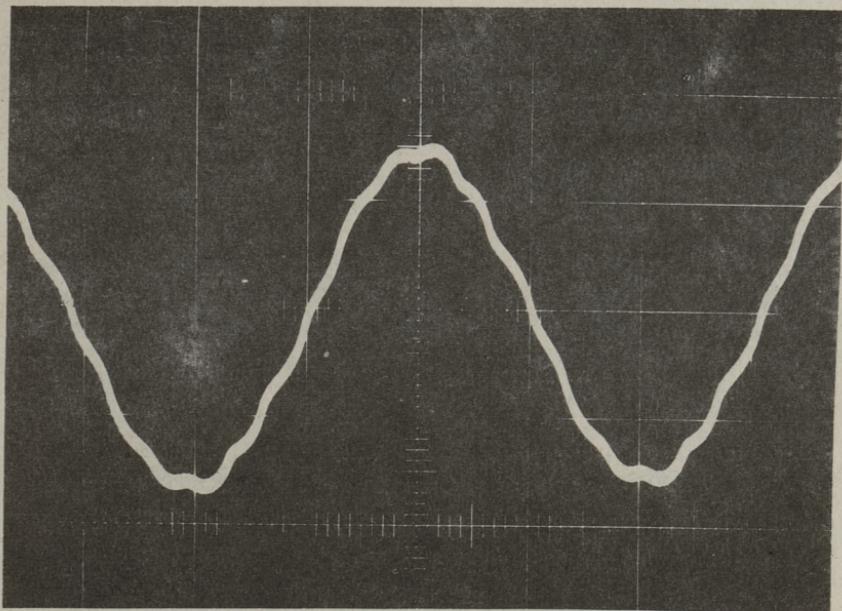
Фиг. 4 б. Кривая мгновенных значений тока реактора i_{21} при параллельном включении двух трехфазных групп.



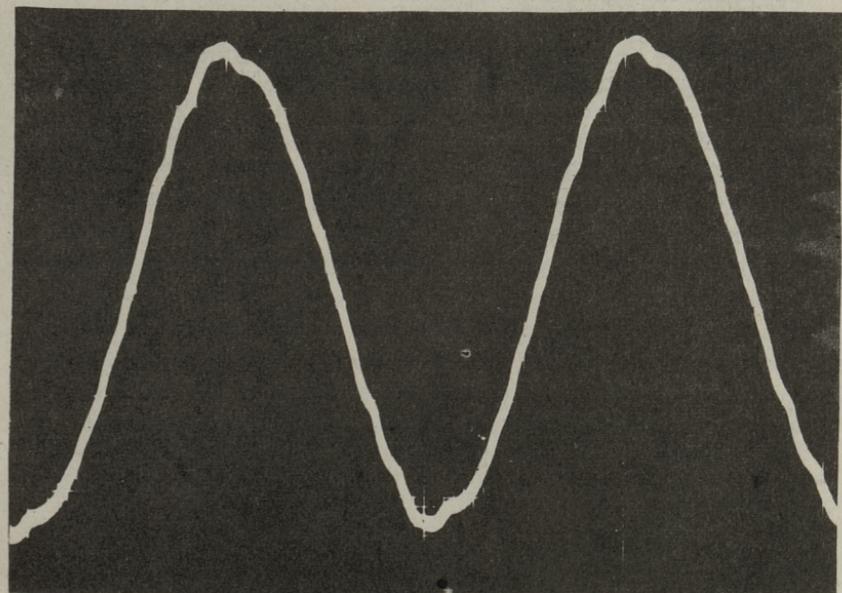
Фиг. 4 в. Кривая мгновенных значений тока реактора i_{12} при параллельном включении двух трехфазных групп.



Фиг. 4 г. Кривая мгновенных значений тока реактора i_{22} при параллельном включении двух трехфазных групп.



Фиг. 4 д. Кривая мгновенных значений тока реактора i_p при параллельном включении двух трехфазных групп.



Фиг. 5. Кривая мгновенных значений тока реактора i_p при параллельном включении четырех трехфазных групп.

Потребляемый реактором из сети ток i_p представляет из себя сумму токов параллельно включенных трехфазных групп обмоток, соединенных в треугольный зигзаг и обеспечивающих сдвиг высших гармоник порядка $6n \mp 1$, $n = 1, 2, 3, \dots$ суммируемых токов относительно друг друга. При этом могут попарно полностью компенсироваться только такие, генерируемые в группах высшие гармоники тока с одинаковыми частотами, которые имеют равные амплитуды и сдвинуты по фазе относительно друг друга на $(2n \mp 1) 180^\circ$, $n = 1, 2, 3, \dots$. Требуемые сдвиги фаз тех или иных гармоник тока относительно друг друга, как уже было сказано раньше, достигаются подбором соответствующих соотношений чисел ветков w_1 и w_2 частей зигзагообразных обмоток.

Для того, чтобы образующиеся одноименные гармоники токов отдельных групп обмоток имели равные амплитуды, токи групп должны быть равны по величине и формы их прямых или зеркальных кривых мгновенных значений должны совпадать. Предпосылками к выполнению этих требований служат одинаковые геометрические размеры всех стержней или колец магнитопровода и совпадение магнитных характеристик их материала. Амплитуды высших гармоник одинакового порядка будут при этом равны только в случае полного совпадения вольтамперных характеристик групп.

При параллельном включении двух трехфазных групп с обмотками, соединенными в треугольный зигзаг для компенсации высших гармоник тока реактора, разность между углами сдвигов магнитных потоков $\alpha_1 - \alpha_2 = 30^\circ$. Здесь целесообразно соединить обмотку одной трехфазной группы в левый зигзаг с $\alpha_1 = +15^\circ$, другой - в правый зигзаг с $\alpha_2 = -15^\circ$. Числа витков частей обмоток w_1 и w_2 одной группы будут при этом равны соответствующим числам витков обмоток другой группы. Это обозначает, что конструкция и технология изготовления обмоток обеих групп могут быть одинаковы. Различаются только соединения выводов. Одинаковая конструкция обеспечивает одинаковые активные и реактивные сопротивления обмоток, что необходимо для достижения равенства вольтамперных характеристик обеих групп.

Кроме того, неравенства как активных, так и реактивных сопротивлений параллельно включенных групп обмоток

могут вызвать сдвиг фазы между первыми гармониками токов групп и нарушение рассчитанного сдвига фаз между высшими гармониками одинакового порядка, принадлежащим компенсации. Следствием первого является уменьшение тока реактора по сравнению с расчетным, второго - неполная компенсация высших гармоник.

При параллельном включении четырех трехфазных групп с обмотками, соединенными в треугольный зигзаг, разность между углами сдвигов магнитных потоков должна быть 15° . Здесь обмотки двух трехфазных групп могут быть соединены в левый зигзаг с $\alpha_1 = +22,5^{\circ}$ и $\alpha_2 = +7,5^{\circ}$, двух - в правый зигзаг с $\alpha_3 = -22,5^{\circ}$ и $\alpha_4 = -7,5^{\circ}$. Одинаковые числа витков при этом будут иметь первая с третьей и вторая с четвертой группы обмоток. Равенства активных сопротивлений и особенно реактивных сопротивлений рассеяния всех параллельно включаемых обмоток при необходимости могут быть достигнуты конструктивными приемами.

В рассматриваемом случае (см. фиг. 4, д и фиг. 5) синусоидальность кривой мгновенных значений тока i_p ухудшают неполное совпадение магнитных характеристик материала отдельных колец магнитопровода и неравенство активных и реактивных сопротивлений рассеяния групп обмоток, имеющих $\alpha_{1,3} = \pm 22,5^{\circ}$ и $\alpha_{2,4} = \pm 7,5^{\circ}$. Сравнение форм кривых мгновенных значений токов i_{11} и i_{21} на фиг. 4, а и б показывает их неодинаковый гармонический состав, вызванный разностью кривых намагничивания материала отдельных колец магнитопровода. Предполагается также различие в амплитудах компенсируемых гармоник, так как вольтамперные характеристики групп обмоток с $\alpha_{1,3}$ и $\alpha_{2,4}$ не совпадают. Токи групп при параллельном их включении отличаются друг от друга до 10 %.

Форма кривой тока i_p может быть улучшена подбором материала с одинаковыми магнитными характеристиками для всех стержней или колец магнитопровода реактора. Конструктивными приемами могут быть выровнены реактивные сопротивления рассеяния параллельно включаемых групп обмоток с неодинаковыми числами витков, имея в виду, что при росте мощности реактора соотношение реактивного сопротивления

рассеяния χ_s и активного сопротивления r реактора $\frac{\chi_s}{r}$ увеличивается, а расхождение величин реактивных сопротивлений, вызванное неравенством чисел витков отдельных групп обмоток, уменьшается.

Учитывая вышеуказанное и сравнивая между собой кривые мгновенных значений токов i_{11} , i_{12} и i_p на фиг. 4 и 5 мы можем сказать, что применение фазовых сдвигов магнитных потоков в стержнях или кольцах магнитопроводов трехфазных реакторов является эффективным способом подавления высших гармоник нечетного порядка и позволяет избавиться от громоздких фильтрокомпенсирующих устройств тока. Важно отметить, что условия компенсации практически не зависят от режима работы реактора (холостой ход, номинальная нагрузка, либо промежуточный режим) и они действительно как для насыщающихся, так и для управляемых реакторов.

Л и т е р а т у р а

1. Т е л л и н е н И.И., Я р в и к Я.Я. Разработка управляемого реактора с пространственным симметричным стержневым магнитопроводом. Отчет НИР № 9-25/157 (рукопись). Таллин, ТПИ, 1978. 167 с. с ил.

2. О р л о в В.С., Я р в и к Я.Я. Резонансный ограничитель тока короткого замыкания на базе насыщающегося реактора с вращающимся магнитным полем. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1977, № 415, с. 23-38.

3. О р л о в В.С., Я р в и к Я.Я. Статический компенсатор реактивной мощности с регулирующим звеном на базе сдвоенного и насыщающегося реакторов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1977, № 415, с. 39-51.

4. T h a n a w a l a H.L., Y o u n g D.J. Saturated reactors. Some recent applications in power systems. - Energy International, 1970, November, v. 7.

5. F r i e d l a n d e r E., Y o u n g D.J. A.C. saturated reactors for power system stability. - Electrical Review, 1965, 15 January, p. 88-91.

I. Tellinen, A. Pool, J. Järvi

Compensation of Higher Harmonics for
Current of the Saturated Reactor

Summary

In this paper the principles of compensation of the odd higher harmonics for load current of the saturated reactor are presented. The experimental parameters of the three-phase saturated reactor and the oscillograms of its load current, when the groupings of zigzag-connected windings have been joined in parallel, are given.

ПОРОШКОВЫЙ МАГНИТОМЯГКИЙ КОМПОЗИЦИОННЫЙ
МАТЕРИАЛ В ПЕРЕМЕННОМ МАГНИТНОМ ПОЛЕ

Разные изделия, изготовленные из порошкового магнитомягкого материала, работают в переменных магнитных полях с частотой в десятки, сотни и тысячи герц.

В связи с этим важной актуальной задачей является определение глубины проникновения переменного магнитного поля в порошковый магнитомягкий материал.

Известно, что свойства ферромагнитных тел в переменных магнитных полях могут отличаться от свойств этих тел в постоянных магнитных полях. Это связано со следующим:

1. Изменяющееся со временем магнитное поле обуславливает возникновение э.д.с. индукции. Последняя же вызывает появление вихревых токов. Вихревые токи в соответствии с принципом Ленца создают магнитное поле, направленное навстречу внешнему магнитному полю. В результате этого ослабляется магнитное поле в теле сплошного ферромагнетика, наиболее сильным оно будет в поверхностном слое, постепенно ослабляясь по мере движения вглубь. С ростом частоты переменного магнитного поля уменьшается толщина промагничиваемого поверхностного слоя [2].

2. При воздействии на ферромагнетик переменного магнитного поля происходит изменяющееся во времени смещение границ между доменами и вращение вектора намагниченности доменов. Все это обуславливает появление микроскопических вихревых токов.

3. Возможно возникновение магнитной вязкости, которая заключается в том, что величина магнитной индукции в ферромагнетике устанавливается не сразу, а лишь спустя некоторое время после установления величины напряженности магнитного поля.

В результате действия указанных факторов при изменении частоты внешнего магнитного поля меняется соотношение между магнитной индукцией и напряженностью магнитного поля в теле ферромагнетика. Таким образом, магнитная проницаемость зависит от частоты переменного магнитного поля. Согласно исследованиям В.К. Аркадьева [1], при частоте внешнего переменного магнитного поля $10^8 - 10^{10}$ Гц ферромагнетик еще сохраняет ферромагнитные свойства.

Для изделий из порошковых магнитомягких материалов номинальным режимом является работа в сильных магнитных полях (примерно до $H = 5000$ А/м). Поэтому, в первую очередь, следует учитывать вихревые токи, которые оказывают основное влияние на изменение величины магнитной проницаемости. В связи с этим рассмотрим вопрос о критической частоте, под которой понимается та предельная частота изменения внешнего магнитного поля, начиная с которой происходит резкое снижение магнитной проницаемости. Критическая частота — это такая частота, выше которой магнитное поле не успевает полностью проникнуть вглубь ферромагнетика.

У ферромагнитного тела, помещенного во внешнее переменное магнитное поле, магнитная индукция B не будет распределяться равномерно по сечению тела: в средней части тела она будет наименьшей, а на поверхности тела — наибольшей. Поэтому значение величины магнитной проницаемости μ будет по сечению тела различным. Таким образом, величина μ будет функцией координат и времени.

В связи с этим затрудняется общее решение задачи о намагничивании ферромагнитного тела в переменном во времени внешнем магнитном поле. Такое решение было выполнено для случая $\mu = \text{const}$, а также для случая $B = \text{const}$ по всему сечению ферромагнитного тела при изменении напряженности внешнего магнитного поля по синусоидальному закону

$$H = H_m \sin \omega t,$$

где ω — круговая частота изменения H ;

H_m — амплитудное значение внешнего магнитного поля.

Для случая $\mu = \text{const}$ формула для критической частоты была получена Вольманом:

$$f_{\text{кр}} = \frac{1}{\pi^2 \Delta^2 \mu_a \sigma_m}, \quad (I)$$

где Δ - толщина промагничиваемого слоя ферромагнитного тела в сантиметрах;

μ_a - начальная относительная магнитная проницаемость;

σ_m - проводимость стали в системе единиц СГСМ;

$\sigma_m = (7 - 10) \cdot 10^{-5}$ 1/ом·см.

Формула Вольмана справедлива для слабых магнитных полей - для начального участка кривой намагничивания, для которого можно принять $\mu = \mu_a = \text{const}$.

Из формулы (I) можно найти глубину Δ проникновения магнитного поля в ферромагнетик при заданной частоте f изменения напряженности магнитного поля

$$\Delta = \frac{1}{\pi \sqrt{f \cdot \sigma_m \cdot \mu_a}}. \quad (2)$$

Для случая $B = \text{const}$ формула для критической частоты была получена В.К. Аркадьевым:

$$f_{\text{кр}} = \frac{H_g}{\pi^2 \Delta^2 B_m \sigma_m}, \quad (3)$$

где B_m - максимальное значение магнитной индукции в теле;

H_g - амплитуда действующего значения напряженности магнитного поля в теле ферромагнетика (с учетом формы тела);

σ_m - электропроводность стали в системе СГСМ;

Δ - эквивалентная глубина проникновения в сантиметрах.

Под эквивалентной глубиной проникновения по В.К. Аркадьеву следует понимать такую толщину слоя ферромагнитного тела, которая при $B = \text{const}$ и при величине B , равной величине B на поверхности тела, оказывает такое же действие, как и действие фактического слоя с убывающим значением B по мере движения вглубь тела. Значит, эквивалентная глубина проникновения меньше фактической.

При выводе формулы (3) принято, что напряженность внешнего магнитного поля H изменяется по синусоидальному закону.

Формула В.К. Аркадьева справедлива для сильных магнитных полей, в которых достигается насыщение. В этом слу-

чае будет иметь место $B = \text{const}$ по всей толщине эквивалентной глубины проникновения. $B_m/H_g = \mu_g$ — действующее значение относительной магнитной проницаемости в теле. Величина μ_g зависит и от формы ферромагнитного тела. Значение μ_g всегда меньше, чем значение μ для данного ферромагнитного вещества.

Выражение (3) можно переписать в виде

$$f_{\text{кр}} = \frac{1}{\pi^2 \Delta^2 \mu_g \sigma_m}, \quad (4)$$

которое напоминает формулы Вольмана (I), но Δ будет здесь меньше, а отношение μ_g/μ_a зависит от величины H .

Профессор А.П. Латышев решал задачу для случая $\mu \neq \text{const}$ и $B = \text{const}$, в результате чего получил следующие две формулы для $f_{\text{кр}}$:

$$f_{\text{кр}} = \frac{g}{4\pi^2 \sigma_m \mu \Delta^2}, \quad (5)$$

$$f_{\text{кр}} = \frac{1,08 H_m B_m}{\pi^2 \sigma_m B_2^2 \Delta^2}. \quad (6)$$

Формулы (6) и (5) получены для случая, когда внешнее магнитное поле H изменяется по синусоидальному закону — $H = H_m \sin \omega t$.

Формула (5) справедлива для случая $H \leq H_c$, где H_c — коэрцитивная сила. Так как при намагничивании по основной кривой максимальное значение μ имеет место при $H_g \approx 1,35 H_c$, где H_g действующее поле внутри ферромагнитного тела ($H_g < H$), то в формуле (5) значение μ должно быть от μ_a до $\mu_{a \max}$, в формуле (6) значение μ меньше, чем $\mu_{a \max}$. В формуле (6) B_2 — остаточная магнитная индукция при B_m . Обычно

$B_2/B_m \approx 0,1$. Согласно формуле (6) значение $f_{\text{кр}}$ при больших полях растет:

$$f_{\text{кр}} = \frac{1,08}{\pi^2 \sigma_m \cdot 0,1 \frac{B_m \Delta^2}{H_m}} = \frac{1,08}{\pi^2 \sigma_m \cdot 0,1 \mu \cdot \Delta^2}. \quad (7)$$

Значения $f_{\text{кр}}$, определяемые по формулам (3, 4, 5), существенно не различаются. Если определять Δ по заданной $f_{\text{кр}}$, то наибольшее значение Δ_{\max} получится из формулы (7).

В связи с этим рассмотрим наименее благоприятный случай — рассчитаем величину Δ по формуле (2). Данные расчетов приведены в таблице I. При расчетах принято $f = 400$, 1000 и 10000 Гц. Значения μ_a приняты от 100 до 10000, что позволяет охватить все диапазоны намагничивания ферромагне-

тика от основной кривой намагничивания до кривой безгистерезисного намагничивания.

Т а б л и ц а I

Глубина проникновения переменного магнитного поля в ферромагнетик

f Гц	μ_a	Δ мм
10000	100	0,30
10000	250	0,20
10000	500	0,15
10000	1000	0,10
10000	5000	0,05
10000	10000	0,03
1000	100	1,0
1000	500	0,45
1000	5000	0,14
400	100	1,6
400	500	0,7
400	5000	0,2

Анализ данных, приведенных в таблице I, свидетельствует о том, что даже в самом неблагоприятном случае, при толщине ферромагнитного элемента магнитомягкого порошкового материала в $0,06 \cdot 10^{-3}$ м обеспечивается полное его промагничивание. По формуле А.П. Латышева получим еще большее значение Δ .

Далее еще выяснится, что для магнитопроводов, предназначенных для работы в переменных магнитных полях, при более низких частотах толщина ферромагнитного элемента, при полном его промагничивании, может быть большой. Итак, следует учитывать рабочие частоты при выборе порошков для изготовления магнитопроводов.

Как известно [3], при статическом внешнем магнитном поле H наиболее целесообразной для ферромагнитных частиц порошкового магнитомягкого композиционного материала является форма сжатого сфероида (чешуек) при возможно большем отношении большой полуоси к малой. Рост отношения полуосей приводит к уменьшению толщины чешуек. Следовательно, для переменного во времени внешнего магнитного поля максимальное промагничивание ферромагнитных частиц будет иметь место в следующем случае:

а) при форме ферромагнитных частиц магнитомягкого композиционного материала в виде чешуек,

б) при расположении большой полусоси чешуек параллельно вектору напряженности внешнего магнитного поля.

Таким образом, чешуйчатая форма ферромагнитных частиц порошкового магнитомягкого композиционного материала является оптимальной как для случая постоянного, так и для случая переменного во времени внешнего магнитного поля.

Л и т е р а т у р а

1. А р к а д ь е в В.К. Электромагнитные процессы в металлах, часть II, ОНТИ, 1934.

2. Н е й м а н Л.Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. Госэлектроиздат, 1949.

3. Л а а н с о о А.А., Р и т с о А.Э., Р о н и н - с о н А.Д., С и й м а р Р.А. Влияние формы ферромагнитных частиц на магнитные свойства магнитодиэлектриков. - Порошковая металлургия, 1980, № II, с. 57-62.

L.-H. Varik, A. Roninson

The Magnetosoft Composition Powder Material in the Alternating Magnetic Field

Summary

In this paper the penetration depth of alternating magnetic field in the magnetosoft composition material has been considered.

УДК 621.314.323

Т.Х. Виннал, И.Х. Тынури,
Я.Я. ЯрвикТРАНСФОРМАТОР РПН С ОБСЛУЖИВАЮЩИМ ТИРИСТОРНЫМ
ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕМ ОТВЕТВЛЕНИЙ

Введение. Рост энергопотребления и энерговооруженности производства вызывает непрерывное повышение требований к качеству электроэнергии и надежности электроснабжения при возможно меньших затратах. В связи с этим непрерывно повышается потребность в средствах регулирования напряжения, в частности, в регулируемых под нагрузкой (РПН) трансформаторах. Наиболее часто применяются трансформаторы со ступенчатым регулированием напряжения под нагрузкой. Повышение надежности регулирования трансформаторов является чрезвычайно важной задачей.

В настоящее время для регулирования напряжения используются:

- трансформаторы, регулируемые без нагрузки;
- трансформаторы РПН с контактными переключателями;
- трансформаторы РПН с бесконтактными переключателями.

Переключение отводов трансформатора без нагрузки возможно только редко (сезонно), и следовательно, не является методом регулирования суточных отклонений напряжения.

Трансформаторы с контактными переключателями ответвлений имеют ряд недостатков, из которых важнейшими являются:

- сложная конструкция, высокая стоимость;
- большие габаритные размеры;
- недостаточная надежность;
- затрудненные условия ремонта;
- наличие токоограничивающих элементов.

Недостатками известных бесконтактных переключателей являются: сложность конструкции из-за большого числа бесконтактных переключателей; большие габаритные размеры; на-

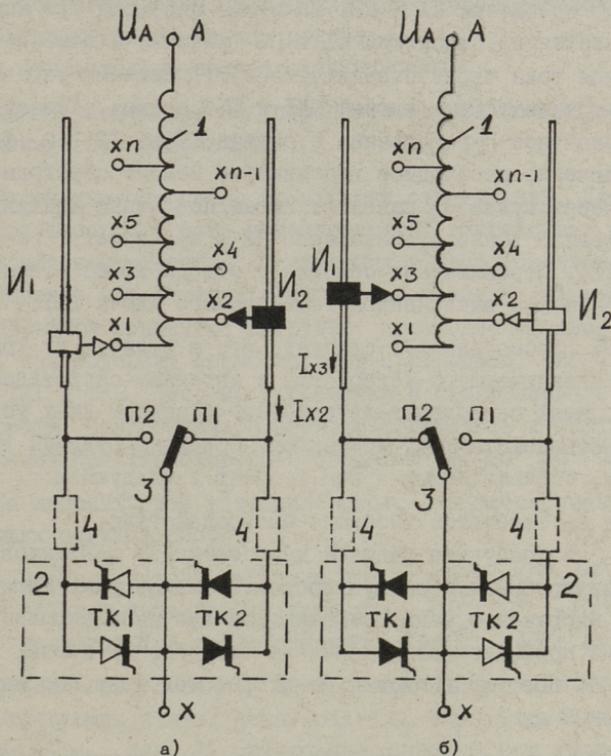
личие потерь в тиристорах, что вызывает необходимость интенсивного охлаждения тиристорных устройств и затрудняет изготовление регуляторов на большие мощности. Поэтому целью данной работы является разработка переключателя ответвления повышенной надежности, в котором используются положительные свойства бесконтактных (быстродействие, возможность бестоковой коммутации в нужный момент времени) и контактных (практическое отсутствие потерь) коммутационных элементов и системы автоматического управления. Необходимо также выполнить проверку работоспособности такого устройства и его системы управления в лабораторных условиях и оценить экономическую целесообразность применения подобных устройств в народном хозяйстве.

Переключающее устройство с обслуживаемым тиристорным переключателем предложено в [1]. Поскольку в нем переключение всех отводов осуществляет подряд один и тот же тиристорный переключатель, то назовем его переключающим устройством с обслуживаемым тиристорным переключателем.

Согласно фиг. 1 он содержит механический и бесконтактный переключатели, которые состоят из избирателя, шунтирующего переключателя 3 и тиристорного переключателя 2 и блока управления, который на фиг. 1 не приведен. Устройство для переключения ответвлений трансформатора содержит избиратель, состоящий из двух частей И1 и И2 с входными контактами и выходными зажимами, причем входной контакт левой части избирателя И1 предусмотрен для присоединения нечетных ответвлений обмотки трансформатора, а входной контакт правой части избирателя И2 — для присоединения четных ответвлений. Выходные зажимы И1 и И2 соединены входными зажимами бесконтактного переключателя 2 и шунтирующего его переключателя (выключателей) 3. В плечах тиристорных переключателей могут быть применены токоограничивающие сопротивления 4. Однако от этих сопротивлений возможно отказаться путем совершенствования системы управления и защиты переключающего устройства.

Все коммутации ответвлений выполняет бесконтактный переключатель 2, содержащий два тиристорных ключа ТК1 и ТК2. Избиратели И1 и И2 подготавливают в бестоковом состоянии нужные ответвления для переключения, а шунтирующий переключатель 3 шунтирует или расшунтирует токопроводящее плечо

чо тиристорного переключателя 2. Шунтирующий переключатель может быть выполнен на базе одного переключателя, имеющего два фиксированных положения (фиг. 1) или двух выключателей.



Фиг. 1. Трансформатор РПН с обслуживающим тиристорным переключателем ответвлений.

Процесс переключения:

- а) работает контакт x_2 , тиристоры ТК2 и переключатель 3;
- б) работает контакт x_3 , тиристоры ТК1 и переключатель 3.

Переключение ответвлений происходит в следующей последовательности. Пусть в исходном состоянии (см. фиг. 1, а) подвижный контакт избирателя И1 находится в положении XI, а у избирателя И2 в положении X2 и переключатель 3 в положении III. Тиристорные ключи ТК1 и ТК2 выключены. Ток проходит через зажим А обмотки, далее по обмотке I, контакту X2, по шунтирующему переключателю 3 в конец обмотки X. Для перехода от ответвления X2 на работу от ответвления X3

сперва избиратель III размыкает в бестоковом состоянии контакт XI и замыкает X3, затем подают импульсы управления на тиристорный ключ ТК2 после этого переключатель 3 переключают из положения III в П2. За время перехода его подвижного контакта из положения III в П2 (начиная с момента прекращения тока через переключатель 3), система управления с помощью тиристорных ключей ТК1 и ТК2 должна осуществить бесконтактное переключение с отвода X2 на X3 (см. фиг. 1,б). Переключение необходимо выполнить в момент перехода в ТК2 тока через нулевое значение. Затем подвижный контакт переключателя 3 занимает положение П2 и шунтирует тиристорный ключ ТК1. Переключение обмотки с отвода X2 на отвод X3 заканчивается с выключением тиристорного ключа ТК1.

Из рассмотренного следует, что в отличие от традиционного переключающего устройства с активным сопротивлением шунтирующий переключатель работает в совсем иных условиях, чем быстродействующий контактор. Основные отличия в требованиях, предъявляемых к ним, состоят в следующем:

- не требуется высокого быстродействия;
- не требуется высокой дугостойкости контактов.

При шунтировании и расшунтировании тиристорных ключей ТК1 и ТК2 напряжение между замыкающими или размыкающими контактами не превышает напряжения на тиристорном ключе, т.е. 1,5-2 В. Поэтому возможно некоторое искрение, но нет электрической дуги.

Из рассмотрения принципа работы переключающего устройства с обдуживаемым тиристорным переключателем выявляются его основные положительные качества:

- простая механическая часть переключающего устройства, поскольку в процессе коммутации отсутствует возможность возникновения электрической дуги;

- имеется возможность отказа от токоограничивающих элементов;

- от шунтирующего переключателя и от избирателя отводов не требуется высокого быстродействия;

- нет необходимости заменять изношенные контакты во время эксплуатации;

- высокая надежность и к.п.д.;

- устройство допускает (по сравнению с рассмотренными) более частую коммутацию отводов, что обеспечивает повышенное качество напряжения у потребителей;

- допустим режим перегрузки тиристорov, поскольку они работают в кратковременном режиме;

- относительно низкая себестоимость.

Данный переключатель перспективен при повышенной частоте коммутации ответвлений.

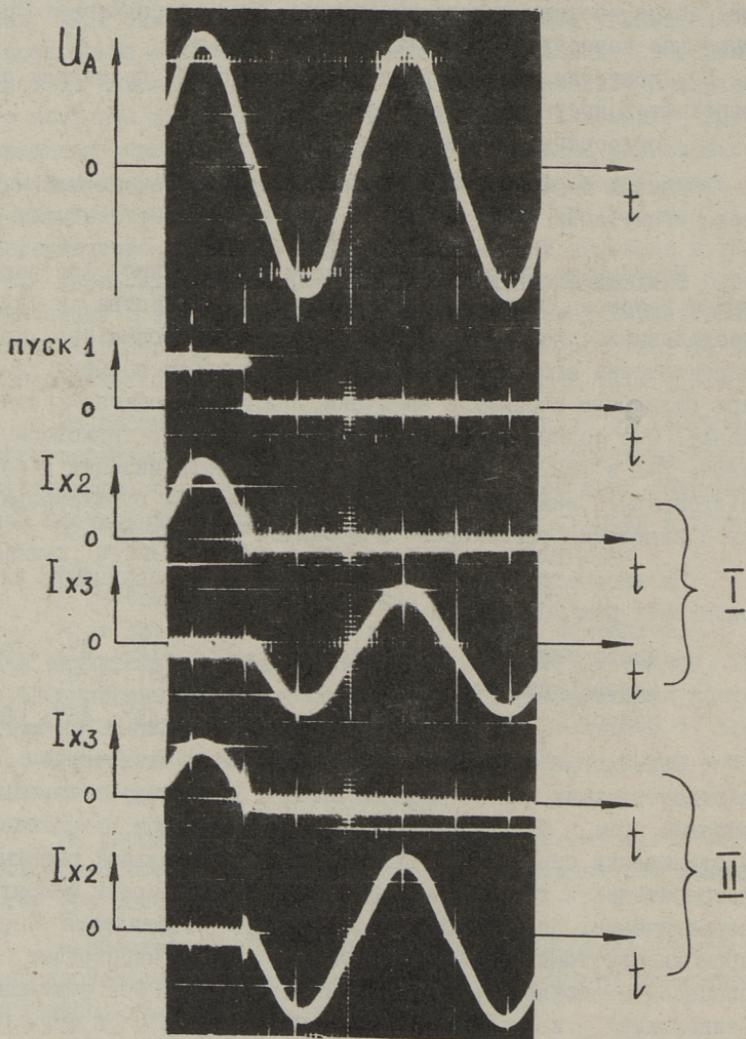
Переходные процессы коммутации ответвлений. Для проверки работоспособности переключающего устройства и для исследования процессов, протекающих в трансформаторе при переключении его отводов в различные моменты времени и при различном характере нагрузки, построена опытная установка. Она содержит трансформатор с отводами, тиристорные ключи ТК1 и ТК2, систему управления и синхронизации и осциллографы. Синхронизатор позволяет изменять и фиксировать угол включения тиристорov в пределах от -90° до $+90^{\circ}$.

На лабораторной установке проведены эксперименты для следующих режимов работы:

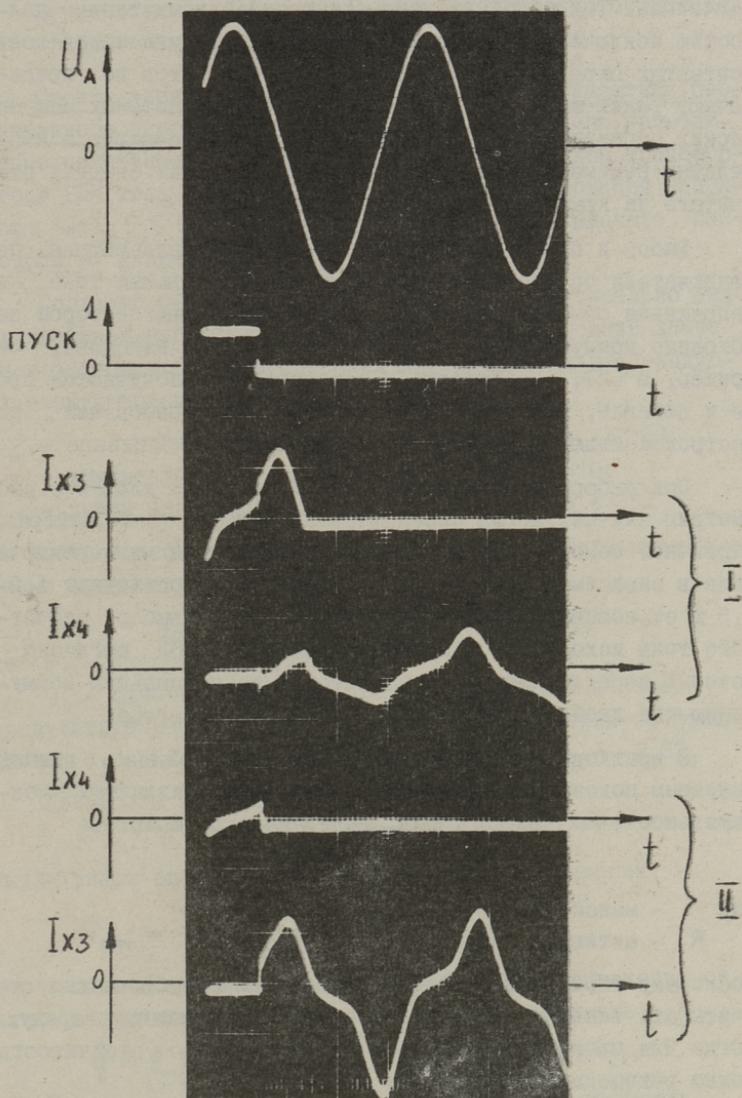
- чисто активная нагрузка при -20° ; -10° ; 0° ; $+10^{\circ}$;
- активно-индуктивная нагрузка -10° ; 0° ; $+10^{\circ}$;
- холостой ход трансформатора -90° ; -45° ; 45° ; 90° .

Осциллографировались токи включения и отключения в соответствующих плечах переключателя. Как следует из осциллограмм (см. фиг. 2), переходные процессы при включении и отключении ответвлений различны. Для нормальной работы потребителей и трансформатора надо строго выбрать момент переключения. Целесообразно переключать ответвления при прохождении тока через нуль (фиг. 2). Тогда переходные процессы минимальны и переключатель работает без режимов "закорodka" и "кратковременный разрыв цепи". На фиг. 3 изображены переходные процессы при активно-индуктивной нагрузке при угле переключения -45° . Переключатель работает в режиме, где одна ступень закорочена. Из рассмотренного следует, что переключение ответвлений следует осуществлять строго в момент перехода тока через нуль.

Выбор элементов. Основными элементами переключателя являются: избиратель, тиристорные ключи, шунтирующий пе-



Фиг. 2. Процессы коммутации ответвлений при активной нагрузке, момент переключения выбран при прохождении тока через нуль.
 1. Переход от ответвления x2 к ответвлению x3;
 11. Обратный переход от ответвления x3 к ответвлению x2 (см. фиг. 1).



Фиг. 3. Процессы коммутации ответвлений при активно-индуктивной нагрузке, угол переключения $\alpha = -45^\circ$.

1. Переход от ответвления x3 к ответвлению x4;
11. Обратный переход от ответвления x4 к ответвлению x3 (см. фиг. 1).

реле. По сравнению с классическими в рассматриваемом переключателе условия работы всех элементов более облегченные. Так с применением электронной коммутации полностью исключено возгорание электрической дуги на всех контактах переключателя. Поэтому для контактов не предъявляют таких жестких требований как в традиционных механических переключателях. Поскольку тиристорные ключи в нормальных режимах шунтированы контактами, то их следует считать на кратковременный режим работы.

Выбор и проектирование избирателя и шунтирующего переключателя осуществляется исходя из номинальных тока и напряжения обмотки трансформатора, ответвления которой необходимо коммутировать. Требуемая методика изложена, например, в [2]. Избиратель и переключатель получаются проще и дешевле, поскольку к ним нет жестких требований по быстродействию и дугостойкости контактов.

При выборе и проектировании тиристорных ключей рассмотрим случай, когда переключатель включен в нейтраль первичной обмотки. Тогда величина напряжения на переключателе в зависимости от типа трансформатора составляет 1, 2-2,5 % от номинального напряжения фазы. При выборе расчетного тока исходим из требований ГОСТ 12677-65, согласно которых переключатель должен обеспечить нормальную коммутацию при двойном токе перегрузки трансформатора.

В кратковременном режиме работы тиристорных ключей основным показателем при выборе тиристорov является максимальное количество тепла, выделяемое в тиристоре

$$Q_{\max} = \int_0^T i^2 R_T dt,$$

где i - максимальный ток тиристора;

R_T - активное сопротивление тиристора.

Поскольку тиристоры включены кратковременно, то можно не учитывать тепловой поток с тиристора в окружающую среду. Тогда для проверки тиристорov на термическую устойчивость можно рекомендовать формулу:

$$Q_{\max} \leq (t_{\max} - t_0) C_V V,$$

где t_{\max} - максимально допустимая температура для кристалла тиристора;

t_0 - температура окружающей среды;

- C_v - объемная теплоемкость;
 V - объем кристалла тиристора.

Лучше всех выдерживает такую периодическую перегрузку т.н. таблеточные тиристоры.

Оценка экономической целесообразности применения разработанного переключающего устройства выполнена применительно подстанции "Кварц", где установлены два трансформатора РПН типа ТДНС-10000/35. Предел регулирования напряжения $\pm 8\% U_n$, 5% U_n . Из-за секционирования в расчете рассмотрим их раздельно.

Согласно методике [4] на основе экспериментально* снятых графиков нагрузки и напряжения находим средние значения коэффициентов экономических характеристик для следующих электроприемников:

- асинхронные двигатели $\alpha = 40,2$ и $\beta = -11,09$;
- люминесцентные лампы $\alpha = 76,3$ и $\beta = 0$;
- лампы накаливания $\alpha = 105,4$ и $\beta = 43,9$.

Без учета потерь реактивной мощности эквивалентная экономическая характеристика примет форму

$$y_0 = a_1 P_0 V_0^2 + a_2 P_0 V_0 + a_3 P_0 + a_4 P_0^2 V_0,$$

где P_0 - нагрузка подстанции;

V_0 - относительное отклонение напряжения в узле.

В результате расчета получены следующие значения коэффициентов: $a_1 = 62,5$; $a_2 = 3,95$; $a_3 = -0,06$ и $a_4 = -2,57$.

Критерием оптимальности является

$$2a_1 P_0 V_0 + a_2 P_0 + a_4 P_0^2 = 0,$$

откуда закон оптимального регулирования напряжения

$$V_{\text{опт}} = \frac{-3,95 + 2,57 P_0}{125}.$$

Суточный экономический ущерб от отклонения напряжения от оптимального значения можно определить по формуле:

$$y = \sum_{i=1}^{\dagger} P_i (64,5 \Delta V_i^2 + a_2 \Delta V + a_3 + a_4 P \Delta V_i),$$

где P - нагрузка подстанции в данный момент времени;

ΔV_i - отклонение напряжения от оптимального значения в момент времени.

* Характеристики снимал инженер Ю. Вилтроп.

По проведенным расчетам для данного узла нагрузки максимальный экономический эффект составляет 10,3 руб. в сутки, что за год составляет 2000 руб. на 1 МВт нагрузки. Однако, предполагая, что при централизованном регулировании возможно поддерживать оптимальное значение напряжения только у 15...20 % потребителей, то величина экономии составляет около 1,6...2,1 руб/МВт в сутки, т.е. 560...735 руб/МВт в год. Такая экономия достаточно быстро компенсирует удорожание переключающего устройства при применении обслуживающего тиристорного переключателя.

Л и т е р а т у р а

1. А.с. 936052 (СССР). Устройство для переключения ответвлений индукционного аппарата /Я.Я. Ярвик, К.А. Антсмяэ, И.Х. Тьнури. Кл. Н01F29/04 и Н02М5/12.

2. П о р у д о м и н с к и й В.В. Устройства переключения трансформаторов под нагрузкой. М., Энергия, 1974. 288 с.

3. Б у р д а А.В. Вопросы количественной оценки качества напряжения и оптимизации его режимов в городских электрических сетях. Автореф. дис. канд. техн. наук, Каунас, 1970.

4. С и р к е л ь Р.А. Исследование централизованного регулирования напряжения на основе статистического анализа оптимальных режимов распределительной сети. Автореф. дис. канд. техн. наук. Таллин, 1975.

T. Vinnal, I. Tõnuri, J. Järvik

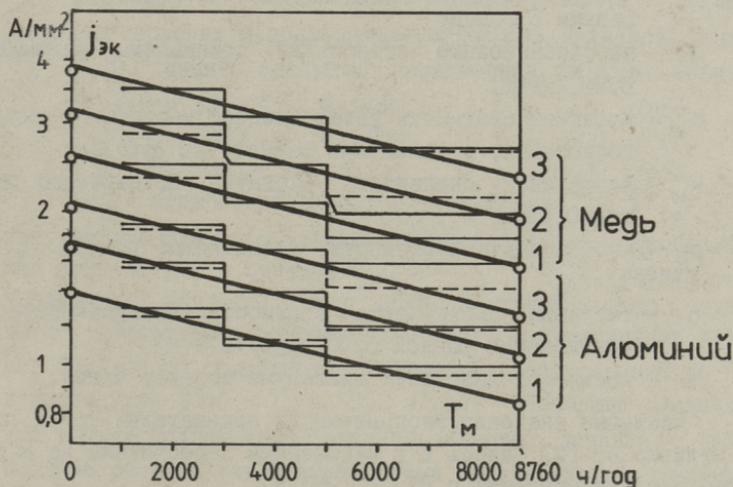
Under Load Controlled Transformer with a Slave Thyristor Switch

Summary

This paper presents a review of transformer tapchanger with a thyristor switchgear which after switching out is mechanically shunted. The processes of switching on and off are described. The problems of economy of the tap-changer are discussed.

ВЫБОР СЕЧЕНИЯ ПРОВОДНИКОВ ПО ЭКОНОМИЧЕСКОЙ
ПЛОТНОСТИ ТОКА ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОМ
ПРОЕКТИРОВАНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

В настоящее время в СССР самое выгодное (экономическое) сечение проводников определяется по Правилам устройства электроустановок [1], в которых в виде таблицы (в § I-3-25) приведена экономическая плотность тока $j_{эк}$ в зависимости от типа и материала проводника и от годового времени использования максимума активной нагрузки T_m (сту-



Фиг. 1. Экономическая плотность тока $j_{эк}$ в зависимости от времени использования годового максимума активной нагрузки T_m . Сплошные ступенчатые линии — по [2] и табл. 1-3-36 ПУЭ, пунктирные ступенчатые линии — по формуле (2), наклонные линии — по формуле (4). Точки при $T_m = 0$ и $T_m = 8760$ ч/год вычислены по формуле (2). 1, 2, 3 — номера типов проводников по табл. 1.

пенчатые зависимости на фиг. 1). Таблица составлена на основании формул, расчетов и соображений, приведенных в статье [2], опубликованной в 1957 г.

Представление зависимости $j_{\text{эк}} = f(T_M)$ в виде трехступенчатой функции удобно для ручных расчетов, однако при автоматизированном проектировании электрических сетей было бы желательно иметь плавные функции в виде приемлемой для машинного расчета формулы. В качестве исходного положения при этом может использоваться формула, приведенная в [2]

$$j_{\text{эк}} = \sqrt{k_c} \sqrt{\frac{K'_u}{\rho} \frac{1 + T_3 p_d}{K_y k_m (1 + T_3 p_c) + T_3 b \tau}}, \quad (1)$$

где k_c — отношение соседних значений стандартных сечений проводников, принимаемое равным 1,42;

K'_u — удельная стоимость линии на одну фазу, руб/(км·мм²);

ρ — удельное сопротивление проводника, Ом·мм²/м;

T_3 — расчетное время минимизации расходов, принимаемое равным 5 годам;

p_d — амортизационные отчисления, принимаемые равными 0,03 1/год;

K_y — удельная стоимость установленной мощности в энергосистемах, принимаемая равной 120 руб/кВт;

k_m — коэффициент совпадения максимума, принимаемый равным 0,85;

p_c — коэффициент окупаемости, принимаемый равным 0,056 1/год;

b — топливная составляющая стоимости электроэнергии, принимаемая равной 0,005 руб/(кВт·ч);

τ — время использования максимума потерь, ч/год.

Числовые значения экономических показателей K'_u , K_y и b , в отличие от [2], здесь и в дальнейшем пересчитаны на масштаб цен, действующий с 01.01.1961 г.

С учетом заданных выше числовых значений формула (1) приобретает вид

$$j_{\text{эк}} = \sqrt{\frac{65,3C}{5220 + \tau}}, \quad (2)$$

где

$$C = \frac{K'_u}{\rho} - \quad (3)$$

фактор, зависящий от типа и материала проводника.

Для удельной стоимости линии K'_u в [2] приняты следующие значения:

	Медь	Алюминий
голые провода и шины	10	5
кабели с бумажной изоляцией и изолированные провода	15	7,5
кабели с резиновой изоляцией	22	

Для алюминиевых кабелей с резиновой или пластмассовой изоляцией, судя по значениям $j_{эк}$ в ПУЭ, принято $K'_u = 11 \text{ руб}/(\text{км} \cdot \text{мм}^2)$.

Принимая удельное сопротивление ρ при рабочей температуре проводника для меди 0,019 и для алюминия 0,033 Ом·мм²/м, получаем следующие значения для фактора С:

	Медь	Алюминий
Неизолированные провода и шины	530	152
Кабели с бумажной изоляцией и изолированные провода	790	230
Кабели с резиновой изоляцией	1160	333

Для времени использования максимума потерь τ , в зависимости от времени использования максимума активной нагрузки T_m в [2] приняты следующие усредненные числовые значения:

в случае $1000 < T_m \leq 3000$	$\tau = 1150 \text{ ч/год}$,
в случае $3000 < T_m \leq 5000$	$\tau = 2600 \text{ ч/год}$,
в случае $T_m > 5000 \text{ ч/год}$	$\tau = 5600 \text{ ч/год}$.

Более конкретных данных о зависимости $\tau = f(T_m)$ в [2] нет, вследствие чего невозможно аналитическое преобразование формулы (2) в функцию $j_{эк} = f(T_m)$. На основании вышеприведенных значений С и τ можно получить только ступенчатые зависимости, показанные на фиг. 1 пунктирными линиями. Они хорошо совпадают с графиками, построенными по ПУЭ, в промежутке $3000 < T_m \leq 5000 \text{ ч/год}$; небольшие расхождения в двух других диапазонах объясняются, вероятно, неточностями расчета или погрешностями округления, допущенными в свое время в [2].

По формуле (2) экономическая плотность тока может быть рассчитана также для двух крайних значений T_m : для $T_m = 0$ (когда и $\tau = 0$) и $T_m = 8760 \text{ ч/год}$ (когда и $\tau = 8760 \text{ ч/год}$). Полученные значения указаны на фиг. 1 точками. На основании этих точек, нормативных ступенчатых за-

зависимостей и структуры формулы (2) можно заключить, что в случае применения логарифмического масштаба оси ординат зависимости $j_{\text{эк}} = f(T_m)$ хорошо аппроксимируются прямыми линиями. Так как эти зависимости для различных типов проводников отличаются друг от друга, по формуле (2), только множителем \sqrt{C} , то эти линии должны быть параллельными. Соответствующие этим соображениям аппроксимации, показанные на фиг. 1, выражаются весьма простой формулой

$$j_{\text{эк}} = j_0 e^{-T_m/17520}, \quad (4)$$

где j_0 - условная экономическая плотность тока при $T_m = 0$.

Формула может быть представлена также в виде

$$j_{\text{эк}} = j_0 e^{-\alpha/2}, \quad (5)$$

где α - коэффициент заполнения годового графика активной нагрузки, равный $T_m/8760$.

На основании [1], [2] и вышеприведенного анализа должны приниматься числовые значения условной экономической плотности тока j_0 , приведенные в таблице I.

Т а б л и ц а I

Тип проводника по формулировке ПУЭ	Условная экономическая плотность тока j_0 А/мм ²		№ кривой на фиг. I
	медь	алюминий	
Изолированные провода и шины	2,6	1,4	I
Кабели с бумажной и провода с резиновой или поливинилхлоридной изоляцией	3,2	1,75	2
Кабели с резиновой или пластмассовой изоляцией	3,9	2,1	3

Формулы (4) и (5) настолько просты, что могут использоваться в случае любых программируемых вычислительных средств, включая простейшие программируемые микрокалькуляторы, и даже в ручных (выполняемых микрокалькуляторами) расчетах. Так, программа расчета по формуле (4) занимает в калькуляторе "Электроника БЗ-34" лишь 7 программных строк и 2 регистра памяти; машинное время расчета составляет около 3 с, а на более быстродействующих калькуляторах - около 1 секунды.

Предлагаемый способ расчета экономической плотности тока хорошо сочетается с аналитическим методом выбора сечения проводников по длительно допускаемой нагрузке [3], что позволяет создать весьма компактные программы выбора сечения проводников.

Формулы (4) и (5) вместе с табл. I, основанные на ПУЭ, вполне могли бы использоваться в качестве нормативных, так как они лучше соответствуют исходной формуле (I), чем таблица I-3-36 ПУЭ. При этом также уменьшилось бы количество нормативных числовых значений (табл. I-3-36 ПУЭ содержит 18, а табл. I настоящей статьи - только 6 числовых значений).

Структура предлагаемых формул, благодаря согласованности с исходной формулой (I), сохранится также в случае возможного пересмотра числовых значений экономической плотности тока, так как в таком случае изменятся только значения j_0 .

Выводы

1. Вместо таблицы I-3-36 ПУЭ при автоматизированном проектировании электрических сетей могут использоваться весьма простые формулы (4) и (5).

2. Формулы (4) и (5) и относящиеся к ним табл. I могли бы, наряду с существующими положениями, войти в ПУЭ в качестве нормативных.

Л и т е р а т у р а

1. Правила устройства электроустановок / Пятое издание. Раздел I. Общие правила. Главы I-I - I-7. М., Энергоиздат. 1982. 89 с.

2. Г р у д и н с к и й П.Г., П р и к л о н с к и й Е.Н. Нормы на экономическую плотность тока. - Электричество, 1957, № 3, с. 43-47.

3. Р и с т х е й н Э.М. Определение требуемого сечения проводников по длительно допускаемому току при автоматизированном проектировании электрических сетей. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1980, № 496, с. 43-51.

Conductor Size Selection Depending on the Economic
Current Density by Computer-Aided Design of Distribution
Networks

Summary

If the conductor sizes in an electrical distributing network must be selected by economic (minimum costs) current density in the computer-aided design procedure, a formula like $j_{ec} = j_0 e^{-u/2}$ can be used (j_{ec} - economic current density, j_0 - the same quantity for $u = 0$, u - annual utilization factor of the maximum demand). A table for j_0 based on the Electric Installation Regulations of the USSR is given.

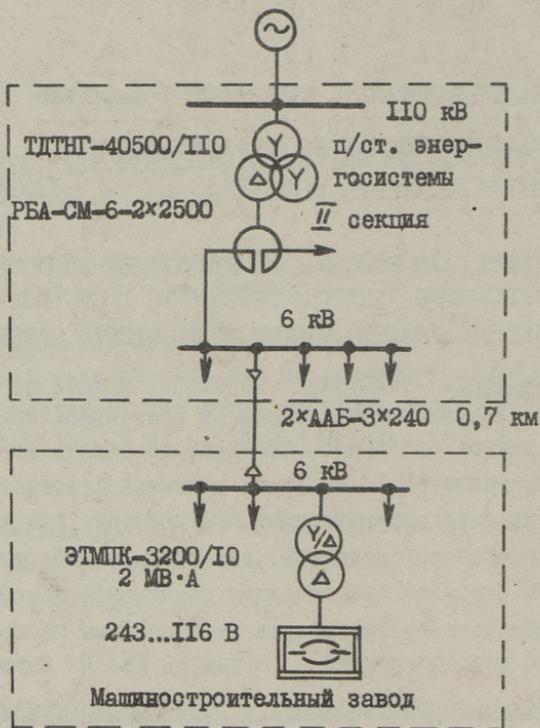
АНАЛИЗ СХЕМ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ
И УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА НАПРЯЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ
ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ МАШИНОСТРОИТЕЛЬНОГО ЗАВОДА

Введение. Разгрузка генераторов и всех промежуточных звеньев электрической системы от реактивной мощности является важной проблемой современного электроснабжения, получившей название компенсации реактивной мощности. В электрических сетях промышленных предприятий, где имеются потребители как со спокойным, так и с резкопеременным характером нагрузки компенсация реактивной мощности имеет ряд особенностей. Рассмотрим эти проблемы на примере Таллинского машиностроительного завода им. И. Лауристина.

Схема электроснабжения и характер нагрузки. На заводе имеется закрытое двухсекционное распределительное устройство на 6 кВ, получающее питание от подстанции энергосистемы по двум кабельным линиям. В нормальном режиме работают секции распределительного устройства раздельно и питаются от отдельных трансформаторов энергетической системы. Схема подключения одной секции распределительного устройства к подстанции энергосистемы дана на фиг. I. Другая секция имеет такую же схему подключения. На заводе имеются две дуговых сталеплавильных печи (ДСП) типа ДСП-3М с трансформаторами мощностью 2 МВ А. Печи питаются от разных секций распределительного устройства. ДСП имеют резкопеременный характер нагрузки. Компенсатора резкопеременной реактивной мощности на заводе не имеется.

Электрические нагрузки на заводе характеризуют следующие данные:

- максимальная активная мощность во время часов максимальной нагрузки энергосистемы 6000 кВт



Фиг. 1. Система электроснабжения с дуговой печью ДСП-3М.

- максимальная зарегистрированная реактивная мощность в/вне часы максимальной нагрузки энергосистемы (с учетом потребления от собственных источников) 4400/6200 квар
- установленная мощность конденсаторных батарей на заводе 3000 квар
- количество ДСП, работающих часы максимальной нагрузки энергосистемы I
- номинальная активная мощность ДСП 2000 кВт
- средняя потребляемая реактивная мощность ДСП за плавку I500 квар

- мгновенная потребляемая реактивная от 0 до 4000
мощность ДСП ... 5000 квар.

Влияние резкопеременной нагрузки на систему электро-снабжения. Дуговые сталеплавильные печи окажут неблагоприятное влияние на режим работы питающей сети. Это влияние характеризуется нижеприведенными данными. Кроме данных, которые характеризуют систему электроснабжения Таллинского машиностроительного завода (ТМЗ), приведены данные об исследовании большого числа предприятий с ДСП [1] и требования ГОСТ 13109-67.

	ТМЗ, ши- ны 6 кВ	Данные иссле- дова- ния [1]	Норма по ГОСТ 13109- 67
1. Колебания напряжения в сети, %	3...4	2...12	I
2. Коэффициент несимметрии трех- фазной системы напряжения, %	2...2,6	2...4,5	2
3. коэффициент несинусоидально- сти напряжения, %	I	1,5...8	5
4. Средневзвешенный коэффициент реактивной мощности ДСП ($\text{tg } \varphi$)	0,6	0,8	-

Колебания напряжения на шинах 6 кВ распределительного устройства зарегистрированы с амплитудой 3 % от номинального напряжения при помощи самопишущего вольтметра Н-390. Колебания напряжения определены также расчетным путем по формуле

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{2,5 I_n}{I_k}$$

где ΔU - колебания напряжения, В;

U - номинальное напряжение сети, В;

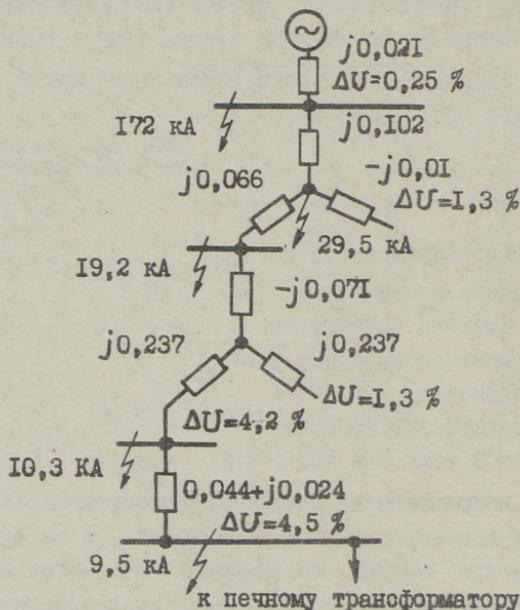
I_n - номинальный ток печного трансформатора, кА;

I_k - ток двухфазного короткого замыкания системы, кВ.

Расчетные значения ΔU даны на фиг. 2, откуда следует, что колебания напряжения существенно выше нормы у всех потребителей, которые питаются от той же секции реактора РБА-СМ-6-2х2500, что и ДСП. Кроме ТМЗ отсюда получают питание также другие предприятия и жилые кварталы города.

В цехах завода отдельных трансформаторов для освещения нет. Колебания напряжения, которые идут с РУ 6 кВ на

первичные обмотки трансформаторов цеховых подстанций, суммируются с колебаниями, которые возникают на этих же трансформаторах ввиду изменения нагрузки. Колебания напряжения в сетях 380 В доходят до 7-8 % (колебания больше в цехах, где имеется точечная сварка). Мигание ламп накаливания при этом значительное. При глубоких провалах напряжения лампы ДРЛ гасятся, а вычислительные машины на заводском вычислительном центре дают сбой.



Фиг. 2. Схема замещения сети питания дуговой печи ДСП-3М.

Ввиду значительной мощности резкопеременной реактивной нагрузки (мощность в толчках доходит до уровня средней реактивной мощности всего завода) и из-за отсутствия устройства, которое могло бы скомпенсировать резкопеременную реактивную нагрузку, нельзя в требуемой мере скомпенсировать и общую потребляемую заводом реактивную мощность. В часы максимальной нагрузки задано энергосистемой $\text{tg } \varphi_s = 0,25$. В это время все имеющиеся на заводе конденсаторные батареи (3000 квар) включаются и работают в нерегулируемом режиме. Среднее потребление реактивной мощности не

превышают при этом 1500 квар ($\operatorname{tg} \varphi_m \leq 0,25$), но мгновенные значения коэффициента реактивной мощности колеблются в пределах $\operatorname{tg} \varphi = -0,1 \dots +0,7$. Это значит, что в толчках потребляемая из сети реактивная мощность превышает допустимую величину до 3 раз, а в другие моменты времени возможно генерирование реактивной мощности в сеть. Ввиду отклонений $\operatorname{tg} \varphi$ увеличивается полный ток и вместе с тем потери в системе. Эффективность использования компенсирующих конденсаторов в таком режиме уменьшается, так как реактивная составляющая тока и вызванные ею потери имеются даже в случае, если мощность конденсаторов увеличить до $\operatorname{tg} \varphi_m = 0$.

Нежелательное влияние ДСП на сеть вызвано характером протекания физических процессов в ДСП традиционной конструкции. Условия горения дуги переменного тока в ДСП неблагоприятные. Ограничение тока при коротком замыкании (к.з.) в дуговом промежутке происходит на индуктивностях схемы питания. Реактивная составляющая потребляемого тока является при этом значительной и она меняется толчкообразно. Амплитуда возникающих толчков реактивной составляющей тока превышает номинальный ток в 2...2,5 раза. Это вызывает колебания напряжения в питающей сети, а также является причиной низкого коэффициента мощности. В ДСП традиционной конструкции имеется по одной дуге в каждой фазе. Неодинаковое изменение условий горения отдельных дуг вызывает несимметрию потребляемого тока по фазам и тем несимметрию в трехфазной системе питания. Из-за нелинейности вольтамперной характеристики печной дуги появляются в потребляемом токе высшие гармоники. При этом в составе высших гармоник имеют значительную амплитуду также четные гармоники и гармоники, кратные трем. Первые возникают из-за выпрямительного эффекта печной дуги, а вторые потому, что при несимметричной нагрузке происходит их неполная компенсация по отдельным фазам.

Подавление неблагоприятного влияния ДСП на систему электроснабжения. Основные пути и методы подавления неблагоприятного влияния ДСП на питающую сеть даны в табл. I. В зависимости от того, подавляются ли все неблагоприятные факторы или только некоторые из них, эти методы можно подразделить на комплексные и частичные.

Т а б л и ц а I

Сравнение методов и путей подавления
неблагоприятного влияния ДСП на питающую сеть

Пути и методы подавления неблагоприятного влияния ДСП на питающую сеть	Устранение колебаний на пряжения	Устранение несимметрии системы напряжений	Компенсация реактивной мощности	Подавление высших гармоник тока и напряжения
I	2	3	4	5
Установка ДСП вблизи линии энергосистемы большой мощности	да	да	нет	частично
Питание ДСП от отдельных трансформаторов и (или) линий	да	да	нет	частично
Уменьшение сопротивления токоограничивающих реакторов и (или) линий	да	да	нет	частично
Разделение спокойной и толчкообразной нагрузки (ДСП) путем применения двоясных реакторов, трехобмоточных трансформаторов или трансформаторов с расщепленными обмотками	да	да	нет	частично
Параллельная конденсаторная батарея (КБ) без быстродействующего управления	нет	нет	частично	частично
Продольная емкостная компенсация	незначительно	частично	да	нет
Параллельный синхронный компенсатор	частично	нет	да	нет
Фильтро-компенсационная установка	нет	нет	частично	да
Параллельный управляемый реактор или насыщаемый реактор и КБ неизменной мощности	да	да	да	частично
Параллельная КБ с быстродействующим управлением [2] или статический генератор реактивной мощности [3]	да	да	да	<u>частично</u> нет

I	2	3	4	5
Параллельный управляемый реактор и КБ, комбинированная с фильтрами высших гармоник [4]	да	да	да	да
Статический генератор реактивной мощности и неуправляемая КБ, комбинированная с фильтрами высших гармоник	да	да	да	да

Самым неблагоприятным влиянием ДСП является возникновение колебаний напряжения в сети. Частные решения 1, 2, 3 и 4 (табл. I) направлены, в первую очередь, на подавление колебаний напряжения, а реактивная нагрузка остается при этом некомпенсированной. При применении быстродействующего компенсатора реактивной мощности уменьшаются также колебания напряжения. Надобность в решениях 1, 2, 3, 4 при этом отпадает. Применение этих решений оправдано лишь в тех частных случаях, когда компенсировать реактивную мощность не требуется или допускается компенсация по средне-взвешенному коэффициенту мощности (мгновенные значения $\text{tg } \varphi$ имеют значительные отклонения от среднего значения).

Решения 5, 6 и 7 применяются, в первую очередь, для компенсации реактивной мощности. Параллельная КБ без быстродействующего управления позволяет скомпенсировать реактивную мощность только по средне-взвешенному коэффициенту мощности. В этом отношении лучше продольная емкостная компенсация. В установившемся режиме здесь возможна полная компенсация реактивной мощности.

Для системы электроснабжения ТМЗ требуется решать две проблемы - устранить недопустимые колебания напряжения и скомпенсировать реактивную мощность резкопеременных нагрузок. Для этого варианты 1 - 8 в отдельности не дают требуемого результата, однако совместное применение 2 и 6 вполне решает проблемы. Колебания напряжения устраняются в этом случае путем установки на подстанции энергосистемы (см. фиг. I) отдельного трансформатора, который питается от линии 110 кВ и прокладки от этого трансформатора до дуговых печей отдельного питающего кабеля. Для компенсации реактивной мощности требуется установить конденсаторную батарею

продольной компенсации. Но в этом случае использовать имеющийся печной трансформатор (ЭТМК-3200/10) нельзя, так как он не рассчитан на повышение напряжения, которое возникает при работе компенсирующих конденсаторов [6]. Кроме того, при питании первичной обмотки трансформатора через конденсаторы имеется опасность возникновения ферро-резонанса. Поэтому нужно применить специальный трансформатор, который рассчитан на работу с установкой продольной компенсации. Однако наша промышленность таких трансформаторов с мощностью 2 МВ А не выпускает.

Решения 9, 10, 11, 12 (табл. I) являются по существу отдельностоящими быстродействующими компенсаторами реактивной составляющей тока ДСП. Они практически устраняют неблагоприятное влияние ДСП на сеть по всем факторам. Установка такого рода компенсатора решает в принципе и проблемы электроснабжения Таллинского машиностроительного завода. В настоящее время исследователи и разработчики уделяют самое большое внимание именно таким компенсаторам. К сожалению, эти компенсаторы в СССР находятся в стадии разработки и серийно еще не выпускаются.

Медленное внедрение отдельностоящих быстродействующих компенсаторов для ДСП в значительной степени связано с их дороговизной и громоздкостью. Без подробного анализа работы компенсаторов можно сказать, что их требуемая установленная мощность превышает номинальную мощность ДСП по меньшей мере в 2-2,5 раза (для ДСП малой мощности). Вызвано это косвенным принципом компенсации и тем, что ток к.з., который они должны скомпенсировать, во столько же раз больше номинального тока ДСП.

Кроме отдельностоящих компенсаторов реактивной составляющей тока известно техническое предложение на компенсатор, который встроен в источник электропитания ДСП [5]. В качестве такого компенсатора использован токоограничивающий выпрямитель, который состоит из компенсационной части с реактивными элементами разного знака (конденсаторы и реакторы) и выпрямительного моста. Во время работы примерно половина потребляемого тока подается на выпрямительный мост через реактор, а другая половина - через конденсатор. Принцип взаимокompенсаций реактивных со-

ставляющих частей потребляемого тока позволяет по сравнению с отдельностоящим компенсатором снизить установленную мощность оборудования. По данным моделирования выпрямителя на ЭВМ удельная установленная мощность конденсаторной батареи 1,0 квар/кВт и реактора - 0,7 квар/кВт. Кроме того, скомпенсированный токоограничивающий выпрямитель не содержит управляемых элементов и их цепей управления. Из-за таких преимуществ применение встроенного компенсатора является для ДСП перспективным.

Л и т е р а т у р а

1. Жежеленко И.В., Рабинович М.Л., Божко В.М. Основные положения проблемы повышения качества электроэнергии на промышленных предприятиях. Киев, Общество "Знание".

2. Frank H., Ivner S. TYGAR, power-factor correction equipment using thyristor-controlled capacitors for arc furnaces. - ASEA Journal, 46, (1973), 6, p.147-152.

3. Ito S., Harimoto Y., Yano M., Matsura T. Static VAR generator. - Denki Nyoron, 1980, № 4.

4. Kiva E., Ichikawa M. Progress in electric power supply to arc furnace loads in Japan. - Международный конгресс по электротермии, Канна, 1980.

5. А.с. 858173 (СССР). Компенсатор реактивной составляющей тока / К.М. Янсон, Я.Я. Ярвик. - Опубл. в Б.И. 1981, № 31.

6. Данцис Я.Б., Жиглов Г.М. Емкостная компенсация реактивных нагрузок мощных токоприемников промышленных предприятий. Л., Энергия, 1980. 176 с.

Analyse der Blindleistungskompensations-
schaltungen und Verbesserung der Spannungsqualität in
dem Energieversorgungssystem eines Maschinenwerkes

Zusammenfassung

Es werden die Netzurückwirkungen der Lichtbogenschmelzöfen eines Maschinenwerkes erforscht und verschiedene Verminderungsverfahren der Spannungsschwankungen verglichen. Man vergleicht auch verschiedene Kompensationsverfahren und Kompensatoren für die Stoßblindleistung der Öfen. Es wird eine Speisequelle des Lichtbogenschmelzofens mit dem eingebauten Blindstromkompensator zur Verwendung angeboten. Als in die Speisequelle eingebauter Blindstromkompensator dient ein kompensierter strombegrenzender Gleichrichter.

С о д е р ж а н и е

I.	Калда Х.Х. К расчету индуктивных сопротивлений управляемого линейного асинхронного двигателя..	3
2.	Калда Х.Х. Особенности расчета управляемого линейного асинхронного двигателя.....	II
3.	Межбурд В.И. Трансформаторный эффект в МГД-измерительных преобразователях расхода (МГДПР)...	19
4.	Теллинен И.И., Пооль А.Т., Ярвик Я.Я. Компенсация высших гармоник тока насыщающегося реактора	27
5.	Варик Л.-Х.Э., Ронинсон А.Д. Порошковый магнитомягкий композиционный материал в переменном магнитном поле.....	43
6.	Виннал Т.Х., Тынури И.Х., Ярвик Я.Я. Трансформатор РПН с обслуживающим тиристорным переключателем ответвлений.....	49
7.	Ристхейн Э.М. Выбор сечения проводников по экономической плотности тока при автоматизированном проектировании электрических сетей.....	59
8.	Янсон К.М. Анализ схем компенсации реактивной мощности и улучшения качества напряжения в системе электроснабжения машиностроительного завода.....	65



EESTI AKADEEMILINE RAAMATUKOGU



1 0200 00089790 4

Цена 60 коп.