Ep. 6.7

700

ISSN 0136-3549
0320-3336

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI

TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

TRANSACTIONS OF TALLINN TECHNICAL UNIVERSITY

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ
И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВ
УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ
СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

TALLINN 1989

700

ALUSTATUD 1937

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

TRANSACTIONS OF TALLINN TECHNICAL UNIVERSITY

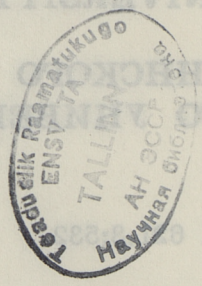
ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.3:532

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Электромеханика XIУ

TALLINN 1989



ТАЛЛИННСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
Труды ТТУ № 700
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Электромеханика Х1У
На русском языке
Ответственный редактор Р. Выркн
Технический редактор В. Ранник
Сборник утвержден коллегией Трудов ТТУ 15.12.89
Подписано к печати 15.12.89
Формат 60x90/16
Печ. л. 7,25 + 0,25 приложение
Уч.-изд. л. 7,21
Тираж 300
Зак. № 322
Цена 1 руб. 50 коп.
Таллиннский технический университет,
200108 Таллинн, Эхитаяте тээ, 5
Ротапринт ТТУ, 200006 Таллинн,
ул. Коскла, 2/9

© Таллиннский технический университет, 1989

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.365.22

К. Янсон

ОЦЕНКА КОЛЕБАНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ СЕТИ ПО ХАРАКТЕРИСТИКЕ РЕАКТИВНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ТОКА ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ДУГОВОЙ НАГРУЗКИ

Для дуговой сталеплавильной печи (ДСП) традиционной конструкции из опыта эксплуатации известно, что колебания напряжения в питающей сети не превышают норму, если соотношение мощности короткого замыкания (к.з.) сети и мощности печного трансформатора соответствует условию – $S_{к.з.}/S_T \geq 80\text{–}100$ [1]. Если мы используем вместо обычного печного трансформатора другое устройство, например, тиристорный выпрямитель или скомпенсированный токоограничивающий преобразователь (СТП) [2], то минимально допустимую мощность к.з. сети нужно для каждого типа устройства определить отдельно.

Обозначим искомую величину минимально допустимого соотношения – $S_{к.з.}/S_T$ через $K_м$:

$$S_{к.з.}/S_T \geq K_м, \qquad (I)$$

где $K_м$ – коэффициент минимальной жесткости сети.

Значение коэффициента $K_м$ можно для источника питания нового типа приближенно определить, используя, например, следующий путь. Допустим, что у нас имеется две печи – ДСП I и ДСП 2 (рис. I), которые имеют свои источники питания – ИП I и ИП 2. Допустим также, что печи имеют одинаковую конструкцию и колебания напряжения дуги в них одинаковые. Источники питания же имеют разную конструкцию, и для одного из источников, например для ИП I, коэффициент $K_м$ известен, а для другого необходимо этот коэффициент определить. Источники питаются от общей сети. Различие в конструкциях источников выражается, в частности, в том,

что реактивная составляющая потребляемого тока изменяется в них по разным законам. Для ИП I

$$I_{РП1} = f_1(U_д) \qquad (2)$$

и для ИП 2

$$I_{РП2} = f_2(U_д), \qquad (3)$$

где $I_{РП1}$, $I_{РП2}$ – реактивная составляющая потребляемого тока для ИП I и ИП 2;

$U_д$ – напряжение дуги печи.

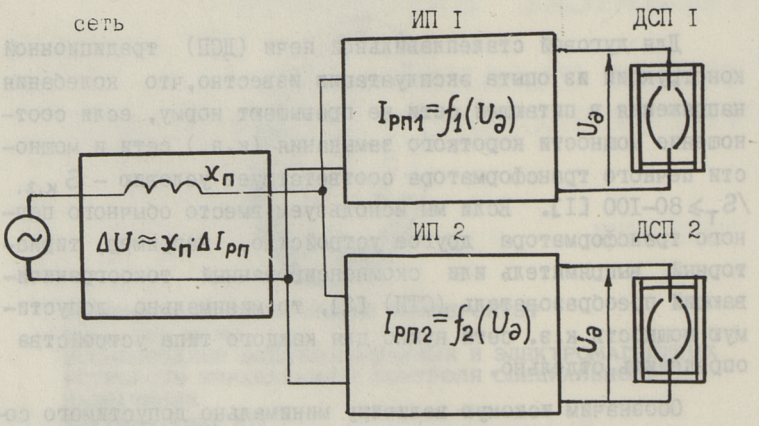


Рис. 1. Сравнение источников питания ДСП по создаваемым колебаниям напряжения сети при помощи функции $I_{РП} = f(U_д)$.

В таких условиях колебания реактивной составляющей тока, которые возникают при колебаниях напряжения дуги, отличаются только из-за различия функций f_1 и f_2.

На рис. 2 приведены характеристики реактивной составляющей потребляемого тока для двух типов источников питания – для тиристорного выпрямителя и для СТП. Если напряжение дуги печи колеблется с амплитудой $\Delta U_д$ вокруг нормального значения $U_{дн}$, то ИП I вызывает колебания реактивной составляющей потребляемого тока с амплитудой $I_{РП1}$, а ИП 2 с амплитудой $I_{РП2}$. Учитывая, что напряжение сети изменяется практически пропорционально реактивной составляющей тока, а коэффициент минимальной жесткости сети из-

меняется пропорционально амплитуде колебания напряжения сети, можно написать

$$\frac{\Delta I_{рп2}}{\Delta I_{рп1}} = \frac{\Delta U_{п2}}{\Delta U_{п1}} = \frac{K_{м2}}{K_{м1}} = \ell , \qquad (4)$$

где $\Delta U_{п1}, \Delta U_{п2}$ – амплитуды колебания напряжения сети, которые вызваны работой первого и второго источника;

$K_{м1}, K_{м2}$ – коэффициенты минимальной жесткости сети для первого и второго источника;

ℓ – коэффициент различия.

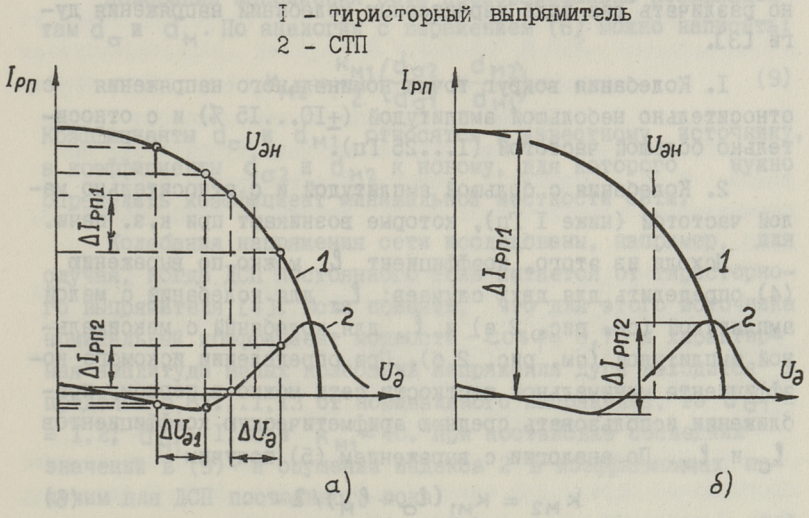


Рис. 2. Определение колебаний реактивной составляющей потребляемого тока по колебаниям напряжения дуги:

а – колебания с относительно малой амплитудой,
б – колебания с максимальной амплитудой.

Если предположить, что напряжение дуги изменяется только в пределах $\Delta U_э$, как это показано на рис. 2 а, то искомый коэффициент $K_{м2}$ можно определить из (4)

$$K_{м2} = K_{м1} \cdot \ell . \qquad (5)$$

В действительности, напряжение дуги колеблется случайным образом и имеет максимальный размах колебаний от нуля до напряжения холостого хода. Изменение амплитуды колебания, а также среднего значения напряжения дуги вызы-

вает изменение коэффициента ℓ. Это видно, например, из рис. 2 а, если сравнивать влияние колебаний с амплитудой ΔU_{∂} и $\Delta U_{\partial 1}$ на реактивную составляющую тока источников ИП I и ИП 2. Из-за такого явления одинаковое изменение режима колебаний дуги печи влияет на колебания напряжения сети при разных источниках по-разному. Чтобы избежать неопределенности при сравнении источников, необходимо заранее установить, по каким закономерностям напряжение дуги в печи изменяется. Этот вопрос пока недостаточно изучен, особенно при печах постоянного тока. В первом приближении можно различать два вида характерных колебаний напряжения дуги [3].

I. Колебания вокруг точки номинального напряжения с относительно небольшой амплитудой ($\pm$I0...I5 %) и с относительно большой частотой (I...25 Гц).

2. Колебания с большой амплитудой и с относительно малой частотой (ниже I Гц), которые возникают при к.з. печи.

Исходя из этого, коэффициент ℓ можно по выражению (4) определить для двух случаев: ℓ_σ для колебаний с малой амплитудой (см. рис. 2 а) и $\ell_м$ для колебаний с максимальной амплитудой (см. рис. 2 б). При определении искомого коэффициента минимальной жесткости сети можно в первом приближении использовать среднюю арифметическую коэффициентов ℓ_σ и $\ell_м$. По аналогии с выражением (5) получим

$$K_{м2} = K_{м1}(\ell_\sigma + \ell_м)/2 . \qquad (6)$$

Непосредственное использование выражения (4) неудобно в том смысле, что в нем не отражаются условия определения $I_{рп1}$ и $I_{рп2}$. Этого неудобства можно избежать, если амплитуды колебаний реактивной составляющей тока и напряжения дуги дать в относительных величинах и связать эти параметры следующим образом:

$$d_\sigma = \frac{\Delta I_{рп\sigma}}{I_{апн}} : \frac{\Delta U_{\partial\sigma}}{U_{\partial н}} , \qquad (7)$$

где d_σ – коэффициент передачи колебаний напряжения дуги на колебания реактивной составляющей потребляемого тока для колебаний с малой амплитудой;

$I_{апн}$ – активная составляющая потребляемого тока в номинальном режиме;

$U_{дн}$ – номинальное напряжение дуги;

$\Delta U_{д\sigma}, \Delta I_{рп\sigma}$ – характерная амплитуда малых колебаний напряжения дуги и соответствующая ей амплитуда колебаний реактивной составляющей потребляемого тока.

Для максимальных амплитуд колебаний $\Delta U_д \approx U_{дн}$ и аналогично выражению (7) можно получить:

$$d_м = \Delta I_{рпм} / I_{апн}, \qquad (8)$$

где $\Delta I_{рпм}$ – максимальная амплитуда изменения реактивной составляющей потребляемого тока.

Колебания напряжения сети пропорциональны коэффициентам d_σ и $d_м$. По аналогии с выражением (6) можно написать:

$$K_{м2} = \frac{K_{м1}}{2}\left(\frac{d_{\sigma 2}}{d_{\sigma 1}} + \frac{d_{м2}}{d_{м1}}\right). \qquad (9)$$

Коэффициенты $d_{\sigma 1}$ и $d_{м1}$ относятся к известному источнику, а коэффициенты $d_{\sigma 2}$ и $d_{м2}$ к новому, для которого нужно определить коэффициент минимальной жесткости сети.

Колебания напряжения сети исследованы, например, для случая, когда ДСП постоянного тока питается от тиристорного выпрямителя [4]. Если принять, что для этого источника номинальный коэффициент мощности – $\cos\varphi = 0{,}75$ и характерная амплитуда малых колебаний напряжения дуги находится в пределах 0,87...I,I3 от номинального напряжения, то $d_{\sigma 1} = 1{,}2$; $d_{м1} = 1{,}33$ и $K_{м1} \approx 40$. При постановке последних значений в (9) и опущении индекса 2 в коэффициентах получим для ДСП постоянного тока

$$K_м = 17 d_\sigma + 15 d_м. \qquad (10)$$

Коэффициенты d_σ и $d_м$ следует определить по (7) и (8). Эти коэффициенты выражают по существу наклон характеристики реактивной составляющей потребляемого тока в номинальном режиме и максимальный размах этой характеристики.

В принципе, можно вместо эмпирической формулы (10) получить и более точную формуду, если колебания напряжения дуги описывать достаточно строго с учетом связи между частотой и амплитудой колебаний, а также суммировать влияние колебаний с разными частотами с учетом чувствительности человеческого глаза и вероятности возникновения колебаний этой частоты.

Выводы

I. Мощность короткого замыкания питающей сети, при которой колебания напряжения не превышают норму, можно определить для источника питания дуговой сталеплавильной печи по характеристике реактивной составляющей потребляемого тока, если известна закономерность изменения напряжения дуги печи.

2. Определение этой мощности короткого замыкания облегчается, если сравнивать характеристики реактивной составляющей потребляемого тока известного и вновь разрабатываемого источника.

Литература

I. Ольшванг М.В., Таратута И.П., Чуприков В.С. Особенности разработки статического тиристорного компенсатора для предельных металлургических заводов. В сб.: Повышение качества электрической энергии в промышленных электрических сетях: Материалы конференции. М. 1982. С. 60–64.

2. Янсон К., Ярвик Я.Я. Источник питания для дуговой сталеплавильной печи. В кн.: Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей: Тез. докл. 3-го межведомств. науч.-техн. совещ., часть 2. Таллинн: ИТЭФ АН ЭССР, 1986. С. 157–158.

3. Влияние работы дуговых сталеплавильных печей на напряжение электрических сетей / А.П. Михеев, М.Д. Бершицкий, М.Я. Смелянский, Р.В. Минеев. – Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1971. № 12. С. 3–9.

4. Grünberg D., Reinhard W. Die Stromversorgung des ersten Gleichstrom-Lichtbogenofens // BBC – Nachrichten, 1983. H. 5. S. 151–156.

K. Janson

Võrgupinge kõikumiste hindamine elektrikaare toiteallika voolu reaktiivkomponendi järgi

Kokkuvõte

Uuetüübiliste toiteallikate väljatöötamisel kaarleek - terasesulatusahju toiteks on vaja hinnata, millisel määral kanduvad kaarepinge kõikumised üle toitevõrku. Selleks võrreldakse tuntud ja uue toiteallika voolu reaktiivkomponendi karakteristikuid. Sealjuures võetakse arvesse karakteristiku maksimaalset amplituudi ja tema kallet tööpunktis.

K. Janson

Bewertung der Netzspannungsschwankungen nach der Blindstromkennlinie einer Lichtbogenspeisequelle

Zusammenfassung

Um die neuartigen Speisequellen für Lichtbogenschmelzöfen auszuarbeiten, muß man bewerten, in welchem Maße die Bogenspannungsschwankungen eines Ofens sich auf das Speisungsnetz übertragen. In dieser Hinsicht werden die Blindstromkennlinien einer bekannten und einer neuen Speisequelle verglichen. Dabei werden die Höchstausdehnung und die Neigung im Nennbetriebspunkt berücksichtigt.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.316

Ю.Ю. Теллинен, А.П. Рейнер,
Я.Я. Ярвик

ВЫЯВЛЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К ХАРАКТЕРИСТИКАМ КАНАЛА БЫСТРОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ КОМПЕНСАТОРА РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Введение

Расширение использования электротехнологии в современной промышленности ведет к появлению, применению и увеличению единичной мощности потребителей электрической энергии, имеющих резкопеременный характер нагрузки, таких например, как дуговые сталеплавильные печи переменного тока. В целом ряде случаев нагрузка таких потребителей не распределена равномерно по фазам. Все это может привести, а зачастую и приводит, к нарушению нормальной работы других потребителей, получающих питание от одной и той же системы электроснабжения. Наиболее явно эти нарушения выражаются в резких колебаниях напряжения, а также в его несимметрии. Колебания напряжения приводят к колебаниям светового потока осветительных приборов, а следовательно, создаваемой ими освещенности, т.е. возникает явление, называемое фликкером. Экспериментально установлено, что человеческий глаз наиболее чувствителен к колебаниям освещенности, имеющим частоту около 10 Гц, и практически не чувствует колебания с частотой, превышающей 20 Гц. Наряду с этим возникает еще целый ряд отрицательных явлений, ухудшающих нормальную, качественную работу системы электроснабжения. Поэтому для улучшения электромагнитной совместимости таких потребителей, имеющих резкопеременный характер нагрузки с остальными, необходимо применять специальные меры.

Одной из таких мер является использование быстродействующих компенсаторов реактивной мощности. Элементарный анализ показывает, что колебания напряжения ΔU в системе

электроснабжения обусловлены в основном колебаниями реактивной мощности (тока) потребителей:

$$\Delta U \cong \Delta I_{pc} x_c ,$$

где ΔI_{pc} – колебания (изменения) реактивного тока, потребляемого из сети;

x_c – приведенное индуктивное сопротивление питающей системы.

Если обеспечить, что $\Delta I_{pc} = 0$, то колебания напряжения будут отсутствовать, а следовательно, не будет и фликкера. Эти функции и возлагаются на компенсатор. Кроме того компенсатор, имеющий возможность пофазного регулирования, позволяет также наряду с реактивной симметрировать и активную мощность фаз, что делает особо ценным такое устройство при работе с потребителями, имеющими резковыраженную несимметрию фаз. В качестве таких компенсаторов в мировой практике широко используются статические компенсаторы реактивной мощности (СКРМ), содержащие тиристорно-реакторную группу (ТРГ) для быстрого пофазного регулирования и конденсаторную батарею для медленного, ступенчатого симметричного регулирования. При этом применении такого сложного компенсатора становится оправданным только в том случае, если он способен эффективно подавлять резкие колебания реактивной мощности (тока). Иными словами эффективность работы устройства будет определяться возможностями его канала быстрого регулирования в системе управления.

Системы управления СКРМ могут быть построены на основе аналоговой или цифровой техники. Возможно также их комбинированное использование. Вместе с тем для них имеются общие особенности, заключающиеся в том, что они реализуют принципы управления по отклонению и по возмущению. Причем управление по отклонению достаточно медленное (постоянные времени регуляторов в контурах должны превышать единицы или десятки секунд), а управление по возмущению очень быстрое (имеет порядок периода промышленной частоты). По отклонению обычно управляются напряжение питающей сети и реактивная мощность, а по возмущению реактивная мощность (ток) резкопеременной нагрузки. При этом управление по возмущению осуществляется через канал быстрого регулирования, который должен строиться с учетом принципов инвариантности

системы управления относительно возмущения, в качестве которого выступают колебания реактивной мощности (тока). Анализ возможных решений показывает, что наиболее подходящей является схема канала быстрого регулирования, приведенная на рис. I а. В наиболее общем случае она включает в себя быстродействующий измерительный преобразователь реактивной мощности (тока) нагрузки (БИП) и тиристорно-реакторную группу (ТРГ). Предполагается, что в состав БИП могут входить также необходимые корректировочные звенья (фильтры), а в ТРГ включается также вся система импульсно-фазового управления.

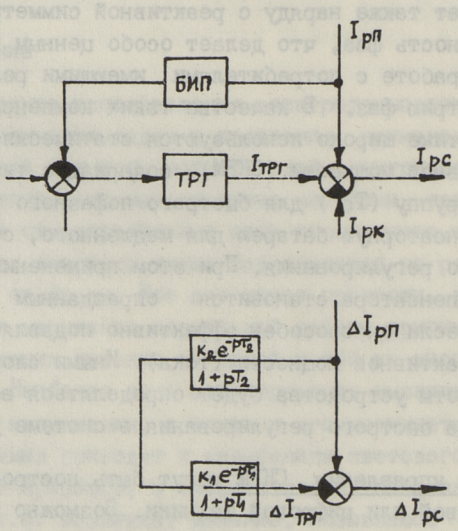


Рис. 1. Схема (а) и передаточные функции (б) канала быстрого регулирования:
БИП – быстродействующий измерительный преобразователь;
ТРГ – тиристорно-реакторная группа;
$I_{рп}$ и $\Delta I_{рп}$ – реактивный ток нагрузки и его изменения;
$I_{ТРГ}$ и $\Delta I_{ТРГ}$ – реактивный ток ТРГ и его изменения;
$I_{рс}$ и $\Delta I_{рс}$ – реактивный ток сети и его изменения;
$I_{рк}$ – реактивный ток конденсаторной батареи.

При анализе работы канала быстрого регулирования можно не учитывать влияния контуров медленного регулирования

по отклонению. Коэффициент передачи ТРГ и ее системы управления может быть представлен в следующем виде:

$$K_1(p) = \frac{K_1 e^{-p\tau_1}}{1 + pT_1}, \qquad (1)$$

где K_1, τ_1 и T_1 – статический коэффициент передачи, запаздывания и постоянная времени.

Коэффициент передачи БИП определяется конкретной его схемой. Аппроксимированно он может быть представлен в виде

$$K_2(p) = \frac{K_2 e^{-p\tau_2}}{1 + pT_2}, \qquad (2)$$

где K_2, τ_2, T_2 – статический коэффициент передачи, эквивалентные запаздывание и постоянная времени.

С учетом (I) и (2) общий коэффициент передачи канала быстрого регулирования

$$K(p) = -\frac{Ke^{-p\tau}}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}, \qquad (3)$$

где $K = K_1 \cdot K_2$ – общий статический коэффициент передачи;
$\tau = \tau_1 + \tau_2$ – суммарное запаздывание канала.

Расчетная схема и ее анализ

При синусоидальном изменении возмущающего воздействия ΔI_{pn}, имеющем круговую частоту Ω, комплексный коэффициент передачи

$$K(j\Omega) = -\frac{Ke^{-j\Omega\tau}}{(1 + j\Omega T_1)(1 + j\Omega T_2)}. \qquad (4)$$

Физически это означает, что кривая тока нагрузки имеет модуляцию с круговой частотой Ω.

Как было указано, колебания напряжения сети обусловлены в основном колебаниями реактивного тока, поэтому мы заинтересованы в максимальном снижении изменений (возмущений) ΔI_{pc}. Для анализа эффективности подавления компенсатором этих изменений, т.е. для оценки эффективности самого компенсатора, рассмотрим величину, называемую здесь коэффициентом подавления возмущений K_{nb} и определяемую следующим соотношением:

$$K_{nb} = \frac{|\Delta I_{pn}| - |\Delta I_{pc}|}{|\Delta I_{pn}|}. \qquad (5)$$

Преобразуя (5) и учитывая (4), можно получить выражение для расчета зависимости K_{nb} от Ω или частоты $f = \frac{\Omega}{2\pi}$:

$$K_{nb}(\Omega) = 1 - \sqrt{\frac{(1-\Omega^2 T_1 T_2 - \cos\Omega\tau)^2 + (\Omega T + \sin\Omega\tau)^2}{(1-\Omega^2 T_1 T_2)^2 + \Omega^2 T^2}}, \qquad (6)$$

где $T = T_1 + T_2$ – сумма постоянных времени.

Здесь предполагается, что $K = I$ наиболее целесообразный вариант.

На стадии проектирования системы управления задается требуемое значение K_{nb}. Чем шире диапазон частот, в котором это требование выполняется, тем лучше компенсатор. Верхняя граница рассматриваемых в практике частот обычно составляет 20 Гц.

Так, если принять, что

$$K_{nb} \geq 0{,}75, \qquad (7)$$

то компенсатор будет уменьшать колебания реактивной составляющей тока сети не менее 4 раз. Диапазон частот, в котором соотношение (7) будет выполняться, определится путем решения трансцендентного уравнения, получаемого из формулы (6). Неравенство (7) можно принять за основу при определении диапазона частот эффективной работы компенсатора.

Рассмотрим некоторые важные для практики приближенные решения, которые можно представить в аналитическом виде. Прежде всего крайний случай, когда $T_1 = T_2 = 0$, т.е. канал содержит чистое запаздывание τ. Тогда (6) примет простой вид:

$$K_{nb} = 1 - 2\sin(\pi f \tau). \qquad (8)$$

Графически зависимость K_{nb} от произведения $f\tau$ приведена на рис. 2. С учетом (8) решение неравенства (7) дает:

$$0 \leq f\tau \leq 0{,}040. \qquad (9)$$

Если полагать, что запаздывание канала равно запаздыванию тиристора как дискретно управляемого элемента и равно для ТРГ четверти периода, то $\tau = \tau_1 = 5 \cdot 10^{-3}$ с. Отсюда (9) приобретает вид:

$$0 \leq f \leq 8 \text{ Гц}. \qquad (10)$$

В реальных условиях угол открывания тиристора принимает значения от 90 до 140°, поэтому задержка $\tau_1 = \tau$ может изменяться от 5 до 2,2 мс. Следовательно, условие (10) будет выглядеть в измененном виде:

$$\begin{aligned} &0 \leq f \leq 8 \text{ Гц при } \alpha = 90°; \\ &0 \leq f \leq 18 \text{ Гц при } \alpha = 140°. \end{aligned} \qquad (11)$$

Полученные результаты говорят о том, что при разработке системы управления следует стремиться обеспечить работу ТРГ в статике с минимально возможными токами. На практике верхняя граница диапазона частот, где выполняется условие (7), достигает 12–15 Гц, что вполне достаточно для успешного подавления фликкера.

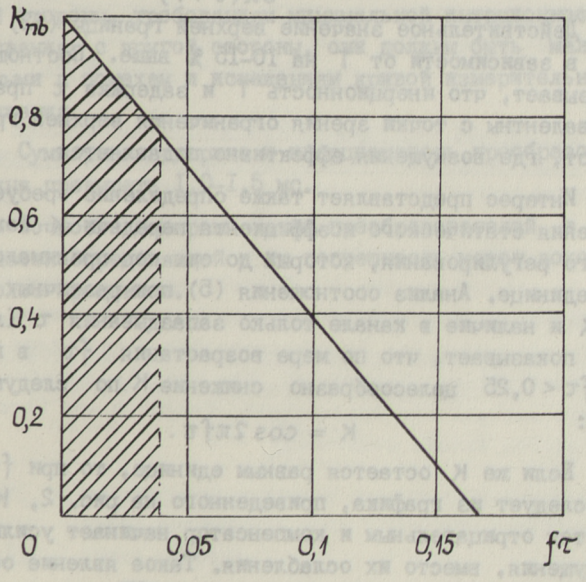


Рис. 2. Зависимость коэффициента подавления возмущений от произведения $f\tau$.
f – частота возмущений, Гц;
τ – суммарное запаздывание канала, с.

Наряду с этим полученные результаты говорят о том, что для обеспечения эффективной работы компенсатора необходимо использовать БИП, которые имели бы задержку много меньше задержки ТРГ ($\tau_2 \ll \tau_1$). Конечно для улучшения работоспо-

собности здесь могут быть использованы различные экстраполяторы (фильтры), однако анализ показывает, что в силу случайного (стохастического) характера процессов нагрузки эти дополнительные устройства могут ухудшить работу компенсатора, как, например, при включении под напряжение, внезапном к.з. и т.д. Необходимо также учитывать отрицательное воздействие помех и несинусоидальности кривой тока нагрузки.

Рассмотрим далее случай, когда в канале быстрого регулирования присутствуют инерционности, определяемые постоянными времени T_1 и T_2. Приближенное решение (7), выполненное для случая, когда $T = T_1 + T_2 \leq 1$ мс и $\tau \leq 5$ мс, дает:

$$0 < f \lesssim \frac{1}{8\pi(\tau + T)} . \qquad (12)$$

Действительное значение верхней границы (12) может быть в зависимости от T на 10–15 % выше. Соотношение (12) показывает, что инерционность T и задержка τ практически эквивалентны с точки зрения ограничения верхней границы частот, где возмущения эффективно подавляются.

Интерес представляет также определение требуемого значения статического коэффициента передачи K канала быстрого регулирования, который до сих пор принимался равным единице. Анализ соотношения (5) при различных значениях K и наличие в канале только запаздывания τ (либо $\tau >> T$) показывает, что по мере возрастания $f\tau$ в пределах $0 < f\tau < 0{,}25$ целесообразно снижение K по следующему закону:

$$K = \cos 2\pi f\tau .$$

Если же K остается равным единице, то при $f\tau > 0{,}16$, как следует из графика, приведенного на рис. 2, K_{nb} становится отрицательным и компенсатор начинает усиливать возмущения, вместо их ослабления. Такое явление особенно может проявиться при использовании в БИП дискретных периодных или полупериодных интеграторов, имеющих запаздывания 10 и 5 мс соответственно. Поэтому в таком случае необходимо предусматривать корректировку K в сторону снижения при увеличении частоты возмущений f. Корректировка возможна также по скорости нарастания возмущения. Если в канале быстрого регулирования присутствует инерционность T, соизмеряемая с τ, то это приводит к автоматическому сни-

жению модуля динамического коэффициента передачи канала быстрого регулирования и к такому же эффекту, что и снижение K.

В заключение следует отметить, что как показывают расчеты, значение K можно выбирать в пределах 0,9-I,0. При этом полоса частот эффективной работы компенсатора, определяемая соотношением (I2), практически не изменяется.

Выводы

I. При разработке каналов быстрого регулирования компенсаторов реактивной мощности основное внимание должно быть уделено снижению запаздывания и инерционности.

2. Для этого необходимы специальные быстродействующие измерительные преобразователи, которые должны удовлетворять, с одной стороны, требованиям минимальной инерционности и запаздывания, с другой стороны, они должны быть малочувствительными к помехам и искажениям кривой измерительных тока и напряжения.

3. Суммарная задержка и инерционность преобразователей не должна превышать I,0-I,5 мс.

4. Точность измерения этих преобразователей в статике не является определяющей и их погрешность может доходить до ± 5 и более процентов.

A. Reiner, J. Tellinen, J. Järvik

Reaktiivvõimsuskompensaatori kiiretoimelisele reguleerimiskanalile esitatavate nõuete määramine

Kokkuvõte

Artiklis käsitletakse nõudeid, mis esitatakse reaktiivvõimsuskompensaatori kiiretoimelisele reguleerimiskanalile selleks, et vähendada järsult muutuva koormuse voolu reaktiivkomponendi kõikumise mõju toitevõrgule. Esitatakse põhilised seosed kanali täpsuse, inertsuse ja viite määramiseks.

A. Reiner, J. Tellinen, J. Järvik

Bestimmung der Forderungen der Kennwerte des Schnellregelkanals des Blindleistungskompensators

Zusammenfassung

Im Artikel werden dem Schnellregelkanal der statischen Blindleistungskompensatoren gestellte Forderungen, die für die Verminderung der Schwankungen des Blindstroms im Netz verwendet werden, betrachtet. Man hat die Hauptverhältnisse für die Auswahl der Genauigkeit, Trägheit und Verspätung eines solchen Kanals bekommen.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.318.435

А.Т. Пооль, М.М. Владиславлев,
Ю.Ю. Теллинен, Я.Я. Ярвик

РАСЧЕТ ВНЕШНЕЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАСЫЩАЮЩЕГОСЯ РЕАКТОРА

Напряжение трехфазной группы обмоток насыщающегося реактора двухярмовой стержневой конструкции [1] при параллельном включении этих групп, в случае пренебрежения влиянием активного сопротивления и магнитного рассеяния обмоток, определяется выражением

$$U = 4{,}44 f B_{1m} w_{эк} A_c , \qquad (1)$$

где f – частота напряжения питания реактора;

B_{1m} – амплитудное значение первой гармоники магнитной индукции в стержне магнитопровода;

$w_{эк}$ – расчетное число витков обмотки на стержне магнитопровода;

A_c – активная площадь поперечного сечения стержня.

Действующее значение тока в фазе обмотки на основе закона полного тока определяется выражением

$$I = \frac{H_{1m} l_c}{\sqrt{2} w_{эк}} , \qquad (2)$$

где H_{1m} – амплитудное значение первой гармоники напряженности магнитного поля в стержне магнитопровода;

l_c – длина стержня.

Отсюда мгновенное значение тока

$$i = \frac{H_1 l_c}{w_{эк}} . \qquad (3)$$

Если по заданным U, f, B_{1m} и A_c рассчитать число витков обмотки $w_{эк}$ и, исходя из заданной мощности реактора определить l_c [2], то для получения требуемого тока I всегда требуется к обмотке подводить напряжение большее,

чем рассчитанное по (I). Одной из причин этого является то, что помимо создания основного магнитного потока в стержне Φ_c, который связан с индукцией в стержне соотношением

$$B_1 = \frac{\Phi_c}{A_c}, \qquad (4)$$

часть подводимой к обмотке энергии расходуется на создание потока рассеяния Φ_d, через который может быть выражена индукция рассеяния, приведенная к сечению стержня

$$B_{1d} = \frac{\Phi_d}{A_c}. \qquad (5)$$

Если наряду с магнитной индукцией B_{1m} в стержне магнитопровода учитывать также влияние магнитного рассеяния обмотки, то формула (I) для расчета напряжения принимает вид

$$U = 4{,}44f(B_{1m} + B_{1md})\, w_{эк} A_c. \qquad (6)$$

Рассмотрим концентрическую обмотку с равномерно распределенной линейной нагрузкой. Таковой является, например, цилиндрическая обмотка, соединенная в звезду или в треугольник. Обозначим внутренний диаметр обмотки через D, радиальный размер - через a и высоту - через $\ell_{o\delta}$. Расположена эта обмотка на стержне магнитопровода длиной $\ell_c \approx \ell_{o\delta}$ и диаметром d_c (рис. I). Предполагаем, что число витков обмотки w и по обмотке протекает ток i, создающий магнитное поле, энергия которого W_d.

Для определения этой энергии картину поля несколько идеализируем, считая, что индукционные линии поля параллельны оси стержня и это поле создается только в зазоре между стержнем и обмоткой, а также в пространстве, занятом самой обмоткой, как показано на рис. I. При таком допущении распределение поля рассеяния в зазоре между стержнем и обмоткой остается неизменным [3], так как на основе закона полного тока имеем

$$B_1 = \frac{\mu_0 i w}{\ell_c}. \qquad (7)$$

Внутри обмотки индукция $B_{(x)}$ в радиальном направлении меняется по закону прямой линии

$$B_{(x)} = \frac{\mu_0 i w}{\ell_c} \cdot \frac{b + a - x}{a} = B_1 \frac{b + a - x}{a}.$$

Отсюда квадрат индукции

$$B^2_{(x)} = B^2_1 \frac{(b+a)^2 - 2(b+a)x + x^2}{a^2}. \qquad (8)$$

Эпюра распределения индукции поля рассеяния в радиальном направлении концентрической с равномерно распределенной линейной нагрузкой обмотки насыщающегося реактора показана на рис. I.

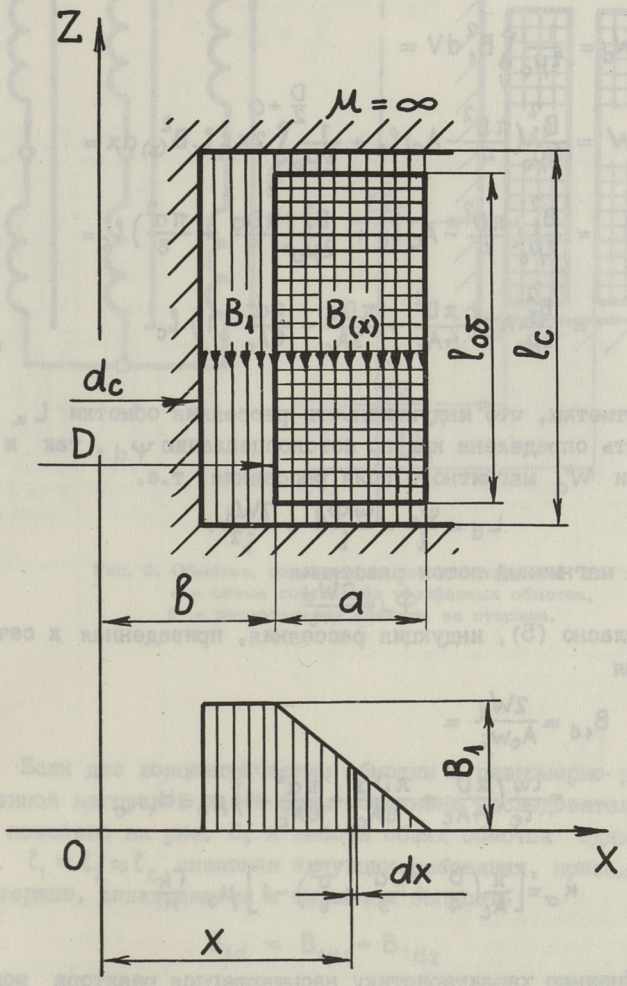


Рис. 1. Распределение индукции поля рассеяния в радиальном направлении обмотки.

Энергия магнитного поля рассеяния в объеме V пространства с магнитной проницаемостью μ_0 может быть определена по формуле

$$W_d = \frac{1}{2}\int_V BH\,dV = \frac{1}{2\mu_0}\int_V B^2 dV. \qquad (9)$$

Подставляя в (9) обозначения, принятые в (I) и (3), получим для обмотки, изображенной на рис. I

$$W_d = \frac{1}{2\mu_0}\int_V B_1^2\,dV =$$

$$= \frac{B_1^2}{2\mu_0}\left(\frac{\pi D^2}{4} - A_c\right)\ell_c + \frac{1}{2\mu_0}\int_{\frac{D}{2}}^{\frac{D}{2}+a} 2\pi x\,\ell_c B_{(x)}^2\,dx =$$

$$= \frac{B_1^2}{2\mu_0}\left(\frac{\pi D^2}{4} - A_c\right)\ell_c + \frac{B_1^2}{2\mu_0}\left(\frac{\pi Da}{3} + \frac{\pi a^2}{6}\right)\ell_c =$$

$$= \frac{B_1^2}{2\mu_0}A_c\left(\frac{\pi D^2}{4A_c} + \frac{\pi Da}{3A_c} + \frac{\pi a^2}{6A_c} - 1\right)\ell_c. \qquad (10)$$

Отметим, что индуктивность рассеяния обмотки L_α может быть определена как по потокосцеплению ψ_d, так и по энергии W_d магнитного поля рассеяния, т.е.

$$L_d = \frac{\psi_d}{i} = \frac{w\Phi_d}{i} = \frac{2W_d}{i^2}. \qquad (11)$$

Отсюда магнитный поток рассеяния

$$\Phi_d = \frac{2W_d}{wi}$$

и, согласно (5), индукция рассеяния, приведенная к сечению стержня

$$B_{1d} = \frac{2W_d}{A_c w i} =$$

$$= \frac{iw}{\ell_c}\left(\frac{\pi D^2}{4A_c} + \frac{\pi Da}{3A_c} + \frac{\pi a^2}{6A_c} - 1\right)\mu_0 = H_1 \kappa_\sigma, \qquad (12)$$

где

$$\kappa_\sigma = \left[\frac{\pi}{A_c}\left(\frac{D^2}{4} + \frac{Da}{3} + \frac{a^2}{6}\right) - 1\right]\mu_0 \ \frac{Гн}{м}. \qquad (13)$$

Внешнюю характеристику насыщающегося реактора можно определить по формулам (2) и (6), рассчитав предваритель-

но значение k_σ для каждой конкретной обмотки.

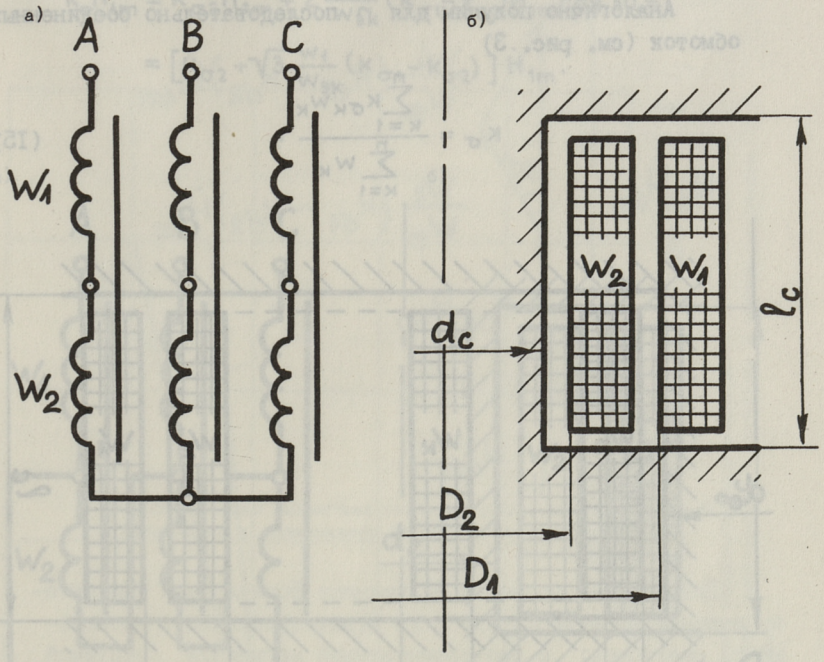


Рис. 2. Обмотки, соединенные последовательно:
а – схема соединения трехфазных обмоток,
б – расположение обмоток на стержне.

Если две концентрические обмотки с равномерно распределенной нагрузкой одной фазы соединены последовательно, как показано на рис. 2, и высота обеих обмоток одинакова, т.е. $l_1 = l_2 \approx l_c$, значения индукции рассеяния, приведенные к стержню, складываются и мы можем записать

$$B_{1d} = B_{1d1} + B_{1d2}$$

или

$$k_\sigma w \frac{i}{l_c} = (k_{\sigma 1} w_1 + k_{\sigma 2} w_2) \frac{i}{l_c} .$$

Отсюда для двух последовательно соединенных обмоток имеем

$$k_\sigma = \frac{k_{\sigma 1} w_1 + k_{\sigma 2} w_2}{w_1 + w_2}. \qquad (14)$$

Аналогично получим для n последовательно соединенных обмоток (см. рис. 3)

$$k_\sigma = \frac{\sum_{k=1}^{n} k_{\sigma k} w_k}{\sum_{k=1}^{n} w_k}. \qquad (15)$$

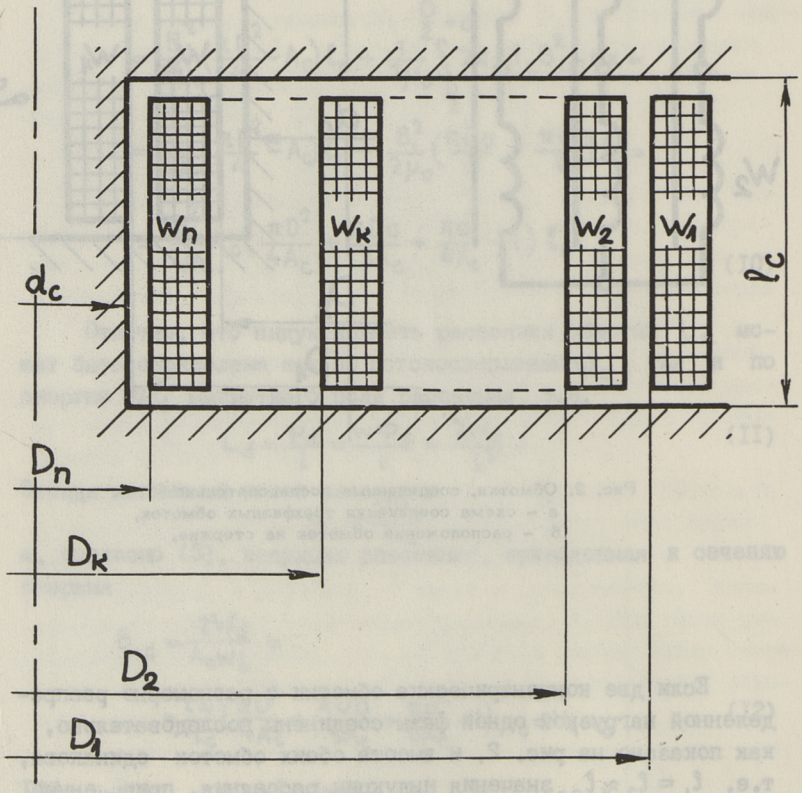


Рис. 3. Расположение n последовательно соединенных концентрических обмоток на стержне.

Если трехфазные обмотки соединены в скользящий треугольник и расположены на стержнях магнитопровода, как показано на рис. 4, тогда по векторно-топографической диа-

грамме напряженности магнитного поля в стержне и напряженностей рассеяний обмоток, показанной на рис. 5, получим

$$k_\sigma \dot{H}_{1m} = k_{\sigma 2}\dot{H}_{1m} + 2\frac{w_1}{w_{эк}}(k_{\sigma 1}-k_{\sigma 2})\dot{H}_{1m}\cos 30^\circ =$$

$$= \left[k_{\sigma 2} + \sqrt{3}\,\frac{w_1}{w_{эк}}(k_{\sigma 1}-k_{\sigma 2})\right]\dot{H}_{1m}.$$

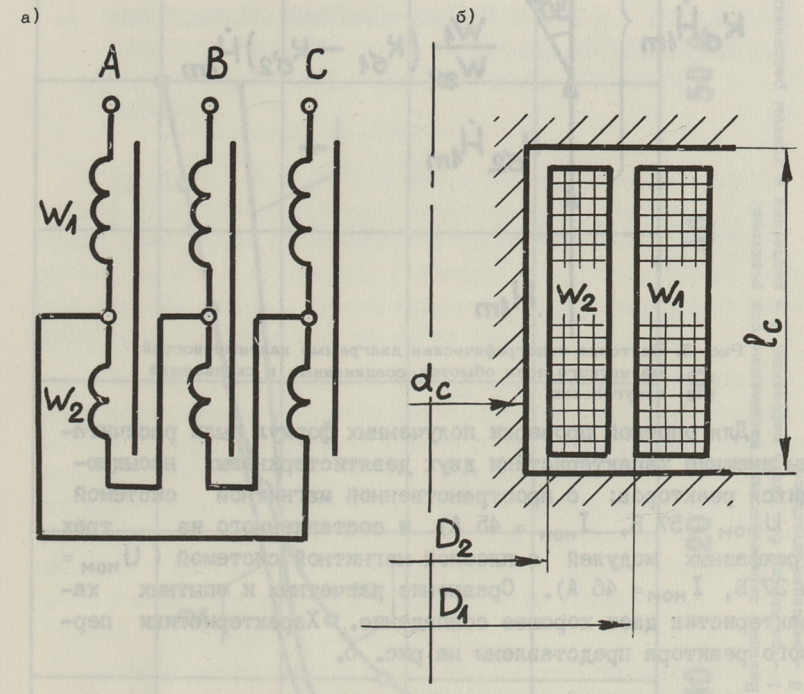


Рис. 4. Обмотки, соединенные в скользящий треугольник:
а – схема соединения трехфазных обмоток,
б – расположение обмоток на стержне.

Отсюда для концентрических обмоток с равномерно распределенной линейной нагрузкой, соединенных в скользящий треугольник и расположенных на стержнях магнитопровода, как показано на рис. 4, имеем

$$K_\sigma = K_{\sigma 2} + \sqrt{3}\,\frac{W_1}{W_{эк}}\,(K_{\sigma 1} - K_{\sigma 2}). \qquad (16)$$

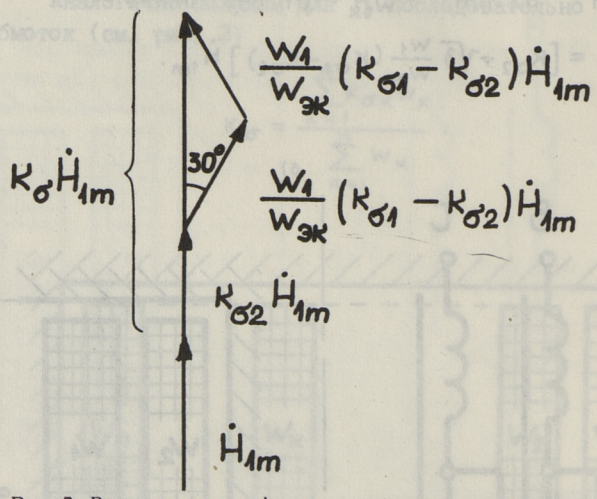


Рис. 5. Векторно-топографическая диаграмма напряженностей магнитного поля обмоток, соединенных в скользящий треугольник.

Для опытной проверки полученных формул были рассчитаны внешние характеристики двух девятистержневых насыщающихся реакторов: с пространственной магнитной системой ($U_{ном}$ = 57 В, $I_{ном}$ = 45 А) и составленного из трех трехфазных модулей с плоской магнитной системой ($U_{ном}$ = = 37 В, $I_{ном}$ = 46 А). Сравнение расчетных и опытных характеристик дает хорошее совпадение. Характеристики первого реактора представлены на рис. 6.

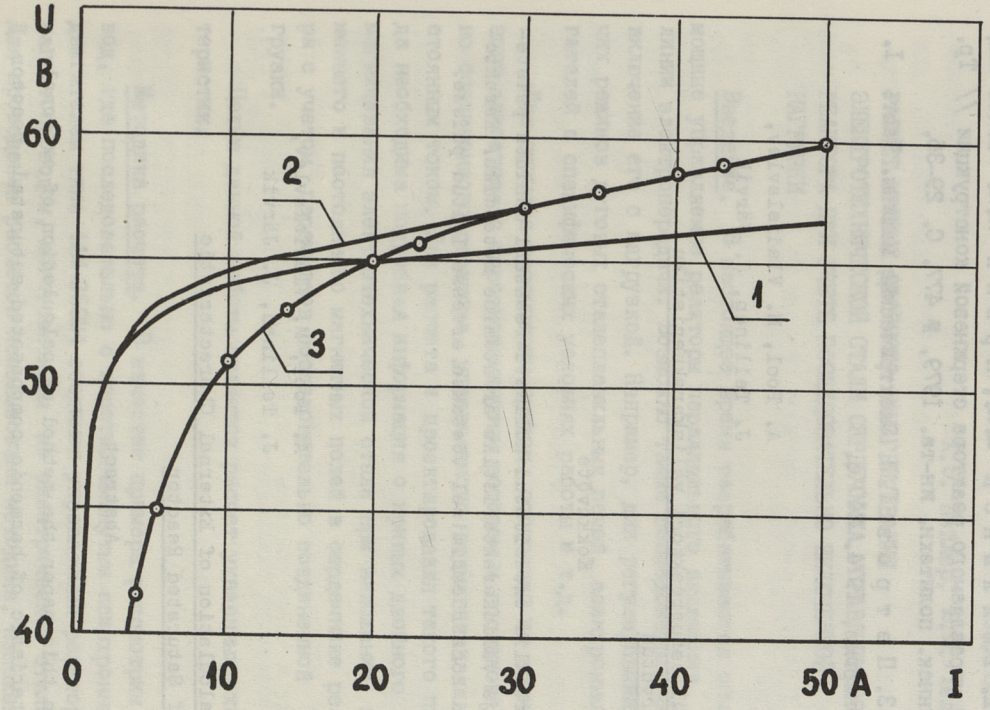


Рис. 6. Внешние характеристики насыщающегося реактора:
1 – расчетная без учета рассеяния, 2 – расчетная с учетом рассеяния,
3 – экспериментальная.

Литература

I. Теллинен И.И., Пооль А.Т., Ярвик Я.Я. Компенсация высших гармоник тока насыщающегося реактора // Тр. Таллиннск. политехн. ин-та. 1983. № 563. С. 27-41.

2. Теллинен И.И., Ярвик Я.Я. Расчет мощности управляемого реактора стержневой конструкции // Тр. Таллиннск. политехн. ин-та. 1979, № 477. С. 29-36.

3. Петров Г.Н. Электрические машины. Часть I. М.: Энергия, 1974. 240 с.

A. Pool, M. Vladislavlev,
J. Tellinen, J. Järvik

Küllastusreaktori väliskarakteristiku arvutus

Kokkuvõte

Artiklis on esitatud küllastusreaktori mähiste puistevälja ja väliskarakteristiku arvutamise metoodika. Karakteristiku konstrueerimisel võetakse arvesse leitud puiste.

A. Pool, M. Vladislavlev,
J. Tellinen, J. Järvik

Calculation of External Characteristic of Saturated Reactor

Abstract

In this paper the method of calculation of external characteristic of harmonic-compensated saturated reactor is given. The magnetic leakage is taken into account. The results of the tests of nine-core saturated reactor are presented.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.316

Х.Э. Вейлер, Ю.Ю. Теллинен

РАСЧЕТ КРИВЫХ ДВОЙНОГО НАМАГНИЧИВАНИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СТАЛИ СЕРДЕЧНИКА УПРАВЛЯЕМОГО РЕАКТОРА ПРИ УЧЕТЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННОЙ НАГРУЗКИ

Введение. В настоящее время разрабатываются опытные мощные управляемые реакторы параллельного включения для линии электропередачи. Возможно также последовательное включение его с нагрузкой. Например, для регулирования рабочих режимов дуговых сталеплавильных печей, асинхронных двигателей в специфических условиях работы и т.д.

Для примера рассмотрим привод, состоящий из асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором и последовательно соединенного реактора, управляемого подмагничиванием постоянным током. Для расчета и проектирования такого привода необходима подробная информация о кривых двойного намагничивания электротехнической стали при наложении переменного и постоянного магнитных полей в сердечнике реактора с учетом параметров последовательно соединенной нагрузки.

Целью данной работы является расчет указанных характеристик.

Методика расчета. В качестве примера рассмотрим привод, где последовательно с короткозамкнутым асинхронным двигателем типа 4АМ-250М4 соединен управляемый реактор с магнитопроводом, изготовленным из электрической стали 3413. Для проведения расчетов использована методика, изложенная в [1].

Расчет начинается с определения параметров эквивалентной схемы, приведенной в [1]. Причем сделаны следующие допущения:

I. Индуктивное $L_г$ и активное $r_г$ сопротивления системы питания равняются нулю.

2. Не учитывают последовательно соединенную емкость $C_н$. Параметрами нагрузки являются индуктивное и активное сопротивления ротора короткозамкнутого асинхронного двигателя.

Как известно, эти параметры не постоянны по величине, а являются функцией от скольжения s. Следовательно, для практических расчетов необходимо для каждого номера гармоник вычислить соответствующие величины индуктивного x_g и активного r_g сопротивлений асинхронного двигателя. Скольжение и номера высших гармоник связаны по следующей формуле [2]:

$$s_\nu = 1 \pm \frac{1}{\nu}(1 - s_1), \qquad (I)$$

где s_1 - скольжение при $\nu = I$;
ν - номер гармоники.

Коэффициенты $k_{r\nu} = f(s_\nu)$ и $k_{x\nu} = f(s_\nu)$, учитывающие изменение активного и индуктивного сопротивлений ротора двигателя при разных значениях скольжения были определены приближенно по методике, приведенной в [2]. Применяя формулу (I) и коэффициенты $k_{r\nu}$ и $k_{x\nu}$, вычисляются конкретные значения активного и реактивного сопротивлений ротора для заданных номеров гармоник по формулам:

$$r_{g\nu} = k_{r\nu} r_g ; \qquad (2)$$

$$x_{g\nu} = k_{x\nu} x_g . \qquad (3)$$

Используя эквивалентную схему, представленную в [I], вычисляют суммарные активные и реактивные сопротивления цепи по формулам:

$$r_\nu = r_{g\nu} + r_{обм} ; \qquad (4)$$

$$x_\nu = x_{g\nu} + x_\lambda , \qquad (5)$$

где $r_{обм}$ - активное сопротивление обмотки реактора;
x_λ - индуктивное сопротивление рассеяния обмотки реактора.

Для перехода к электромагнитным параметрам приведены коэффициенты:

$$a_{r\nu} = \sqrt{3}\, r_\nu K_н / K_в ; \qquad (6)$$

$$a_{L\nu} = \sqrt{3}\, x_\nu K_н / K_в , \qquad (7)$$

где $K_н = I_н / H_н$ – коэффициент соответствия между фазным током ротора $I_н$ и напряженностью магнитного поля $H_н$ в стержне реактора;

$K_в = U_н / B_{1m}$ – коэффициент соответствия между фазным напряжением $U_н$ и индукцией B_{1m} в стержне реактора.

Исходная кривая намагничивания. Точность проведенных расчетов зависит от точности аппроксимации основной кривой намагничивания стали сердечника. В данной работе применяется метод кубических сплайнов, изложенный в [3]. Для вычисления фиктивной кривой намагничивания были вычислены: величина немагнитного зазора $l_{\delta *} = l_\delta / l_c$, где l_δ – эффективная длина немагнитного зазора и l_c – длина сердечника; также значение удельного коэффициента рассеяния $K_\lambda = S_{рас} / S_c$, где $S_{рас}$ – эффективная площадь, через которую пройдет поле рассеяния и S_c – площадь сечения сердечника индуктивной катушки. В целях упрощения расчетов считаем, что K_λ от номера гармоник не зависит.

Наряду с методом аппроксимации основной кривой намагничивания ферромагнитного сердечника по методу кубических сплайнов была использована кусочно-линейная аппроксимация, которая приведена в [4].

Расчеты показывают, что при применении метода кубических сплайнов можно сэкономить машинное время и улучшить точность расчетов.

Режим намагничивания электротехнической стали сердечника управляемого реактора. В [3] описаны два крайних режима намагничивания, которые зависят от конкретной конструкции реактора и схемы соединения обмоток: первый, когда гармоники четного порядка проявляются в магнитном потоке (индукции), второй, когда они проявляются в намагничивающей силе (напряженности). В данной работе рассматривается первый из них – который при конкретном расчете представлен в виде:

$$b = B_0 + B'_{1m}\cos x + B''_{1m}\sin x + \sum_{\nu=1}^{19}[B'_{(2\nu)m}\sin 2\nu x + B''_{(2\nu)m}\cos 2\nu x]; \quad (5)$$

$$h = H_0 + H'_{1m}\cos x + H''_{1m}\sin x + \sum_{\nu=1}^{19}[H'_{(2\nu+1)}\cos(2\nu+1)x + H''_{(2\nu+1)m}\sin(2\nu+1)x]. \quad (6)$$

Формулы (5) и (6) определяют в разработанной программе (приведенной в [I]) конкретный режим намагничивания. В программе расчета количество неизвестных не ограничено, но в данном расчете рассматриваются высшие гармоники в диапазоне I кГц (до I9-ой гармоники включительно).

Результаты расчета и их анализ. При помощи программы расчета, описанной в [I], был произведен расчет амплитуд высших гармоник для управляемого реактора с магнитопроводом из стали 34I3, с которым последовательно соединено активное и реактивное сопротивления ротора короткозамкнутого асинхронного двигателя. В ходе расчетов были вычислены следующие коэффициенты:

I. Коэффициент индукционных искажений в стержне реактора:

$$K_{НИО} = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{L-1}[(B'_{\nu m})^2 + (B''_{\nu m})^2] + \kappa_\lambda^2 \sum_{\nu=L}^{M}(H'^2_{\nu m} + H''^2_{\nu m})}}{B_{1m} - \kappa_\lambda \cdot H_{1m}}, \quad (7)$$

где $B'_{\nu m}$, $B''_{\nu m}$ – синусоидальная и косинусоидальная составляющие индукции для ν-ой гармоники;

$H'_{\nu m}$, $H''_{\nu m}$ – синусоидальная и косинусоидальная составляющие напряженности на ν-ой гармоники;

L – параметр, определяющий раздел между гармониками индукции и напряженности;

B_{1m}, H_{1m} – первая гармоника индукции и напряженности магнитного поля;

M – количество неизвестных.

2. Коэффициент индукционных искажений напряженности:

$$K_{\text{нин}} = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=L}^{M} \left[(H'_{\nu m}\nu)^2 + (H''_{\nu m}\nu)^2 \right]}}{H_{1m}} . \qquad (8)$$

3. Коэффициент нелинейных искажений напряженности:

$$K_{\text{нин}} = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=L}^{M} \left[H'^2_{\nu m} + H''^2_{\nu m} \right]}}{H_{1m}} , \qquad (9)$$

названия двух первых коэффициентов впервые приведены в [3].

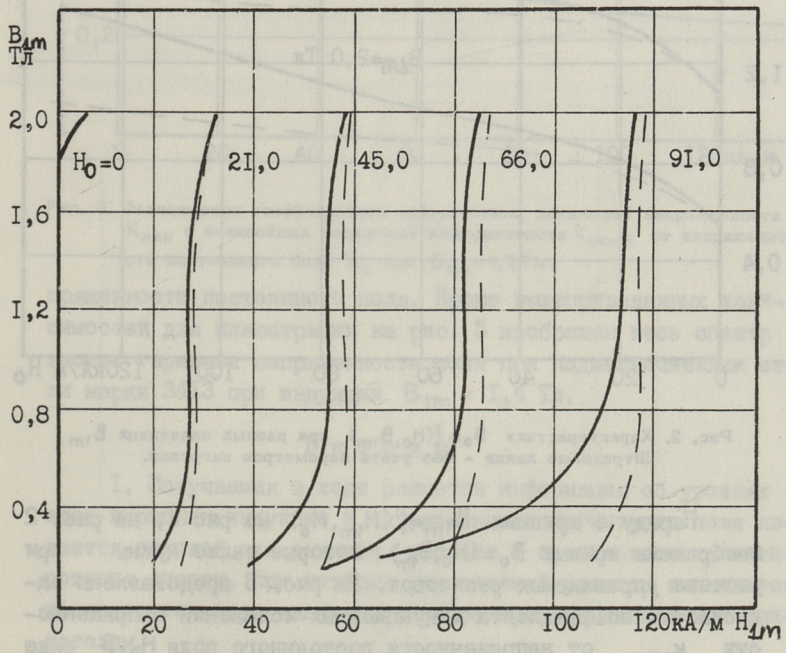


Рис. 1. Кривые двойного намагничивания $B_{1m} = f(H_{1m}, H_0)$, при разных H_0. Штриховые линии – без учета параметров нагрузки.

На рис. I приведены кривые двойного намагничивания $B_{1m} = f(H_{1m}, H_0)$, где сплошные линии обозначают учет и штриховые – без учета параметров последовательно соединенного асинхронного двигателя. Сравнение этих кривых показывает, что они значительно отличаются друг от друга. Это приводит к необходимости при проектировании управляемых реакторов учитывать параметры последовательно включенных нагрузок.

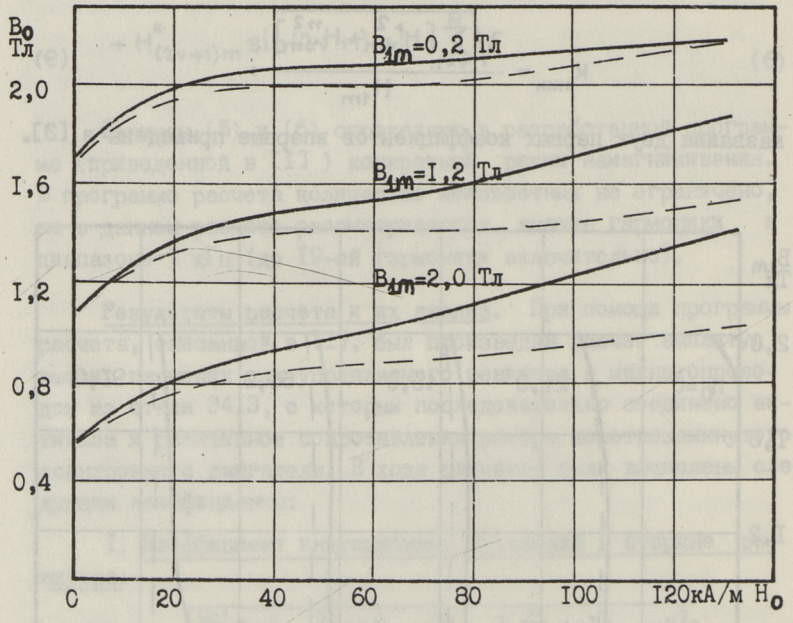


Рис. 2. Характеристики $B_0 = f(H_0, B_{1m})$ при разных значениях B_{1m}. Штриховые линии – без учета параметров нагрузки.

Наряду с кривыми $B_{1m} = f(H_{1m}, H_0)$ на рис I, на рис. 2 изображены кривые $B_0 = (H_0, B_{1m})$, которые также нужны при расчете управляемых реакторов. На рис. 3 представлены зависимости коэффициента индукционных искажений напряженности $K_{нин}$ от напряженности постоянного поля H_0. В виде штриховых линий приведены случаи, при которых не учитывают параметры нагрузки. На рис. 4 приведена зависимость коэффициента индукционных искажений индукции $K_{нид}$ от на-

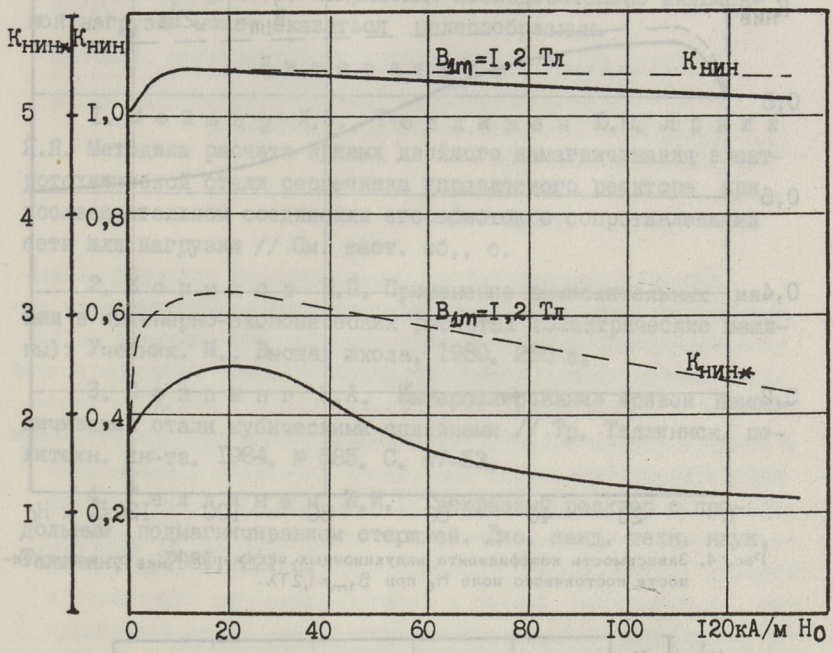


Рис. 3. Зависимости коэффициентов индукционных искажений напряженности $K_{нин}$ и нелинейных искажений напряженности $K_{нин*}$ от напряженности постоянного поля H_0 при B_{1m}=1,2 Тл.

пряженности постоянного поля. Кроме вышеприведенных зависимостей для иллюстрации на рис. 5 изображен весь спектр высших гармоник напряженности поля при подмагничивании стали марки 3413 при индукции B_{1m} = I,4 Тл.

Выводы

I. Получаемая в ходе расчетов информация об уровнях всех гармоник индукции и напряженности магнитного поля является основой для анализа, расчета и правильного проектирования систем, при которых управляемый реактор включается последовательно с нагрузкой, например, с асинхронным двигателем.

2. Учитывая, что при применении схем компенсации относительный уровень высших гармоник в потребляемом от сети токе может быть низким, применение управляемого реактора

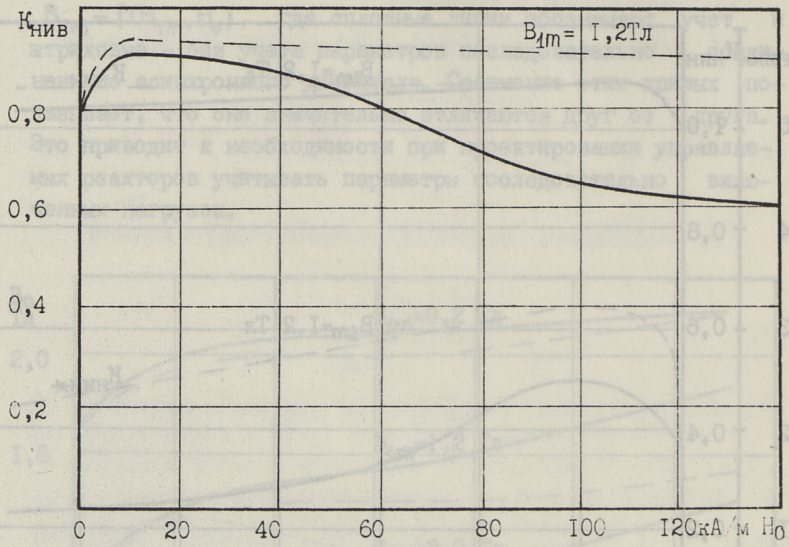


Рис. 4. Зависимость коэффициента индукционных искажений $K_{нив}$ от напряженности постоянного поля H_0 при $B_{1m}=1,2$ Тл.

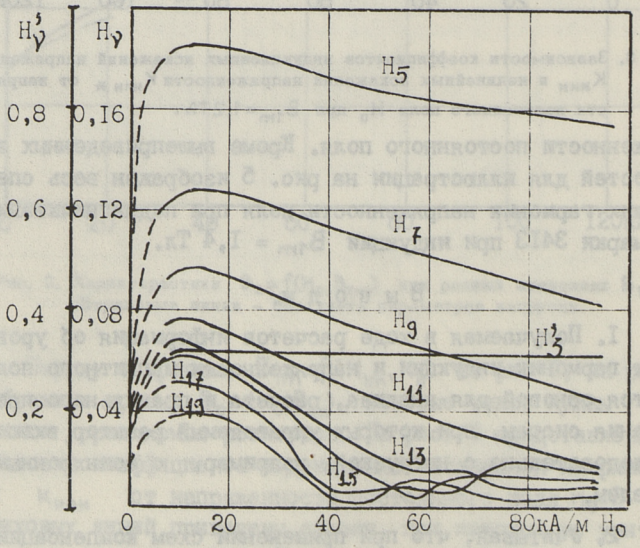


Рис. 5. Спектр высших гармоник напряженности магнитного поля в диапазоне 1 кГц при $B_{1m}=1,4$ Тл.

в качестве регулятора напряжения последовательно включенной нагрузки может оказаться целесообразным.

Литература

I. Вейлер Х.Э., Теллинен Ю.Ю. Ярвик Я.Я. Методика расчета кривых двойного намагничивания электротехнической стали сердечника управляемого реактора при последовательном соединении его обмоток с сопротивлениями сети или нагрузки // См. наст. сб., с.

2. Копылов И.П. Применение вычислительных машин в инженерно-экономических расчетах (Электрические машины): Учебник. М.: Высшая школа, 1980. 256 с.

3. Сеппинг Э.А. Интерполирование кривой намагничивания стали кубическими сплайнами // Тр. Таллиннск. политехн. ин-та. 1984. № 585. С. 47-53.

4. Теллинен И.И. Трехфазный реактор с продольным подмагничиванием стержней. Дис. канд. техн. наук, Таллинн, 1981. 221 с.

H. Veiler, J. Tellinen

Juhitava reaktori südamiku elektrotehnilise terase kahekordsete magneetimiskõverate arvutus, arvestades mähisega järjestikku ühendatud koormust

Kokkuvõte

Artiklis on esitatud juhitava reaktori südamiku elektrotehnilise terase 3413 kahekordsete magneetimiskõverate arvutustulemused, kui järjestikku ühendatud koormuseks on lühisrootoriga asünkroonmootor mark 4A-250 M4. Samas on toodud põhilised karakteristikud juhitava reaktori südamiku magnetilise induktsiooni ja väljatugevuse kõrgemate harmooniliste nivoo hindamiseks.

H. Veiler, J. Tellinen

Calculation of Double Magnetization Curves of Magnetic Steel in the Core of Controlled Reactor with Series Load

Abstract

Double magnetization curves of the core of controlled reactor with series of connected load have been calculated in this paper. The load is accounted as a squirrel-cage motor 4A-250 M4. Main characteristics for magnetic induction and density high harmonics level in the core of controlled reactor have been estimated. The core of controlled reactor has been made of magnetic steel type 3413.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.316

Х.Э. Вейлер, Ю.Ю. Теллинен,
Я.Я. Ярвик

МЕТОДИКА РАСЧЕТА КРИВЫХ ДВОЙНОГО НАМАГНИЧИВАНИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СТАЛИ СЕРДЕЧНИКА УПРАВЛЯЕМОГО РЕАКТОРА ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ СОЕДИНЕНИИ ЕГО ОБМОТОК С СОПРОТИВЛЕНИЯМИ СЕТИ ИЛИ НАГРУЗКИ

Введение. Для расчета и проектирования управляемых и насыщающихся реакторов необходимы подробные характеристики стали их сердечников. В [1] представлена методика расчета на ЦВМ кривых двойного намагничивания электротехнических сталей с учетом технологических немагнитных зазоров и магнитного рассеяния обмоток в режиме свободного и вынужденного по четным высшим гармоникам намагничивания. Однако подобные кривые и характеристики для реакторов последовательного включения с учетом сопротивления нагрузок и для реакторов параллельного включения с учетом эквивалентных сопротивлений сети питания отсутствуют.

Целью данной работы является разработка методики и программ расчета исходных характеристик сердечников реакторов.

Расчетная схема и методика расчета. У управляемых и насыщающихся реакторов основными элементами являются стержни (полустержни) с обмоткой (обмотками), которые замкнуты между собой ярмами. В простейшем случае трехфазный реактор содержит $3n$ модулей однофазных реакторов ($n = 1,2,3$), содержащих магнитопровод и фазную обмотку, а у управляемого реактора также обмотку управления, см. рис. 1. Такой однофазный модуль представляет собой индуктивную катушку с ферромагнитным сердечником, которую на рис. 2 заменяют последовательной схемой замещения, где $r_г$, $L_г$ – внутренние сопротивления питающей системы; $r_н$, $L_н$ и $C_н$ – параметры

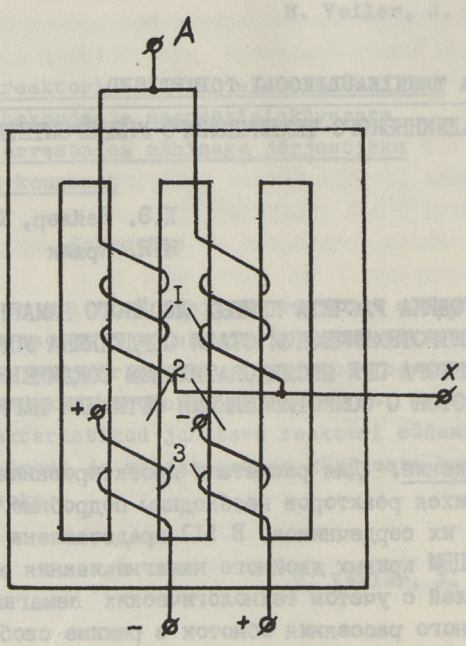


Рис. 1. Однофазный реактор:
1 – фазные обмотки; 2 – полустержни; 3 – обмотки управления.

нагрузки; L_δ – индуктивность рассеяния обмотки индуктивной катушки; $\tau_{обм}$ – активное сопротивление обмотки индуктивной катушки; L_ψ – нелинейная индуктивность ферромагнитной катушки.

Математические основы расчета характеристик стали сердечника. Используем традиционный метод Ньютона с небольшими изменениями, где процесс обращения и умножения матрицы на каждом цикле итерации заменяется решением системы линейных уравнений.

Рассмотрим ферромагнитный сердечник, в котором связь между мгновенными значениями индукции b и напряженности h магнитного поля выражается зависимостью

$$h = h(b). \qquad (I)$$

Явлением магнитного гистерезиса пренебрегаем. Номера гармоник индукции и напряженности магнитного поля определяют режим намагничивания сердечника.

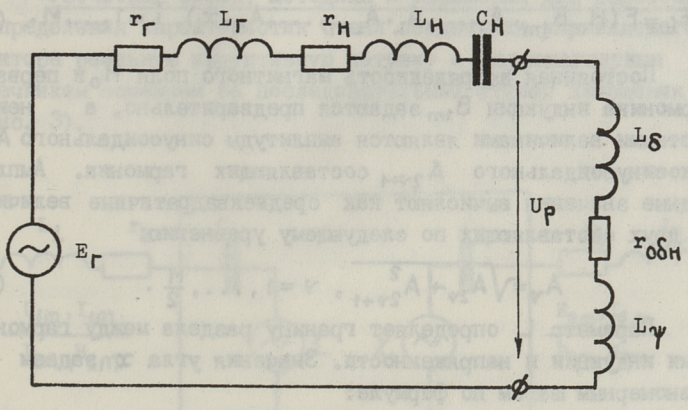


Рис. 2. Схема замещения однофазного управляемого реактора совместно с параметрами сети и нагрузки.
$r_г$, $L_г$ – активное сопротивление и индуктивность питающей системы; $r_н$, $L_н$ и $C_н$ – активное сопротивление, индуктивность и емкость нагрузки; L_δ – индуктивность рассеяния; $r_{обм}$ – активное сопротивление обмотки; L_ψ – нелинейная индуктивность стержня управляемого реактора.

Далее рассмотрим следующую периодическую функцию:

$$F = h[b(x)] - h(x), \qquad (2)$$

которая является функцией синхронного угла $x = \omega t$ и независимых переменных, которыми являются амплитудные значения гармоник индукции и напряженности поля.

Функция F имеет определенный спектр высших гармоник. Для нахождения амплитудных значений высших гармоник индукции и напряженности магнитного поля необходимо рассмотреть периодическую функцию F в M точках коллокации, причем количество высших гармоник должно равняться количеству точек коллокации. Поэтому из (2) получим следующую систему нелинейных уравнений:

$$F_1 = 0;$$
$$F_2 = 0;$$
$$\ldots\ldots$$
$$F_M = 0,$$

где

$$F_i = F(H_0, B_{1m}, A_1, \ldots, A_L, A_{L+1}, \ldots, A_M, x_i),\ i = 1, \ldots, M. \quad (3)$$

Постоянная напряженность магнитного поля H_0 и первая гармоника индукции B_{1m} задаются предварительно, а неизвестными величинами являются амплитуды синусоидального $A_{2\nu}$ и косинусоидального $A_{2\nu+1}$ составляющих гармоник. Амплитудные значения вычисляют как среднеквадратичные величины из двух составляющих по следующему уравнению:

$$A_\nu = \sqrt{A_{2\nu}^2 + A_{2\nu+1}^2},\ \nu = 1, \ldots, \frac{M}{2}. \quad (4)$$

Параметр L определяет границу раздела между гармониками индукции и напряженности. Значения угла x задаем с равномерным шагом по формуле:

$$\Delta x_i = x_{i+1} - x_i = \frac{2\pi}{M},\ i = 1, \ldots, M. \quad (5)$$

Разлагая (3) в ряд Тейлора, будем иметь систему линейных уравнений:

$$\begin{aligned}
&\frac{\delta F_1}{\delta A_1}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_1^{(n)} + \frac{\delta F_1}{\delta A_2}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_2^{(n)} + \ldots + \frac{\delta F_1}{\delta A_{2L}}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_{2L}^{(n)} + \ldots + \frac{\delta F_1}{\delta A_M}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_M^{(n)} = -F_1 \\
&\qquad\qquad \vdots \\
&\frac{\delta F_i}{\delta A_1}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_1^{(n)} + \frac{\delta F_i}{\delta A_2}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_2^{(n)} + \ldots + \frac{\delta F_i}{\delta A_{2L}}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_{2L}^{(n)} + \ldots + \frac{\delta F_i}{\delta A_M}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_M^{(n)} = -F_i \quad (6) \\
&\qquad\qquad \vdots \\
&\frac{\delta F_M}{\delta A_1}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_1^{(n)} + \frac{\delta F_M}{\delta A_2}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_2^{(n)} + \ldots + \frac{\delta F_M}{\delta A_{2L}}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_{2L}^{(n)} + \ldots + \frac{\delta F_M}{\delta A_M}\Big|_{(n)} \cdot \Delta A_M^{(n)} = -F_M,
\end{aligned}$$

где $A_1^{(n)}, \ldots, A_M^{(n)}$ – n-ое приближение;

$F_1^{(n)}, \ldots, F_M^{(n)}$ – значение F при n-ом приближении, решая которую получим поправки $\Delta A_1^{(n)}, \ldots, \Delta A_M^{(n)}$ к приближениям $A_1^{(n)}, \ldots, A_M^{(n)}$.

Затем находим уточненное решение

$$A_i^{(n+1)} = A_i^{(n)} + \Delta A_i^{(n)},\ i = 1, \ldots, M. \quad (7)$$

Цикл решения повторяется до тех пор, пока величины поправок не станут достаточно малыми.

Повторяя такой процесс для каждого значения H_0 и B_{1m}, можно получить семейство характеристик двойного намагничивания:

$$B_{1m} = f(H_{1m}, H_0) \quad \text{при} \quad H_0 = \text{const}.$$

Расчетная схема, методика и выражения для расчета. Для определения характеристик стали сердечника управляемого реактора реальную индуктивную катушку с ферромагнитным сердечником заменяем ее последовательной схемой замещения (см. рис. 3).

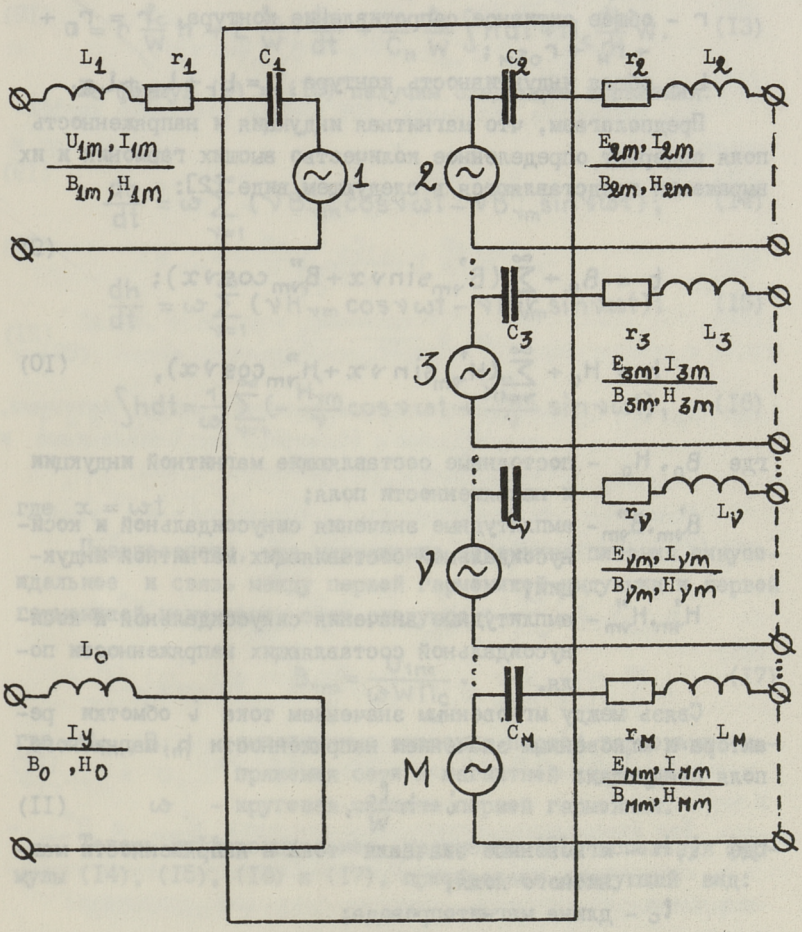


Рис. 3. Стержень управляемого реактора в виде многополюсника. $E_{\nu m}, I_{\nu m}$ – э.д.с. и ток ν – гармоники и соответствующие им $B_{\nu m}$ и $H_{\nu m}$ индуктивность и напряженность магнитного поля, $L_\nu, r_\nu, C_{M\nu}$ – индуктивность, активное сопротивление и емкость ν-й гармоники.

Используя II закон Кирхгофа получим дифференциальное уравнение:

$$u = ir + L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C_н}\int i\,dt + \frac{d\psi}{dt}, \qquad (8)$$

где ψ - мгновенное значение потокосцепления индуктивной катушки;

r - общее активное сопротивление контура, $r = r_г + r_н + r_{обм}$;

L - общая индуктивность контура, $L = L_г + L_н + L_\delta$.

Предполагаем, что магнитная индукция и напряженность поля содержат определенное количество высших гармоник и их выражения представляются в следующем виде [2]:

$$b = B_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty}(B'_{\nu m}\sin\nu x + B''_{\nu m}\cos\nu x); \qquad (9)$$

$$h = H_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty}(H'_{\nu m}\sin\nu x + H''_{\nu m}\cos\nu x), \qquad (10)$$

где B_0, H_0 - постоянные составляющие магнитной индукции и напряженности поля;

$B'_{\nu m}, B''_{\nu m}$ - амплитудные значения синусоидальной и косинусоидальной составляющих магнитной индукции;

$H'_{\nu m}, H''_{\nu m}$ - амплитудные значения синусоидальной и косинусоидальной составляющих напряженности поля.

Связь между мгновенным значением тока i обмотки реактора и мгновенным значением напряженности h магнитного поля следующая:

$$i = h\frac{l_c}{W}, \qquad (11)$$

где i, h - мгновенные значения тока и напряженности магнитного поля;

l_c - длина магнитопровода;

W - число витков обмотки.

Мгновенное значение потокосцепления обмотки можно вычислить по формуле:

$$\psi = b\Pi_c W, \qquad (12)$$

где b – мгновенное значение магнитной индукции;
Π_c – сечение сердечника.

Используя формулы (II) и (I2), дифференциальное уравнение (8) приобретает следующий вид:

$$u = r\frac{l_c}{W}h + L\frac{l_c}{W}\cdot\frac{dh}{dt} + \frac{1}{C_H}\frac{l_c}{W}\int h\,dt + \Pi_c\frac{db}{dt}W. \qquad (I3)$$

Из формул (9) и (I0) получим следующие выражения:

$$\frac{db}{dt} = \omega\sum_{\nu=1}^{\infty}(\nu B'_{\nu m}\cos\nu\omega t - \nu B''_{\nu m}\sin\nu\omega t); \qquad (I4)$$

$$\frac{dh}{dt} = \omega\sum_{\nu=1}^{\infty}(\nu H'_{\nu m}\cos\nu\omega t - \nu H''_{\nu m}\sin\nu\omega t); \qquad (I5)$$

$$\int h\,dt = \frac{1}{\omega}\sum_{\nu=1}^{\infty}\left(-\frac{H'_{\nu m}}{\nu}\cos\nu\omega t + \frac{H''_{\nu m}}{\nu}\sin\nu\omega t\right), \qquad (I6)$$

где $x = \omega t$.

Предполагаем, что напряжение источника питания синусоидальное и связь между первой гармоникой индукции и первой гармоникой напряжения сети следующая:

$$B_{1m} = \frac{U_{1m}}{\omega W\Pi_c}, \qquad (I7)$$

где U_{1m}, B_{1m} – амплитудные значения первой гармоники напряжения сети и магнитной индукции;
ω – круговая частота первой гармоники.

Теперь дифференциальное уравнение (8), используя формулы (I4), (I5), (I6) и (I7), приобретает следующий вид:

$$-B_{1m}\sin x = \frac{l_c}{W\Pi_c}\Big[\frac{r}{\omega}\sum_{\nu=1}^{\infty}(H'_{\nu m}\sin\nu x + H''_{\nu m}\cos\nu x) +$$
$$+ L\sum_{\nu=1}^{\infty}(\nu H'_{\nu m}\cos\nu x - \nu H''_{\nu m}\sin\nu x) +$$
$$+ \frac{1}{\omega^2 C_H}\sum_{\nu=1}^{\infty}\Big(-\frac{H'_{\nu m}}{\nu}\cos\nu x + \frac{H''_{\nu m}}{\nu}\sin\nu x\Big)\Big] + \qquad (18)$$
$$+ \sum_{\nu=1}^{\infty}(\nu B'_{\nu m}\cos\nu x - \nu B''_{\nu m}\sin\nu x).$$

Для упрощения уравнения (18) введем следующие коэффициенты:

$$a_r = \frac{r}{\omega}\cdot\frac{l_c}{W^2\Pi_c}; \qquad (19)$$

$$a_L = L\cdot\frac{l_c}{W^2\Pi_c}; \qquad (20)$$

$$a_c = \frac{1}{\omega^2 C_H}\cdot\frac{l_c}{W^2\Pi_c}, \qquad (21)$$

где a_r, a_L, a_c - коэффициенты соответствия между активным, индуктивным и емкостным сопротивлениями и параметрами эквивалентной схемы.

Используя эти коэффициенты, дифференциальное уравнение (8) приобретает вид:

$$B_{1m}\sin x - \sum_{\nu=1}^{\infty}(\nu B'_{\nu m}\cos\nu x - \nu B''_{\nu m}\sin\nu x) =$$
$$= \sum_{\nu=1}^{\infty}\Big\{\Big[a_r H'_{\nu m} - a_L\nu H'_{\nu m} + \frac{a_c}{\nu}H''_{\nu m}\Big]\sin\nu x +$$
$$+ \Big[a_r H''_{\nu m} + a_L\nu H'_{\nu m} - \frac{a_c}{\nu}H'_{\nu m}\Big]\cos\nu x\Big\}. \qquad (22)$$

Для определения амплитудных значений $B'_{\nu m}$ и $B''_{\nu m}$ - т.е. синусоидальной и косинусоидальной составляющих гармоник магнитной индукции, составим следующие уравнения:

$$-B_{1m}\sin x + \sum_{\nu=1}^{\infty}\nu B''_{\nu m}\sin\nu x = \sum_{\nu=1}^{\infty}(a_r H'_{\nu m} -$$
$$- a_L\nu H'_{\nu m} + \frac{a_c}{\nu}H''_{\nu m})\sin\nu x; \qquad (23)$$

$$-\sum_{\nu=1}^{\infty}\nu B'_{\nu m}\cos\nu x=\sum_{\nu=1}^{\infty}a_r H''_{\nu m}+a_L\nu H'_{\nu m}-$$

$$-\frac{a_c}{\nu}H'_{\nu}\cos\nu x. \qquad (24)$$

Из уравнений (23) и (24) следует, что при $\nu = 1$:

$$B''_{1m}=B_{1m}+a_r H'_{1m}-(a_L-a_c)H''_{1m}; \qquad (25)$$

$$B'_{1m}=1-a_r H''_{1m}-(a_L-a_c)H'_{1m}; \qquad (26)$$

и при $\nu \neq 1$:

$$B''_{\nu m}=\frac{a_r}{\nu}H'_{\nu m}-(a_L-\frac{a_c}{\nu^2})H''_{\nu m}; \qquad (27)$$

$$B'_{\nu m}=-\frac{a_r}{\nu}H''_{\nu m}-(a_L-\frac{a_c}{\nu^2})H'_{\nu m}. \qquad (28)$$

Далее, используя уравнения (9), (10), (25), (26), (27) и (28), можно периодическую функцию (2) представить в виде:

$$F=h\Big\{B_0+[-a_{r1}H''_{1m}-(a_{r1}-a_{c1})H'_{1m}]\sin x+$$

$$+[B_{1m}+a_{r1}H''_{1m}-(a_{L1}-a_{c1})H'_{1m}]\cos x+\sum_{\nu=2}^{L}(B'_{\nu m}\sin\nu x+$$

$$+B''_{\nu m}\cos\nu x)+\sum_{\nu=L+1}^{M}\Big[\frac{a_{r\nu}}{\nu}H'_{\nu m}-(a_{L\nu}-\frac{a_{c\nu}}{\nu^2})\cdot H''_{\nu m}\cos\nu x+$$

$$+(-\frac{a_{r\nu}}{\nu}H''_{\nu m})-(a_{L\nu}-\frac{a_{c\nu}}{\nu^2})\cdot H'_{\nu m}\sin\nu x\Big]\Big\}-[H_0+$$

$$+\sum_{\nu=L+1}^{M}(H'_{\nu m}\sin\nu x+H''_{\nu m}\cos\nu x)]=0, \qquad (29)$$

где ν - соответствующие номера гармоник;

$a_{r\nu}, a_{L\nu}$ и $a_{c\nu}$ - коэффициенты соответствия между активным, индуктивным и емкостным сопротивлениями и параметрами индуктивной катушки при конкретном ν.

Определение взаимных связей между амплитудами гармоник представляет собой сложную задачу.

В данной работе задача расчета амплитудных значений гармоник в общем виде может быть сформулирована как задача линейного многополюсника, которая приведена в [4] и кото-

рая представлена применительно к нашей задаче на рис. 2. На входные зажимы подается ток управления, которому соответствует напряженность подмагничивания H_0. На выходных зажимах вычисляют амплитудные значения высших гармоник напряженности и индукции при определенном режиме подмагничивания, который задается наличием или отсутствием перемычек в виде штриховых линий (см. рис. 3), причем сумма мощностей, втекающих и вытекающих из многополюсника на всех частотах равна нулю.

Для решения этой задачи вышеуказанным методом разложим периодическую функцию (29) в ряд Тейлора. Тогда будем иметь систему линейных уравнений:

$$\begin{vmatrix} \frac{\delta F_1}{\delta B_0} & \dots & \frac{\delta F_1}{\delta B'_\nu} & \frac{\delta F_1}{\delta B''_\nu} & \dots & \frac{\delta F_1}{\delta H'_L} & \frac{\delta F_1}{\delta H''_L} & \dots & \frac{\delta F_1}{\delta H'_M} & \frac{\delta F_1}{\delta H''_M} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \frac{\delta F_i}{\delta B_0} & \dots & \frac{\delta F_i}{\delta B'_\nu} & \frac{\delta F_i}{\delta B''_\nu} & \dots & \frac{\delta F_i}{\delta H'_L} & \frac{\delta F_i}{\delta H''_L} & \dots & \frac{\delta F_i}{\delta H'_M} & \frac{\delta F_i}{\delta H''_M} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \frac{\delta F_M}{\delta B_0} & \dots & \frac{\delta F_M}{\delta B'_\nu} & \frac{\delta F_M}{\delta B''_\nu} & \dots & \frac{\delta F_M}{\delta H'_L} & \frac{\delta F_M}{\delta H''_L} & \dots & \frac{\delta F_M}{\delta H'_M} & \frac{\delta F_M}{\delta H''_M} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \Delta B_0 \\ \Delta B'_1 \\ \Delta B''_1 \\ \Delta H'_L \\ \Delta H''_L \\ \Delta H'_M \\ \Delta H''_M \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} F_1 \\ \vdots \\ F_M \end{vmatrix} \qquad (30)$$

$$\frac{\delta F_i}{\delta B_0} = \left(\frac{dh}{db}\right)\Big|_{b(x_i)}; \qquad (31)$$

$$\frac{\delta F_i}{\delta B'_\nu} = \left(\frac{dh}{db}\right)\Big|_{b(x_i)} \cdot \sin\nu x_i; \qquad (32)$$

$$\frac{\delta F_i}{\delta B''_\nu} = \left(\frac{dh}{db}\right)\Big|_{b(x_i)} \cdot \cos\nu x_i, \qquad (33)$$

где $i = 1, \dots, M-1$,

$\nu = 1, \dots, L-1$.

$$\frac{\delta F_i}{\delta H'_\nu} = -\sin\nu x_i + \left(\frac{dh}{db}\right)\Big|_{b(x_i)} \cdot \left[\frac{a_{r\nu}}{\nu}\cos\nu x_i - \left(a_{L\nu} - \frac{a_{c\nu}}{\nu^2}\right)\sin\nu x_i\right]; \qquad (34)$$

$$\frac{\delta F_i}{\delta H''_\nu} = -\cos\nu x_i + \left(\frac{dh}{db}\right)\Big|_{b(x_i)} \cdot \left[\left(-a_{L\nu} + \frac{a_{c\nu}}{\nu^2}\right)\cdot\cos\nu x_i - \frac{a_{r\nu}}{\nu}\sin\nu x_i\right], \qquad (35)$$

где $i = 1, \ldots, M-1$,

$\nu = L, \ldots, M-1$.

Здесь $\left(\frac{dh}{db}\right)\Big|_{b(x_i)}$ – первая производная основной кривой намагничивания.

Точность расчетов зависит от точности аппроксимации основной кривой намагничивания.

При первом приближении H_{1m} принята равной H_0 и B_0 – равной индукции насыщения стали B_{Lm}. Используя итерационный метод Ньютона, при разных значениях напряженности, вычислены амплитудные значения высших гармоник.

Программа расчета на ЦВМ. Для вышепредставленной методики была составлена программа расчета на языке ФОРТРАН-4. Общая блок-схема программы приведена на рис. 4.

Программа начинается с ввода исходных данных, которыми являются кривая намагничивания $h = f(b)$, номера гармоник ν, с помощью которых можно задавать режим намагничивания, точки коллокации в соответствии с формулой (5) и фиктивный параметр L, который определяет границу между гармониками магнитной индукции и напряженности поля, а также величины сопротивлений, соединенных последовательно с обмоткой индуктивной катушки, которые для каждого номера гармоники могут быть разные.

В ходе дальнейшего выполнения программы значения напряженности поля подмагничивания H_0 (от нуля и выше), задаются в виде внешнего цикла, в виде внутреннего цикла задаются значения B_{1m} в пределах $0{,}2\ \text{Тл} \leq B_{1m} \leq 2\ \text{Тл}$ с шагом 0,2 Тл, и каждый раз печатают значения H_0 и B_{1m}. При начальном приближении остальные неизвестные принимают равными нулю. После организации циклов главная программа обращается к подпрограмме, общей задачей которой является решение системы линейных уравнений (3). Расчет начинается в первой части формулы (29):

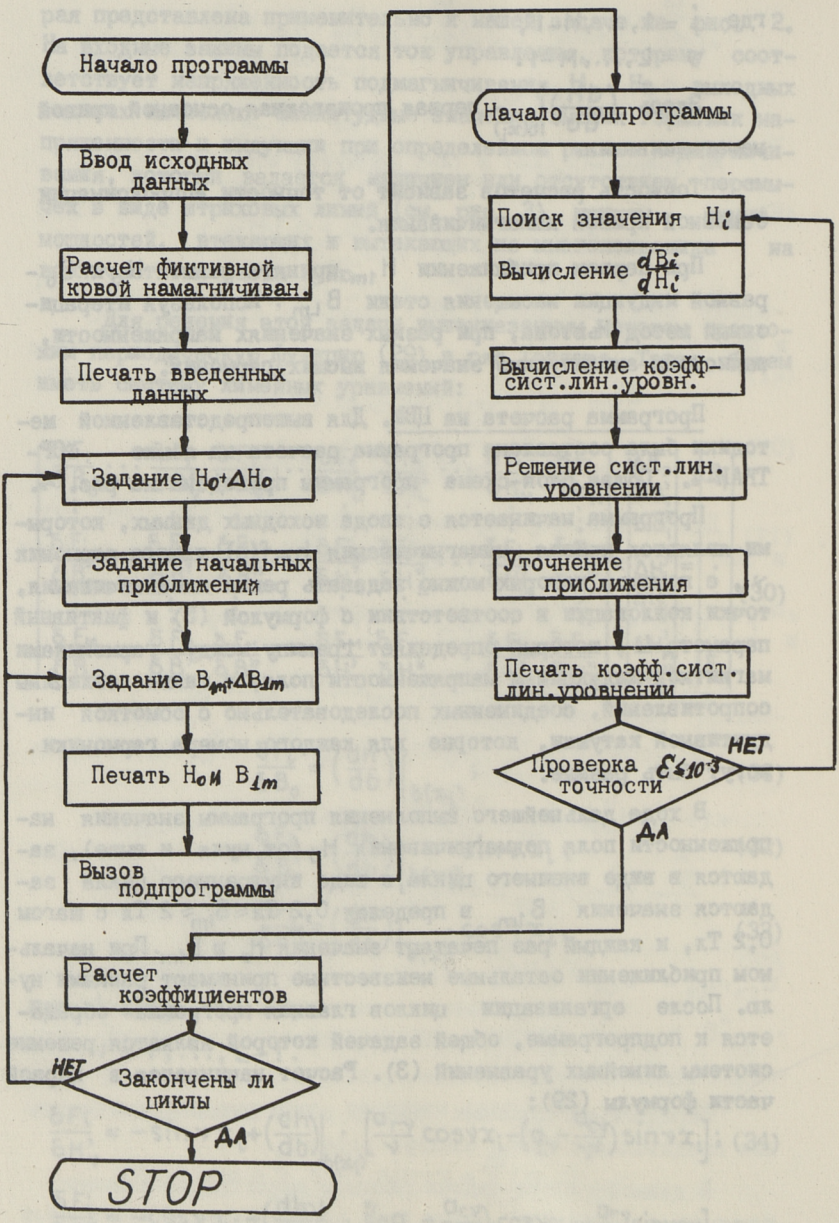


Рис. 4. Блок-схема программы расчета.

$$h(b)\Big|_{x_i} = h\Big\{B_0 + \left[-a_{r1}H''_{1m} - (a_{r1} - a_{c1})H'_{1m}\right]\sin x_i +$$

$$+ \left[B_{1m} + a_{r1}H'_{1m} - (a_{L1} - a_{c1})H'_{1m}\right]\cos x_i + \sum_{\nu=2}^{L}(B'_{\nu m}\sin\nu x_i +$$

$$+ B''_{\nu m}\cos\nu x_i) + \sum_{\nu=L+1}^{M}\Big[\frac{a_{r\nu}}{\nu}H'_{\nu m} - H''_{\nu m}(a_{L\nu} - \frac{a_{c\nu}}{\nu^2})\cdot\cos\nu x_i +$$

$$+ \left(-\frac{a_{r\nu}}{\nu}H''_{\nu m}\right) - (a_{L\nu} - \frac{a_{c\nu}}{\nu^2})\cdot H'_{\nu m}\sin\nu x_i\Big]\Big\}, \qquad (36)$$

где $i = I, \ldots, M$.

После этого определяются из фиктивной кривой намагничивания значения H_i, соответствующие функции (36) и первой производной $\left(\frac{dh}{db}\right)_i$. Для этого определяют значение i по следующей формуле:

$$i = \frac{h(b)}{\Delta B_{1m}}. \qquad (37)$$

Далее продолжается расчет формулы (29). При этом вычисляют в заданных точках коллокации.

Следующим шагом вычисляют коэффициенты системы линейных уравнений по формулам (3I-35). После этого вызывают программу, цель которой заключается в решении системы (36).

Решив эту систему (36) определяется n-ая поправка $\Delta A_i^{(n)}$ к n-му приближению и вычисляется $n+1$ приближение по формуле:

$$A_i^{(n+1)} = A_i^{(n)} + \Delta A_i^{(n)}, \qquad (38)$$

где $i = I, \ldots, M$.

После этого происходит возврат в подпрограмму.

Следующим этапом является контроль заданной точности по соотношению

$$\varepsilon_i = \Delta A_i^{(n)} / A^{(n+1)}, \qquad (39)$$

где $i = I, \ldots, M$.

Если все вычисленные неизвестные по уравнению (36) во всех точках коллокации меньше, чем ε_i, то процесс итерации прекращается и происходит возврат в главную программу, где вычисляют следующие коэффициенты и определяют следующие зависимости:

I. Коэффициент нелинейных искажений катушки с ферромагнитным сердечником с учетом параметров нагрузки ($a_{r\nu 1,2}$ и $a_{L\nu 2,1}$):

$$k_{и(\nu 1,\nu 2)}=\sqrt{\frac{H_{\nu 1m}}{H_{1m}}\left(\frac{a_{r\nu 1}^2+(\nu 1 a_{L\nu 1})^2}{a_{r\nu 1}^2+a_{L\nu 1}^2}\right)+\frac{H_{\nu 2m}}{H_{1m}}\left(\frac{a_{r\nu 2}^2+(\nu 2 a_{L\nu 2})^2}{a_{r\nu 2}^2+a_{L\nu 2}^2}\right)},\quad(40)$$

где $\nu 1$ и $\nu 2$ – номера исследуемых высших гармоник.

Отдельно приведен этот коэффициент с учетом только одного номера гармоник.

2. Коэффициент индукционных искажений индукции:

$$k_{нив}=\sqrt{\frac{\sum_{\nu=1}^{L-1}(B'_{\nu m}\nu)^2+(B''_{\nu m}\nu)^2+k_\lambda^2\sum_{\nu=L}^{M}(H'^2_{\nu m}+H''^2_{\nu m})}{B_{1m}-k_\lambda H_{1m}}}.\quad(41)$$

3. Коэффициент индукционных искажений напряженности:

$$k_{нин}=\sqrt{\frac{\sum_{\nu=L}^{M}(H'_{\nu m}\nu)^2+(H''_{\nu m}\nu)^2}{H_{1m}}}.\quad(42)$$

4. Коэффициент нелинейных искажений напряженности:

$$k'_{нин}=\sqrt{\frac{\sum_{\nu=L}^{M}(H'^2_{\nu m}+H''^2_{\nu m})}{H_{1m}}}.\quad(43)$$

Последнее уравнение можно переписать следующим образом:

$$k'_{нин}=\sqrt{\frac{\sum_{\nu=L}^{M}H'^2_{\nu m}\left[1+(tg\alpha)^2\right]}{H_{1m}}},\quad(44)$$

где $tg\alpha=\frac{H''_{\nu m}}{H'_{\nu m}}$ – угол между амплитудой высшей гармоники синусоидальной и косинусоидальной составляющих.

Первое уравнение необходимо для предварительной оценки уровня определенных гармоник в токе управляемого реактора. Следующее нужно при расчете потерь от вихревых токов в сердечнике. Последние нужны при расчете дополнительных потерь в обмотках от потоков осевого рассеяния. Коэффициенты вычисляют при разных значениях B_{1m} и H_0. Конечные результаты внутреннего цикла являются начальным приближением для внешнего цикла.

Выводы

Разработанные методика и программа расчета на ЦВМ характеристик стали сердечника при последовательном соединении его обмоток с сопротивлениями нагрузки позволяют рассчитывать режимы намагничивания ферромагнитных сердечников с учетом имеющейся конкретной нагрузки.

Литература

1. Теллинен И.И., Ярвик Я.Я. Расчет кривых двойного намагничивания электротехнической стали при наложении переменного и постоянного магнитных полей // Тр. Таллиннск. политехн. ин-та. 1981. № 518. С. 23–30.

2. Копылов И.П. Применение вычислительных машин в инженерно-экономических расчетах (Электрические машины): Учебник. М.: Высшая школа, 1980. 256 с.

3. Сеппинг Э.А. Интерполирование кривой намагничивания стали кубическими сплайнами // Тр. Таллиннск.политехн. ин-та. 1984. № 585. С. 47–53.

4. Теллинен И.И. Трехфазный управляемый реактор с продольным подмагничиванием стержней. Дис. канд. техн. наук, Таллинн, 1981. 221 с.

H. Veiler, J. Tellinen, J. Järvik

Juhitava reaktori südamiku elektrotehnilise terase kahekordsete magneetimiskõverate arvutusmetoodika, kui mähisega järjestikku on ühendatud võrgu või koormuse takistused

Kokkuvõte

Artiklis on toodud juhitava reaktori elektrotehnilisest terasest südamiku kahekordsete magneetimiskõverate arvutusmetoodika ja arvutiprogramm, kus on arvesse võetud võrgu või koormuse ekvivalentsed takistused. Lõpptulemusena on esitatud analüütilised valemid juhitava reaktori südamiku magnetilise induktsiooni ja väljatugevuse kõrgemate harmooniliste nivoo hindamiseks.

H. Veiler, J. Tellinen, J. Järvik

A Method for Calculating Double Magnetization Curves of Magnetic Steel in the Core of D.C. Controlled Reactor with Series Load

Abstract

In this paper a method and a computation program for calculating double magnetization curves of magnetic steel in the core of d.c. controlled reactor with series connected parameters of load or network have been worked out. Analytical expressions for magnetic induction and density high harmonics level estimation in the core of controlled reactor are given.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.317

А.-К.Н. Кыйв

СИГНАЛ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МИКРОРАСХОДОМЕРА ЖИДКОГО МЕТАЛЛА

Датчики микрорасходомеров жидкого металла обладают некоторыми особенностями, которые должны быть учтены при выборе их конструкции:

I. Малый расход, особенно микрорасходомеров, работающих в режиме дозирования.

2. Большие гидравлические потери в жидком металле при уменьшенном диаметре и увеличенной длине канала (спиральный датчик).

Как известно, сигнал датчика с круглым каналом

$$U = k_r B d v, \tag{1}$$

чувствительность по скорости

$$s = U/v = k_r B d. \tag{2}$$

В данном случае целесообразнее пользоваться чувствительностью по расходу:

$$s = U/Q = \frac{4k_r}{\pi} \cdot \frac{B}{d}. \tag{3}$$

Градуировочный коэффициент k_r [I] круглого проводящего канала (трубы) $k_п$ равен:

$$k_п = \frac{2\frac{d}{D}}{1 + \left(\frac{d}{D}\right)^2 + \frac{\rho_ж}{\rho_{ст}}\left[1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2\right]}, \tag{4}$$

где d - внутренний диаметр трубы;

D - наружный диаметр трубы;

$\rho_ж$ - удельное сопротивление жидкости;

$\rho_{ст}$ - удельное сопротивление материала трубы.

Как видно из (3), для повышения чувствительности следует увеличить индукцию B или коэффициент k_r или уменьшить диаметр d.

Хотя в данной работе вопрос создания магнитной индукции подробно не рассматривается, отметим, что в микрорасходомерах желательно применять магниты из сплавов РЗМ, например, Sm, Co . В случае применения электромагнитов магнитодвижущая сила F нуждается в нескольких тысячах ампервитках: обмотки будут громоздкими и габариты датчика велики.

"Увеличения" магнитной индукции B можно достичь путем введения канала датчика расходомера несколько раз через воздушный зазор [2] - так называемый спиральный датчик, в котором канал может быть свернут в цилиндрическую (рис. I) или плоскую спираль [2]. В обоих случаях градуировочный коэффициент

$$k_r = k_n \cdot k_ш, \qquad (5$$

где $k_ш$ - коэффициент шунтирования витка спирали:

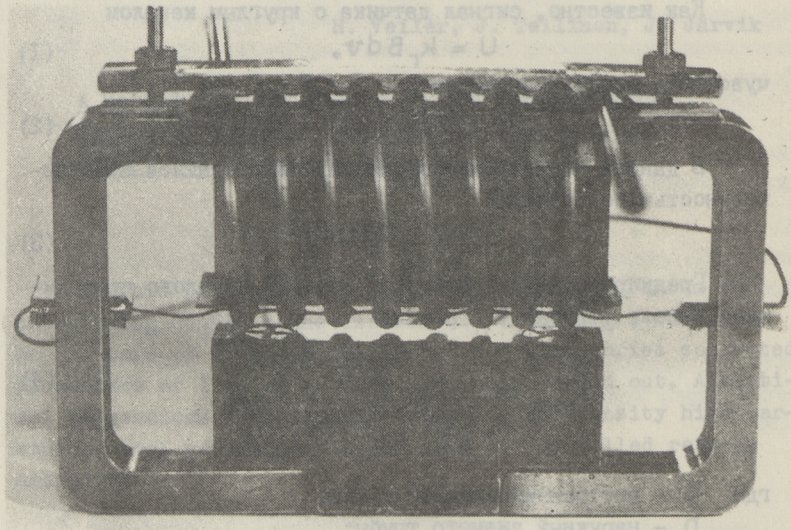


Рис. 1. Действующий макет спирального микрорасходомера.

$$k_ш = \frac{R_ш}{R_ш + R_к}, \qquad (6)$$

$R_ш$ – шунтирующее сопротивление "витка" канала с жидкостью между соседними парами электродов, при круглой трубе:

$$R_ш = \frac{4L}{\pi\left(\frac{D^2-d^2}{\rho_{ст}} + \frac{d^2}{\rho_ж}\right)}. \qquad (7)$$

Здесь L – расстояние по "витку" между соседними парами электродов

$$R_к = R_т + R_{пер}, \qquad (8)$$

где $R_т$ – сопротивление между электродами по диаметру канала при приближении "слоеным кубом"

$$R'_т \geq \frac{\rho_ж[D(D-d)^2 + d\,D^2] + \rho_{ст}[d^2(D-d)]}{D^2 d^2 + \frac{\rho_ж}{\rho_{ст}}(D-d)D^3}. \qquad (9)$$

При приближении "конусами" [2]

$$R''_т \leq \frac{4A}{\pi}\left[\rho_{ст}\left(\frac{1}{d_{эл}} - \frac{A}{D-d}\right) + \rho_ж\left(\frac{A}{D-d} - \frac{1}{D}\right)\right], \qquad (10)$$

где $d_{эл}$ – диаметр электрода,

$$A = \sqrt{1 - \frac{d_{эл}^2}{4D^2}} \approx 1, \qquad (11)$$

так как член $d_{эл}^2/4D^2$ ничтожно мал.

Сопротивление одной электродной перемычки

$$R_{пер} = \frac{4\rho_{пер}\cdot l_{пер}}{\pi \cdot d_{эл}^2}, \qquad (12)$$

где $\rho_{пер}$ и $l_{пер}$ – соответственно удельное сопротивление материала электрода и длина межспирального электрода.

При круглом канале

$$R''_т < R_т < R'_т \qquad (13)$$

и в качестве первого приближения можно положить

$$R_т \approx \frac{R'_т + R''_т}{2} \qquad (14)$$

или

$$R_T \approx \frac{2\rho_ж D\cdot\Delta^2 + \frac{\rho_ж}{2}D^2 d + \rho_{ст} d^2\Delta}{D^2 d^2 + 2\frac{\rho_ж}{\rho_{ст}}D^2\Delta} +$$

$$+ \frac{\rho_{ст} D(2\Delta - d_{эл}) + \rho_ж d\cdot d_{эл}}{\pi d_{эл} D\Delta}, \qquad (15)$$

где $\Delta = \frac{D+d}{2}$ – толщина стенки канала.

Сигнал спирального датчика из круглого канала

$$U = k_n B\, d v \sum_{i=1}^{n} k_{ωi} \qquad (16)$$

или в случае равноценных "витков" спирального канала

$$U = n k_n k_ω B d v; \qquad (17)$$

n – число "витков" спирали.

Датчик с локальным уменьшением круглого канала

При постоянном расходе $Q = const$ увеличение скорости жидкости в электродной плоскости обратно пропорционально поперечному сечению канала.

Сигнал в суженном месте

$$U_c = k_{nc} B_c d_c v_c. \qquad (18)$$

а если учитывать скорость потока и диаметр основного канала, то

$$U_c = k_{nc} k_c B_c d\cdot v, \qquad (19)$$

где k_{nc} – коэффициент шунтирования узкой трубы (см. 4).

$$k_c = \frac{d}{d_c}; \qquad (20)$$

k_c – коэффициент изменения сечения круглой трубы,

B_c – магнитная индукция суженного канала.

Нужно отметить, что как правило, $k_{nc} < k_n$, а $B_c > B$, так как сужением относительная толщина стенки трубы Δ/d увеличивается (k_{nc}), а в связи с возможным уменьшением воздушного зазора при постоянном м.д.с. $F = const$ индукция растет.

Местное уменьшение поперечного сечения канала технологически сложно совершаемое, так как нужно пользоваться конфузором и дифузором. По той причине такой вариант увеличения чувствительности мало применяемый.

Значительно технологичнее датчик со сплющенной трубой в зоне электродов (рис. 2 и 3).

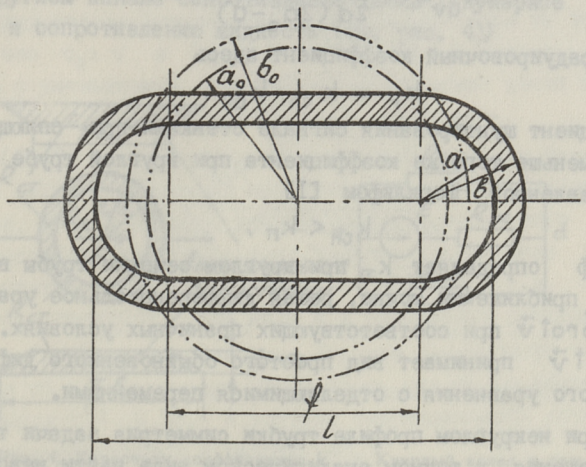


Рис. 2. Исходное круглое и сплющенное поперечное сечение трубы.

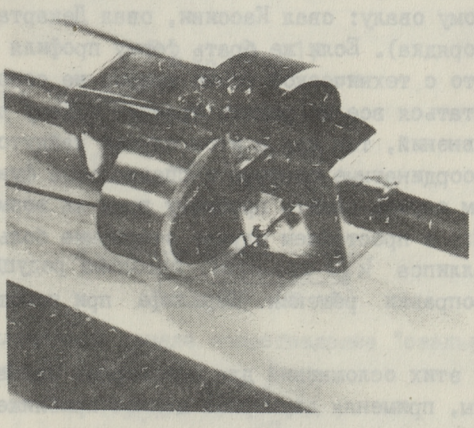


Рис. 3. Действующий макет микрорасходомера со сплющенным каналом.

При этом уменьшается площадь поперечного сечения

$$S_{сп} = \pi a (2a_0 - a). \qquad (21)$$

Зато увеличивается активный "диаметр"

$$\ell = \pi (a_0 - a) + 2a \qquad (22)$$

и коэффициент изменения "диаметра" и скорости

$$k_{dv}=\frac{a_0[\pi(a_0-a)+2a]}{2a(2a_0-a)}. \qquad (23)$$

Градуировочный коэффициент здесь

$$k_r = k_{cn}\cdot k_{dv}. \qquad (24)$$

Коэффициент шунтирования сигнала стенками при сплющенной трубе меньше того же коэффициента при круглой трубе (4), представленной Шерклифом [I]

$$k_{cn} < k_n. \qquad (25)$$

Шерклиф определяет k_n при круглом сечении трубы в двумерном приближении точно, решая дифференциальное уравнение $\nabla^2 U=\vec{B}\,rot\,\vec{v}$ при соответствующих граничных условиях. $\nabla^2 U=\vec{B}\,rot\,\vec{v}$ принимает вид простого обыкновенного дифференциального уравнения с отделяющимися переменными.

При некруглом профиле трубки симметрия задачи теряется и решения в точном аналитическом виде найти невозможно. Наш профиль (см. рис. 2) - "овал" не подчиняется ни одному известному овалу: овал Кассини, овал Декарта (обе кривые 4-го порядка). Если же брать форму профиля в качестве эллипса (что с технической точки зрения не совсем удачно), можно попытаться все же решить краевую задачу дифференциальных уравнений, так как в этом случае найдутся соответствующие координатные системы и специальные функции. Но даже в этом случае решить проблему вряд ли возможно без помощи ЭВМ: в простейшем случае отношение большой и малой оси эллипса $k_э$= I...I,6I, проблема редуцируется к нахождению поправки решения Шерклифа при помощи метода итерации.

Ввиду этих осложнений для инженерных расчетов выведем формулы, применяя двумерное цепное приближение.

Принимаем

$$k_{cn}=k'_n\cdot k_f, \qquad (26)$$

где k'_n - по (4) заменяя d и D соответственно через a и b (см. рис. 2);

k_f - коэффициент, учитывающий сплющенность трубы.

По схеме замещения (рис. 4) канала жидкостью

$$U_{eg} = \frac{E R_{ст}}{R_{eg}} = E k_{канал} . \qquad (27)$$

При круглом канале сопротивление диска (двумерное приближение к сопротивлению жидкости (см. рис. 4))

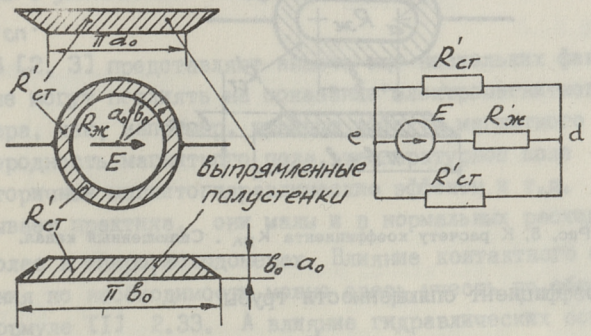


Рис. 4. К расчету коэффициента $k_{кр}$. Круглый канал и схема замещения.

$$R_{ж,кр} = \rho_ж \cdot 1, \qquad (28)$$

сопротивление "стенки"

$$R_{ст,кр} = \rho_{ст} \frac{\pi(a+b)}{4(a-b)} , \qquad (29)$$

а

$$k_{кр} = \frac{1}{1 + \frac{4\rho_ж(b-a)}{\pi\rho_{ст}(a+b)}} . \qquad (30)$$

При сплющенном канале сопротивление "овальной" жидкости (см. рис. 5)

$$R_{ж,пл} = \frac{\rho_ж(2a+f)}{2a} , \qquad (31)$$

сопротивление "стенки" овала

$$R_{ст,пл} = \frac{\rho_{ст}[\pi(a+b)+2f]}{4(b-a)} , \qquad (32)$$

а

$$k_{пл} = \frac{1}{1 + \frac{4\rho_ж(2a+b)(b-a)}{2a\rho_{ст}[\pi(a+b)+2f]}} , \qquad (33)$$

где $$f = \pi(a_0 - a)\,. \qquad (34)$$

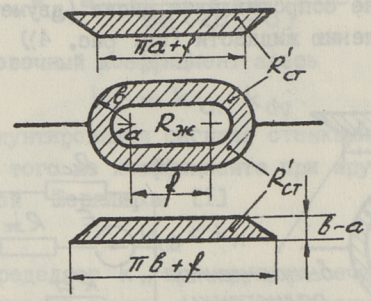


Рис. 5. К расчету коэффициента $k_{пл}$. Сплющенный канал.

Коэффициент сплющенности трубы

$$k_f = \frac{k_{пл}}{k_{кр}} = \frac{a(\pi a+\pi b+2f)(\pi\rho_{ст}a+\pi\rho_{ж}b+4\rho_{ж}b-4\rho_{ж}a)}{\pi(a+b)(\pi\rho_{ст}a^2+\pi\rho_{ст}ab+2\rho_{ст}af+4\rho_{ж}ab-4\rho_{ж}a^2+2\rho_{ж}bf+2\rho_{ж}ab)}. \qquad (35)$$

Если $\rho_{ст} = \rho_{ж}$ (сопротивления стенки и жидкости учитывают при определении коэффициента k'_n), то:

$$k_f = \frac{a[\pi(a+b)+2f][a(\pi-4)+b(\pi+4)]}{\pi(a+b)\cdot[a^2(\pi-4)+ab(\pi+4)+2bf]} \qquad (36)$$

или

$$k_f = \frac{13{,}07ab^2-1{,}57a^3+11{,}50a^2b-a^2f+8{,}32abf}{13{,}07ab^2-1{,}57a^3+11{,}50a^2b+3{,}66(b^2f+abf)}\,. \qquad (37)$$

Итак, сигнал датчика со сплющенным каналом

$$U_{сп} = 2k_{dv}k'_n k_f B_{сп} a_0 v_0 \qquad (38)$$

или

$$U_{сп} = k'_n k_f B_{сп} l v\,, \qquad (39)$$

где $B_{сп} > B$ – индукция у электродной площади сплющенного канала;

a_0 – радиус первоначального круглого канала;

v_0 – средняя скорость жидкости в первоначальном круглом канале;

l – внутренний размер по большей оси овала (см. 22);

v – средняя скорость потока у электродов сплющенного канала.

Преимущество датчика со сплющенным каналом не только в том, что $v_0 > v$ и $l > 2a_0 = d$ ($k_{dv} > 1$), но и в том, что в связи с уменьшением воздушного зазора может расти индукция $B_{сп}$.

В [2, 3] представляют анализ еще нескольких факторов, которые могут повлиять на показание электромагнитного расходомера, как, например, краевые эффекты магнитного поля, неоднородность магнитного поля, температурное поле датчика, вторичные магнитогидравлические эффекты и т.д. Но как показывает практика, они малы и в нормальных расходомерах тем более в микрорасходомерах. Влияние контактного сопротивления по необходимости можно здесь учесть по общеизвестной формуле [I] 2.33. А влияние гидравлических сопротивлений рассматривается в работе [4].

Литература

I. Шерклиф Дж. Теория электромагнитного измерения расхода. М.: Мир, 1965. 266 с.

2. Исследование и разработка методов и устройств МГД-томографий и расходомеров для измерения скорости специальных жидкостей. Отчет ТПИ. Рук. Межбурд В.И. № ГР 0186000145I. Таллинн. 1987. 77 с.

3. Кийль П.М., Реймал Л.Р., Теэару В.А. Основные факторы, влияющие на работу магнитоэлектрического расходомера для жидкого металла и их уточненная методика расчета // Сб. материалов к IУ Таллиннскому совещанию по электромагнитным расходомерам. Таллинн, 1969. С. 136–169.

4. Кыйв А.-К.Н. О выборе типа электромагнитного микрорасходомера жидкого металла // См. наст. сб., с. 65.

A.-K. Kõiv

Sulametalli elektromagnetilise väikekulumõõdiku signaal

Kokkuvõte

On tuletatud valemid kolme tüüpi kanaliga kulumõõdikute jaoks: spiraalne, ümara ristlõikega;
ümar, elektroodi kohalt vähendatud läbimõõduga;
elektroodide kohal ovaalse ristlõikega kanal.

A.-K. Kõiv

Signal of Electromagnetic Flowmeter for Small Amounts of Liquid Metal

Abstract

The paper presents the calculations of signal in electromagnetic flowmeter for small amounts of liquid metal for three types of tube:
coiled circular tube;
circular tube with reduced diameter at the measuring point;
circular tube with oval diameter at the measuring point.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.317

А.-К.Н. Кыйв

О ВЫБОРЕ ТИПА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МИКРОРАСХОДОМЕРА ЖИДКОГО МЕТАЛЛА

I. Гидравлическое сопротивление

В датчиках микрорасходомеров жидкого металла (ж м) уменьшение поперечного сечения канала или увеличение длины трубы [1]- т.н. спиральный датчик - с целью получения большой чувствительности приведет к резкому увеличению гидродинамических потерь в ж м.

При $Q=const$ потери давления [2, 3]

$$\Delta P = \lambda \frac{Q^2 \ell \gamma}{4\pi^2 g R^5}, \qquad (1)$$

где Q - расход ж м;
ℓ - длина канала;
γ - плотность ж м;
g - ускорение силы тяжести;
R - радиус круглого канала;
λ - коэффициент сопротивления трения единицы относительной длины канала.

В зависимости от числа Рейнольдса (Re) коэффициент λ определяется по-разному: В пределах $0 \leq Re \leq 2000$

$$\lambda = \frac{64}{Re}. \qquad (2)$$

При $4000 \leq Re \leq 25000$ и при относительной шероховатости [2] $\bar{\Delta} \approx 0{,}004$ большинство каналов микрорасходомеров из цельнотянутых труб из нержавеющей стали, абсолютная шероховатость которых $\Delta \approx 0{,}02$ mm по Бласиусу

$$\lambda = \frac{0{,}3164}{Re^{0{,}25}}. \qquad (3)$$

При $Re \lesssim 25000$ коэффициент λ зависит только от шероховатости:

$$\lambda = f(\bar{\Delta}). \tag{4}$$

В пределах $2000 \leq Re \lesssim 4000$ λ имеет математически сложную форму, но зависит от Re и $\bar{\Delta}$

$$\lambda = f(Re, \bar{\Delta}) \tag{5}$$

и определяется по таблицам [2].

Учитывая, что

$$Re = \frac{2Q}{\pi \nu R}, \tag{6}$$

где ν - кинематический коэффициент вязкости жидкости, можно записать

в пределах $0 < Re \leq 2000$ $\quad \Delta P = 0{,}26 \frac{Q l \nu \gamma}{R^4}$ (7)

в пределах $4000 \leq Re \lesssim 25000$

$$\Delta P = 9{,}1 \cdot 10^{-4} \frac{Q^{1{,}75} l \cdot \nu^{0{,}25} \gamma}{R^{4{,}75}} \tag{8}$$

$Re \lesssim 25000$

$$\Delta P = 0{,}0026 \lambda \frac{Q^2 l \gamma}{R^5}. \tag{9}$$

Известно, что значения кинематических вязкостей применяемых жидкометаллических теплоносителей (Bi, Sn, K, Na, Li, Ga) при 300 °C $\nu = (0{,}17...1{,}70)\ 10^{-6}\ m^2/s$ [4]. В качестве примера представляем здесь, что при круглом канале, диаметром 4 mm и при скорости ж м 1м/s $Re = 23500...2350$.

Как видно из предыдущего, потери давления ΔP обратнопропорциональны практически пятой степени радиуса круглого канала. Нижний предел диаметра канала ограничивается и с уменьшением градуировочного коэффициента k_n [1] в связи увеличением относительной толщины стенки канала при уменьшении внутреннего диаметра трубы, а также возможным засорением посторонними твердыми включениями в ж м.

В работе [1] даются формулы сигналов для расходомеров с разным оформлением каналов:

- со спиральным каналом круглого сечения,
- с локальным сужением круглого канала.

– со сплющенным круглым каналом.

Здесь представляются их гидравлические сопротивления ΔP в зависимости от относительного радиуса $a^* = a/a_0$ при постоянном расходе $Q = 100\ cm^3/s$ (рис. I).

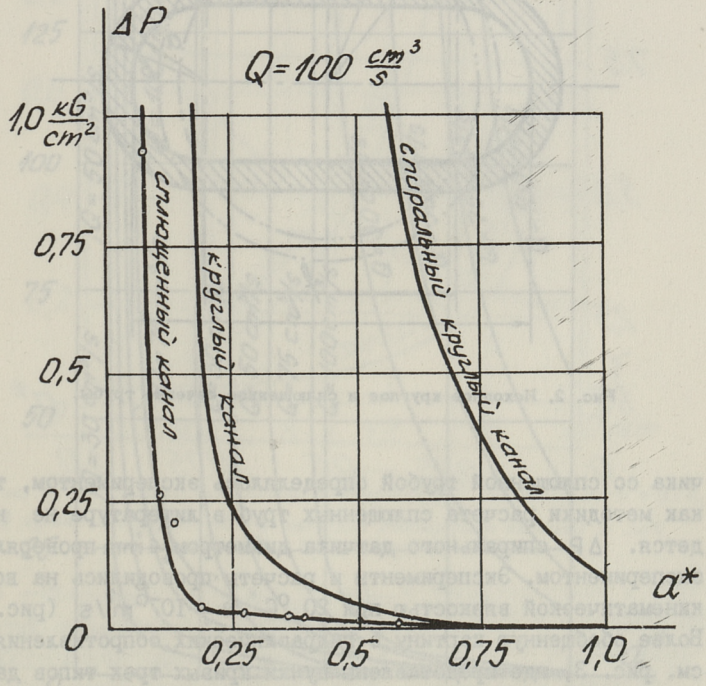


Рис. 1. Зависимость гидравлического сопротивления ΔP от относительного радиального размера $a^* = a/a_0$ трубы.

a_0 – внутренний радиус первоначального круглого канала,

a – внутренний радиус канала при сужении (круглый) и размер сплющенного канала (рис. 2). За основу расчета спирального канала принят существующий макет (см. [I], рис. I) с общей длиной трубы I,5m, имеющий 8 "витков", а за базис диаметра трубы $2a_0 = 8{,}3mm$. Каналы расходомеров с локальным сужением и со сплющением канала имели активную длину $\ell = 25{,}5mm$ (3 диаметра) – достаточное для размещения наконечников магнитопровода. Гидравлические сопротивления ΔP спирального датчика и датчика с локальным сужением круглого канала высчитывались по формулам (7-9). ΔP дат-

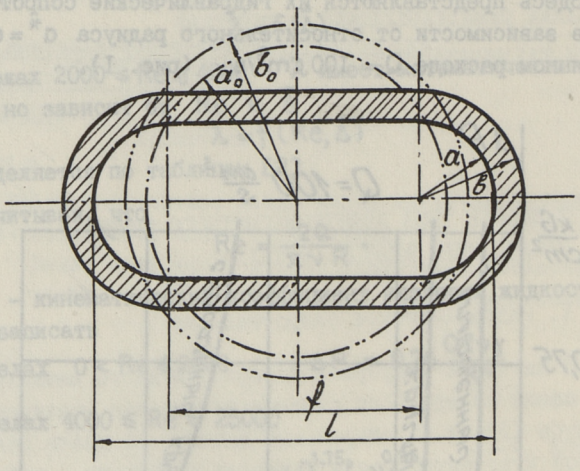


Рис. 2. Исходное круглое и сплющенное сечение трубы.

чика со сплющенной трубой определялось экспериментом, так как методики расчета сплющенных труб в литературе не найдется. ΔP спирального датчика диаметром 4 mm проверялось экспериментом. Эксперименты и расчеты проводились на воде с кинематической вязкостью при 20 °C $\nu = 10^{-6} m^2/s$ (рис. I). Более обобщенную картину о гидравлических сопротивлениях см. рис. 3, где представлены пучки кривых трех типов датчиков при постоянных расходах Q_v = 30, 50, 85, 100 cm^3/s. Здесь $\Delta P^* = \Delta P/\Delta P_0$, где за базис принято гидравлическое сопротивление ΔP_0 в круглом трубопроводе диаметром $2a_0$ = = 8,3 mm, длиной l = 25,5 mm.

Графики на рис. 3 в относительных единицах хорошо характеризуют течение ж м, у которых кинематическая вязкость ν близка к воде. По надобности можно сделать перерасчет с одной ν на другую.

Для сравнения скоростей течения жидкости в круглом суженном и в сплющенном каналах представляются характеристики $v^* = f(a^*)$ (рис. 4).

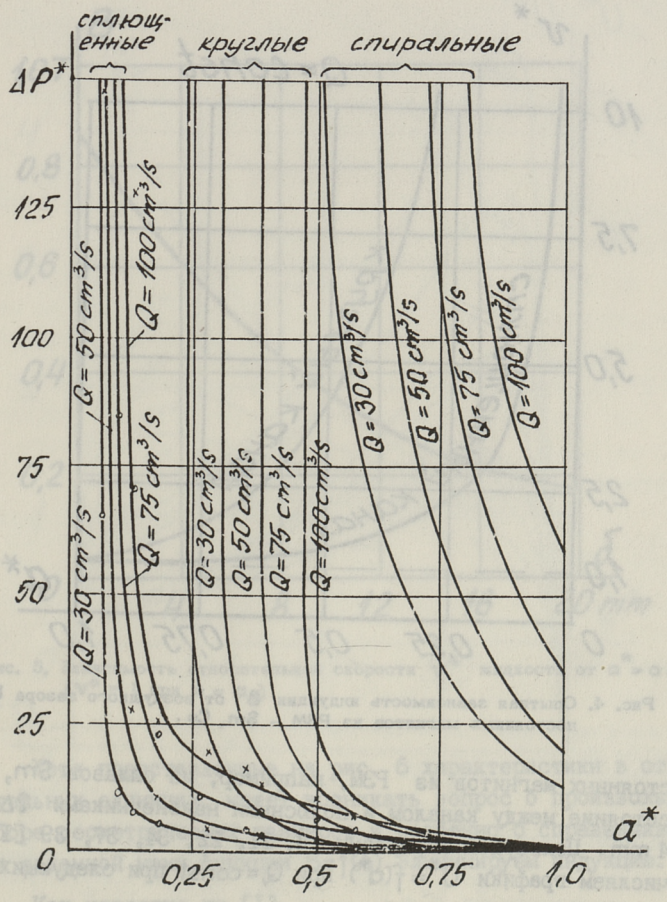


Рис. 3. Зависимость относительного гидравлического сопротивления ΔP^* от $a^* = a/a_0$ при разных значениях расхода Q, ($\Delta P^* = 1$ при $Q = 100$ см^3/s, $\ell = 25{,}5$ mm и $a = a_0$).

Сигнал расходомера со сплющенным каналом

По вышеизложенному и по [I] следует давать предпочтение расходомеру со сплющенной трубой. Рассмотрим их более подробно. Пусть $2a_0 = 0{,}3$ mm (см. рис. 2), $a_0/b_0 = 0{,}667$ и 0,8, отношение удельных сопротивлений жидкости $\rho_ж$ и стенки трубы $\rho_{ст}$ $\rho_ж/\rho_{ст} = 1{,}0$ и 0,5. Зависимость индукции B от воздушного зазора δ $B = f(\delta)$ см. на рис. 5 (характерная для

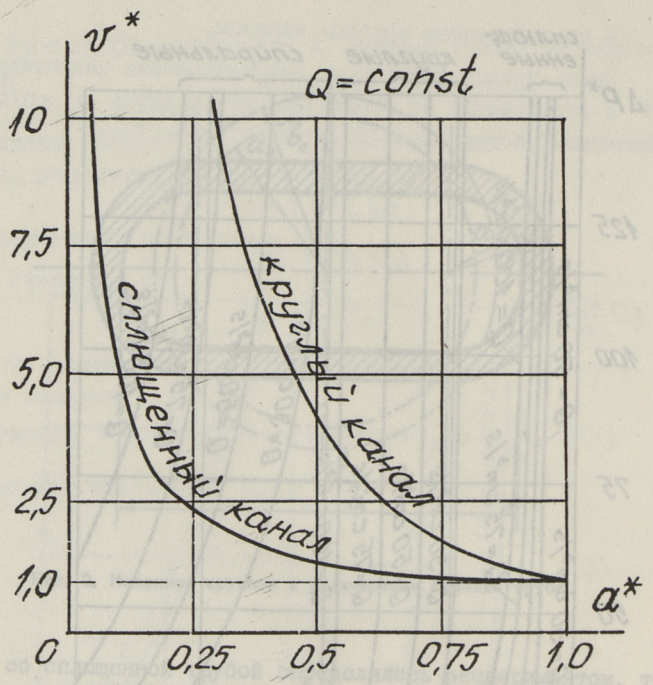


Рис. 4. Опытная зависимость индукции B от воздушного зазора δ постоянных магнитов из РЗМ – Sm, Co.

постоянных магнитов из РЗМ, например, из сплавов Sm, Co). Расстояние между каналом и полюсными наконечниками 2Δ = = 4 mm. Пользуясь формулами 4, 2I, 22, 34, 37, 39 [I], вычисляем графики $U^* = f(a^*)$ при $Q = const$ при следующих условиях:

I) $a_0/b_0 = 0{,}607$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = I{,}0$;
2) $a_0/b_0 = 0{,}667$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 0{,}5$;
3) $a_0/b_0 = 0{,}8$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = I{,}0$;
4) $a_0/b_0 = 0{,}8$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 0{,}5$.

За базис U^* берется сигнал при круглой ($a^* = I$, $a_0/b_0 = 0{,}667$, $\rho_ж/\rho_{ст} = I{,}0$) трубе: $U^* = U/U_{1;\,0{,}67;\,1}$ – кривые со звездочками (*) на рис. 6. На том же рис. 6 представлены кривые с двумя звездочками (**), которые приведены к своему значению при $a^* = I$

$$U^{**} = U^*/U^*_{a^*=1}.$$

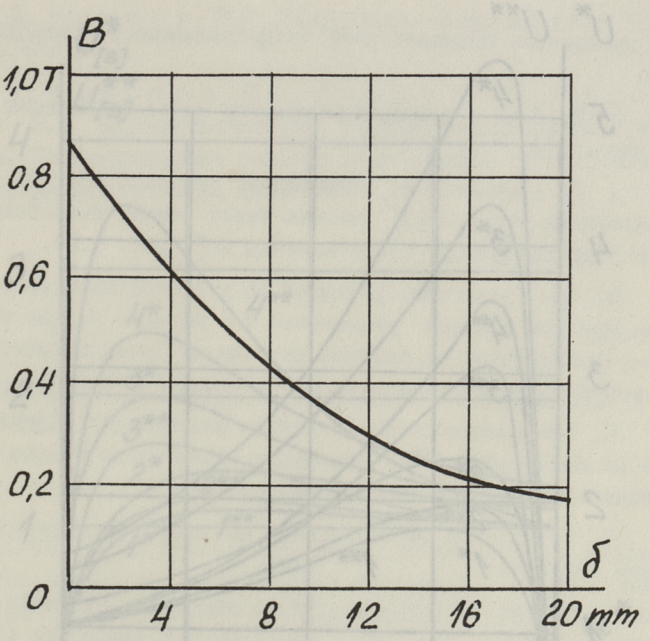


Рис. 5. Зависимость относительной скорости v^* жидкости от $a^* = a/a_0$ ($v^* = 1$ при $a = a_0$).

Хотя представленные на рис. 6 характеристики в относительных единицах, может возникать вопрос о произвольном выборе геометрических размеров и особенно о справедливости заданной нами функции $B=f(\delta)$. Элиминируем индукцию.

Как известно из [I]

$$U_{cn} = k_n' k_f B_{cn} l v, \qquad (10)$$

где [I] k_n' - учитывает шунтирующий эффект стенок;
k_f - учитывает степень сплющенности трубы,
l - размер см. рис. 2;
B_{cn} - индукция при сплющенной трубе;
v - скорость ж м в сечении электродов.

Соотношение $U_{cn}/B = U^*_{[B]}$ не содержит индукцию, которое в общем растет с увеличением степени сплющенности, и по желанию ее реальное изменение можно учесть. На рис. 7

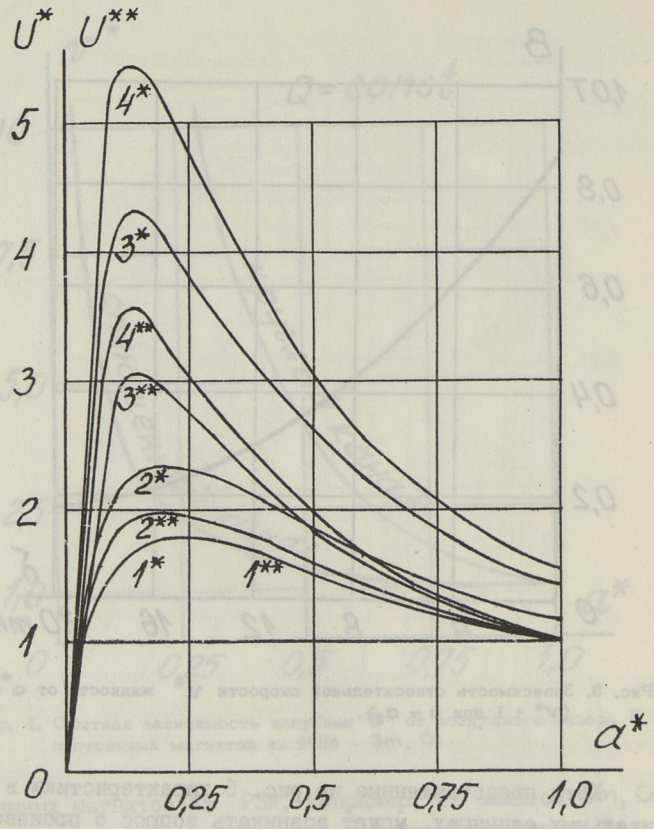


Рис. 6. Зависимости сигналов датчика со сплющенным каналом от $a^* = a/a_0$. (*) – сигнал относительно сигнала круглого ($a^* = 1$) канала соотношениями $a_0/b_0 = 0{,}667$, $\rho_ж/\rho_{ст} = 1$, (**) – относительно своего значения при $a^* = 1$.

1) $a_0/b_0 = 0{,}667$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 1$;
2) $a_0/b_0 = 0{,}667$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 0{,}5$;
3) $a_0/b_0 = 0{,}8$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 1$;
4) $a_0/b_0 = 0{,}8$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 0{,}5$.

кривые $U^*_{[B]} = f(a^*)$ и $U^{**}_{[B]} = f(a^*)$ приведены аналогично с кривыми на рис. 6:

$$U^*_{[B]} = U/U_{[B]1;0,67;1} \quad \text{и} \quad U^{**}_{[B]} = U^*_{[B]}/U^*_{a^*=1}.$$

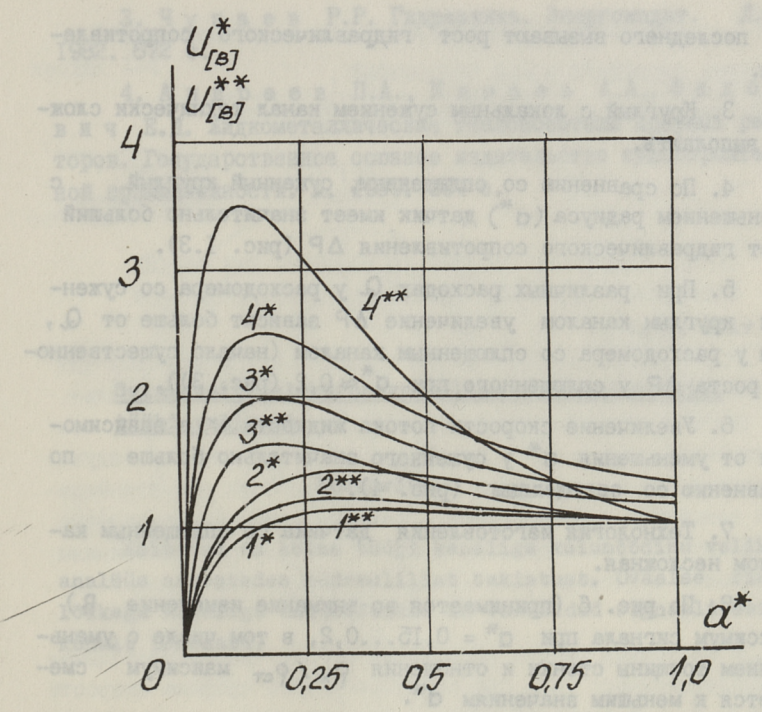


Рис. 7. Зависимости сигналов датчика со сплющенным каналом без учета B (или B=const) от a^*. (*) – сигнал относительно сигнала круглого канала при $a_0/b_0 = 0{,}667$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 1$, (**) – относительно своего значения при $a^* = 1$.

1) $a_0/b_0 = 0{,}667$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 1$;
2) $a_0/b_0 = 0{,}667$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 0{,}5$;
3) $a_0/b_0 = 0{,}8$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 1$;
4) $a_0/b_0 = 0{,}8$ и $\rho_ж/\rho_{ст} = 0{,}5$.

Выводы

I. Применять спиральный датчик целесообразно только в трубопроводах, где падение давления не играет роли.

2. С целью получения большого сигнала [I] придется увеличить число "витков" спирали, увеличить электрическое сопротивление "спирали", уменьшить диаметр канала и уменьшить сопротивление перемычек. Все перечисленные приемы кро-

ме последнего вызывают рост гидравлического сопротивления.

3. Круглый с локальным сужением канал технически сложно выполнить.

4. По сравнению со сплощенным, суженный круглый с уменьшением радиуса (a^*) датчик имеет значительно больший рост гидравлического сопротивления ΔP (рис. I.3).

5. При различных расходах Q у расходомера со суженным круглым каналом увеличение ΔP зависит больше от Q, чем у расходомера со сплощенным каналом (начало существенного роста ΔP у сплощенного при $a^* \approx 0{,}2$ (рис. 3)).

6. Увеличение скорости потока жидкости v в зависимости от уменьшения a^* у суженного значительно больше по сравнению со сплощенным (рис. 4).

7. Технология изготовления датчика со сплощенным каналом несложная.

8. По рис. 6 (принимается во внимание изменение B) максимум сигнала при $a^* = 0{,}I5...0{,}2$, в том числе с уменьшением толщины стенки и отношения $\rho_ж / \rho_{ст}$ максимум смещается к меньшим значениям a^*.

9. Сигнал растет при уменьшении толщины стенки и отношения $\rho_ж / \rho_{ст}$ (рис. 6).

I0. По рис. 7, где не учитывается изменение B диапазон максимума $U^*_{[B]}$ шире - при $a^* = 0{,}I3...0{,}4$.

II. Из рис 6 и 7 следует, что уменьшение толщины стенки влияет на рост сигнала больше, чем уменьшение отношения $\rho_ж / \rho_{ст}$.

I2. Учитывая кривые на рис. I, 3, 6, 7, можно сделать вывод: оптимальным является расходомер ж м со сплощенной трубой при степени сплощенности $a^* = 0{,}2...0{,}5$.

Литература

I. Кыйв А.-К.Н. Сигнал микрорасходомера жидкого металла. См. наст. сб., с. 55.

2. Идельчик И.Е. Справочник по гидравлическим сопротивлениям. Государственное энергетическое издательство. М., I960. 464 с.

3. Чугаев Р.Р. Гидравлика. Энергоиздат. Л. 1982. 672 с.

4. Андреев П.А., Канаев А.А., Федорович Е.Д. Жидкометаллические теплоносители ядерных реакторов. Государственное союзное издательство судостроительной промышленности. Л. 1959. 384 с.

A.-K. Kõiv

Sulametalli elektromagnetilise väikekulumõõdiku tüübi valikust

Kokkuvõte

Esitatud on kolme tüüpi kanaliga kulumõõdiku valiku analüüs arvestades hüdraulilist takistust. Ovaalse ristlõikega kanaliga kulumõõdikut on vaadeldud signaali seisukohalt lähemalt.

A.-K. Kõiv

On Selection of Electromagnetic Flowmeter for Small Amounts of Liquid Metal

Abstract

The paper presents the selection from three kinds of electromagnetic flowmeter for liquid metals taking into consideration the hydraulic impedance of respective types of tube. Analysis of the signal in case of oval diameter of the tube is described.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 522.57.621.317.785

В.И. Межбурд

СИГНАЛ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО РАСХОДОМЕРА ДЛЯ ЖИДКИХ МЕТАЛЛОВ С ЗАЩИТНЫМ ЖИДКОМЕТАЛЛИЧЕСКИМ ЭКРАНОМ

В некоторых энергетических установках трубопровод для жидкометаллического теплоносителя заключают в коаксиальную трубу и образовавшийся кольцевой зазор заполняют тем же жидким металлом. Это предотвращает попадание воздуха в теплоноситель и активные элементы установки при повреждениях основного трубопровода. Активный участок расходомера также находится в защитной трубе, и поэтому по требованиям надежности электроды расходомера привариваются к защитной трубе снаружи.

В настоящей работе рассмотрен сигнал такого расходомера кондукционного типа при осесимметричном профиле скорости $\vec{v} = v_z \vec{z}$ в основной трубе и кольцевом зазоре с однородным магнитным полем $\vec{B} = B_e \vec{x}$ и диаметрально расположенными в точках $(r = d, \Theta = \pm \pi/2)$ электродами A и B (рис. I).

Приняты следующие обозначения: электропроводности жидкого металла в трубе σ_1, в кольцевом зазоре σ_2 электропроводности стенок – основной трубы $\varkappa_1$, защитной трубы $\varkappa_2$, контактные сопротивления границ жидкий металл – стенка – на радиусе $a \to \tau_1$, $b \to \tau_2$, $c \to \tau_3$ [Ом$мм^2$]. Решаются две задачи: определение шунтирующего влияния трехслойной стенки, средний слой которой является жидким металлом при $v_2 = 0$, на составляющую сигнала и чувствительности по Шерклифу от движения жидкости со средней скоростью v_1 в основной трубе, оценка дополнительной погрешности сигнала при движении жидкости в кольцевом зазоре со средней скоростью $v_2 \neq 0$. Необходимость подобной оценки определяется возможностью самопроизвольных конвективных и имеющих иную природу течений в защитном жидкометаллическом кольце.

В силу симметрии общее выражение для потенциала в областях I–4

$$\varphi_i = Z_i \sin\theta, \quad i = 1,2,3,4 \qquad (I)$$

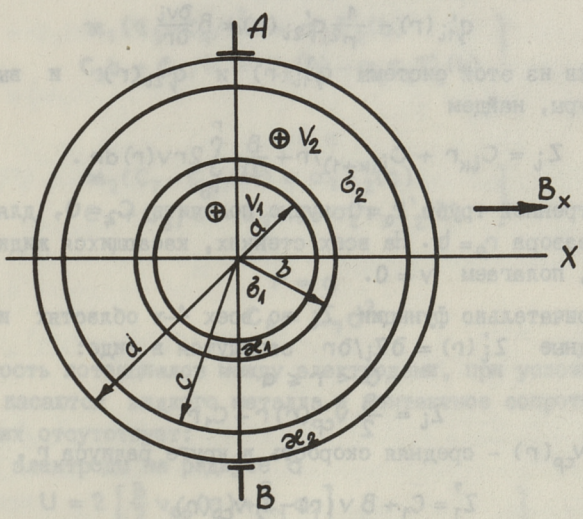


Рис. 1.

Дифференциальное уравнение для Z_i

$$\mathcal{L}(Z_i) = f_i(r), \qquad (2)$$

где

$\mathcal{L}_i$ - дифференциальный оператор

$$\mathcal{L} = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r} - \frac{1}{r^2} \qquad (3)$$

$$\left.\begin{aligned} f_i &= 0 \quad \text{при } i = 3,4 \\ f_i &= B\frac{\partial v_i}{\partial r} \quad \text{при } i = 1,2 \end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

Общее решение (2):

$$Z_i = C_{ik} r + C_{i(k+1)}/r + u_i(r) \qquad (5)$$

причем при $i = 3$ и 4 $u_i(r) = 0$, а для областей I и 2 $u_i(r)$ находится методом вариации произвольных постоянных [I]

$$u_i(r) = q_{1i}(r)r + q_{2i}(r)/r \qquad (6)$$

при условиях

$$\begin{aligned} q'_{1i}(r)\,r + q'_{2i}(r)/r &= 0 \\ q'_{1i}(r) - \frac{1}{r^2} q'_{2i}(r) &= B\frac{\partial v_i}{\partial r}. \end{aligned} \qquad (7)$$

Определив из этой системы $q'_{1i}(r)$ и $q'_{2i}(r)$ и выполнив квадратуры, найдем

$$Z_i = C_{ik}r + C_{i(k+1)}/r + \frac{B}{2r}\int_{r_0}^{r} 2rv(r)\,dr. \qquad (8)$$

Для внутренней трубы $r_0 = 0$ нужно положить $C_2 = 0$, для кольцевого зазора $r_0 = b$. На всех стенках, касающихся жидкого металла, полагаем $v = 0$.

Окончательно функции Z_i во всех 4-х областях и их производные $Z'_i(r) = \partial Z_i/\partial r$ запишутся в виде:

$$0 < r \le a$$

$$Z_i = \frac{B}{2} v_{cp}(r)\,r + C_1 r. \qquad (9)$$

Здесь $v_{cp}(r)$ – средняя скорость в круге радиуса r,

$$Z'_1 = C_1 + B\,v(r) - \frac{B}{2} v_{cp}(r) \qquad (10)$$

$$a \le r \le b$$

$$\left.\begin{aligned} Z_3 &= C_3 r + C_4/r \\ Z'_3 &= C_3 - C_4/r^2 \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

$$b \le r \le c$$

$$\begin{aligned} Z_2 &= C_5 r + C_6/r + \frac{B}{2} v_{cp}(r)\frac{r^2 - b^2}{r} \\ Z'_2 &= -\frac{B}{2} v_{cp}(r)\frac{r^2 - b^2}{r^2} + \frac{B}{2} v(r) + \\ &\quad + C_5 - C_6/r^2 \end{aligned} \qquad (12)$$

$v_{cp}(r)$ – средняя скорость в кольце $r - b$,

$$c \le r \le d$$

$$\left.\begin{aligned} Z_4 &= C_7 r + C_8/r \\ Z'_4 &= C_7 - C_8/r^2 \end{aligned}\right\} \qquad (13)$$

Для определения постоянных интегрирования с учетом влияния на потенциал контактных сопротивлений используются условия на границах раздела сред:

$$r = a$$

$$\left.\begin{aligned} \varkappa_1 (C_3 - C_4/a^2) &= \sigma_1 Z_1'(a) \\ C_3 a + C_4/a &= Z_1(a) + \sigma_1 \tau_1 Z_1'(a) \end{aligned}\right\} \qquad (I4)$$

$$r = b$$

$$\left.\begin{aligned} \varkappa_1 (C_3 - C_4/b^2) &= \sigma_2 Z_2'(b) \\ C_3 b + C_4/b &= Z_2(b) - \sigma_2 \tau_2 Z_2'(b) \end{aligned}\right\} \qquad (I5)$$

$$r = c$$

$$\left.\begin{aligned} \varkappa_2 (C_7 - C_8/c^2) &= \sigma_2 Z_2'(c) \\ C_7 + C_8/c &= Z_2(c) + \sigma_2 \tau_3 Z_2'(c) \end{aligned}\right\} \qquad (I6)$$

$$r = d$$

$$C_8 = C_7 d^2 \qquad (I7)$$

Разность потенциалов между электродами, при условии, что они касаются жидкого металла и контактное сопротивление на них отсутствует:

электроды на радиусе a

$$U = 2\left[\frac{B}{2} v_{cp}(a) + c_1 a_1\right]$$

на радиусе b

$$U = 2(C_2 b + C_6/b)$$

на радиусе c

$$U = 2\left(C_5 c + C_6/c + \frac{B}{2} v_{cp}(c)\,\frac{c^2 - b^2}{c^2}\right)$$

$v_{cp}(c)$ – средняя скорость в кольце c – b

на радиусе d

$$U = 4d C_7. \qquad (I8)$$

Очевидно, что определение постоянных интегрирования задача решается при расположении электродов на любой граничной окружности. Для решения поставленной задачи достаточно определить только C_7.

После несложных преобразований получим

$$U_{AB} = U_1 + U_2, \qquad (I9)$$

где U_1 – составляющая сигнала, вызванная движением жидкости во внутренней трубе $0 \leq r \leq a$,

U_2 – составляющая сигнала, вызванная движением жидкости в кольце $(c - b)$.

При учете контактных сопротивлений

$$U_1 = 2BV_1 a \frac{8d\sigma_2\sigma_1 \varkappa_1}{bc\Delta} \tag{20}$$

$$U_2 = 2BV_2 d\sigma_2 \frac{c^2-b^2}{c^2} \frac{\Delta_{72}}{\Delta}. \tag{21}$$

Чувствительность по Шерклифу

$$S = \frac{U_{AB}}{2BV_1 a} = \frac{8d\sigma_1\sigma_2\varkappa_1}{bc\Delta} + \frac{V_2}{V_1}\frac{d}{a}\frac{c^2-b^2}{c^2}\sigma_2\frac{\Delta_{72}}{\Delta}. \tag{22}$$

Относительный вклад в сигнал движения жидкости в кольце $(c-b)$:

$$\delta_2 = \frac{V_2}{8V_1}\frac{b}{ac}(c^2-b^2)\frac{\Delta_{72}}{\sigma_1\varkappa_1}, \tag{23}$$

где

$$\Delta = \varkappa_1\left[\left(\frac{\sigma_1}{a}+\frac{A\varkappa_1}{a}\right)-\frac{1}{b^2}(A\varkappa_1-a\sigma_1)\right]\left[\varkappa_2\left\{\frac{(b+\sigma_2\tau_2)(c+\sigma_2\tau_3)}{b^2c^2}+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\frac{(\sigma_2\tau_2-b)(c-\sigma_2\tau_3)}{c^4}\right\}(d^2-c^2)+\frac{\sigma_2}{c}\left(\frac{b+\sigma_2\tau_2}{b^2}+\frac{b-\sigma_2\tau_2}{c^2}\right)(d^2+c^2)\right]+$$

$$+\sigma_2\left[\frac{(A\varkappa_1-a\sigma_1)}{b}+\left(\frac{\sigma_1}{a}+\frac{A\varkappa_1}{a^2}\right)b\right]\left[\frac{\sigma_2}{b^2c^3}(c^2-b^2)(c^2+d^2)+\right.$$

$$\left.+\frac{\varkappa_2}{c^2}(d^2-c^2)\left(\frac{c+\sigma_2\tau_3}{b^2}+\frac{c-\sigma_2\tau_3}{c^2}\right)\right] \tag{24}$$

$$\Delta_{72} = \frac{c\varkappa_1}{b}\left[\left(\frac{\sigma_1}{a}+\frac{A\varkappa_1}{a^2}\right)-(A\varkappa_1-a\sigma_1)\frac{1}{b^2}\right]+$$

$$+\frac{\sigma_2}{c}\left[\frac{A\varkappa_1-a\sigma_1}{b}+b\left(\frac{\sigma_1}{a}+A\frac{\varkappa_1}{a^2}\right)\right] \tag{25}$$

в (24) и (25)

$$A = a+\sigma_1\tau_1. \tag{26}$$

Наибольший практический интерес, естественно, представляет случай хорошо смачиваемых стенок, для которых можно пренебречь влиянием контактных сопротивлений и положить $\tau_1=\tau_2=\tau_3=0$. Как известно, для щелочных металлов и сплавов из них это условие выполняется при хорошей герметизации и после непродолжительной обкатки контура. Для этого случая

$$A = a$$

$$\Delta_0 = \frac{\varkappa_1}{a b^3 c^3}\Big\{\sigma_1\Big[\{(a^2+b^2)+\frac{\varkappa_1}{\sigma_1}(b^2-a^2)\}\{\varkappa_2(d^2-c^2)(c^2-b^2)+$$
$$+\sigma_2(a^2+c^2)(c^2+b^2)\}\Big]+\sigma_2\Big[\{(a^2+b^2)+\frac{\sigma_1}{\varkappa_1}(b^2-a^2)\}\times$$
$$\times\{\sigma_2(d^2+c^2)(c^2-b^2)+\varkappa_2(d^2-c^2)(c^2+b^2)\}\Big]\Big\}, \qquad (27)$$

$$\Delta_{072} = \frac{\varkappa_1}{ab}\Big[\Big(\frac{c\sigma_1}{\sigma^2}+\frac{\sigma_2}{c}\Big)(a^2+b^2)+\Big(\frac{\sigma_1\sigma_2}{\varkappa_1 c}+\frac{c\varkappa_1}{b^2}\Big)(b^2-a^2)+c\varkappa_1\Big]. \qquad (28)$$

Нетрудно убедиться, что при $\varkappa_1=\varkappa_2=\sigma_2=\varkappa$, $\tau_2=\tau_3=0$, т.е. при толщине стенки $a-d$ выражение для сигнала переходит в известную формулу Шерклифа [2]:

$$U_{AB} = \frac{4a^2 d v_1 B}{(a^2+d^2)+\frac{\varkappa}{\sigma_1}\Big(1+\frac{\sigma\tau_1}{a}\Big)(d^2-a^2)}. \qquad (29)$$

В первом приближении вместо (20) можно использовать (29) введя в расчет эквивалентную проводимость трехслойной стенки

$$\varkappa_3 = \frac{d-a}{\frac{b-a}{\varkappa_1}+\frac{c-b}{\sigma_2}+\frac{d-c}{\varkappa_2}}. \qquad (30)$$

Расчет для изготовленного экспериментального образца со следующими данными: a = I5 мм, b = I8 мм, c = 20 мм, d = 23 мм, для эвтектики NaK при температуре 450 °С,

$$\varkappa_1 = \varkappa_2 = 1\cdot10^6\ \frac{1}{Ом\,мм} \qquad \sigma_1=\sigma_2=1{,}4286\cdot10^6\ \frac{1}{Ом\,мм}$$

дал следующие результаты при $\tau_1=\tau_2=\tau_3=0$

$$k_1=\frac{8d\sigma_1\sigma_2\varkappa_1}{bc\Delta_0}=0{,}696;\quad k_2=\frac{d}{a}\,\frac{c^2-b^2}{c^2}\,\sigma_2\frac{\Delta_{72}}{\Delta}=0{,}1124,$$
$$\delta_2'=\frac{v_1\delta_2}{v_2}=\frac{b}{8ac}(c^2-b^2)\,\frac{\Delta_{72}}{\sigma_1\varkappa}=0{,}1615.$$

По формуле (29) с применением эквивалентной проводимости трехслойной стенки по (30) k_1 = 70I, т.е. практически совпадает с точным значением по (20).

Испытания экспериментального образца на жидком металле при температурах I60–400 °С показали практическое совпадение расчетных и экспериментальных значений k_1, k_2, s при суммарных погрешностях расходомера не более I,5 % при неподвижной жидкости в кольцевом зазоре.

Литература

I. Смирнов В.И. Курс высшей математики. Т. II. М.: ГИТТЛ, 1957. 628 с.

2. Шерклиф Дж. Теория электромагнитного измерения расхода. М.: Мир, 1965. 268 с.

V. Mežburd

Sulametall-kaitseekraaniga elektromagnetilise sulametallikulumõõdiku signaal

Kokkuvõte

Vaadeldakse signaali kulumõõdiku välistorule diametraalselt paigutatud elektroodide vahel. Antakse valemid signaali ja tundlikkuse arvutamiseks ning vedeliku konvektiivsest liikumisest rõngakujulises sulametallekraanis tingitud vigade määramiseks. Selliseid kulumõõdikuid kasutatakse suurendatud töökindlusega sulametallkontuurides.

V. Meshburd

Das Meßsignal des Durchflußmessers für flüssige Metalle mit einem flüssigmetallischen Schutzschirm

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wird das Meßsignal zwischen den Elektroden, die diametral auf dem äußeren Rohr angeschweißt sind, behandelt. Es werden die Formeln für das Meßsignal, die Empfindlichkeit und für die Meßfehler, die durch die Konvektionsbewegung der Flüssigkeit im Ringsschutzschirm entstehen, vorgeschlagen.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 522.57.621.317.785

В.И. Межбурд

СИГНАЛ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО РАСХОДОМЕРА ПРИ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЯХ ПРОВОДИМОСТЕЙ ЖИДКОСТИ И СТЕНКИ ТРУБЫ

Необходимость анализа сигнала расходомера при произвольных соотношениях между проводимостью жидкости σ и стенки трубы σ_c диктуется следующими практическими задачами:

- определением возможности создания электромагнитного расходомера для электролитов при экстремальных условиях – высоких и сверхвысоких температурах и давлениях, т.е. когда общепринятые изоляционные материалы (резина, фторопласты, эмаль и т.п.) не могут применяться, и в частности, определение возможности создания для электролитов расходомеров с неизолированной трубой,

- изучением влияния на сигнал расположения электродов внутри жидкости или внутри стенки трубы,

- изучением сигнала электромагнитного расходомера для жидкостей, проводимости которых занимают промежуточное положение между проводимостями электролитов и жидких металлов (жидкие легированные полупроводники, металлосуспензии).

Задача решается при следующих допущениях – жидкость и труба немагнитные ($\mu = \mu_0$), произвольный осесимметричный профиль единственной составляющей скорости, направленной вдоль оси трубы. Рассматривается сигнал между двумя диаметрально расположенными в точках $(r_э, \pi/2)$ и $(r_э, -\pi/2)$ электродами (рис. I), причем $0 < r_э \leq b$. Контактное сопротивление на границе раздела жидкость-труба при $r = a$ отсутствует (рис. I). Магнитное поле однородно $\vec{B} = B_x \vec{i}$.

При принятых допущениях потенциалы в жидкости (I) и в стенке (II) описываются соотношениями

$$\left.\begin{aligned}\varphi_I &= Z_1(r)\sin\Theta\\ \varphi_{II} &= Z_2(r)\sin\Theta\end{aligned}\right\} \qquad (I)$$

а сигнал на электродах при $\Theta = \pm\frac{\pi}{2}$

$$U_э = 2Z_i(r), \qquad (2)$$

где i=I, если $r_э \le a$, i=II, если $a \le r_э \le b$.

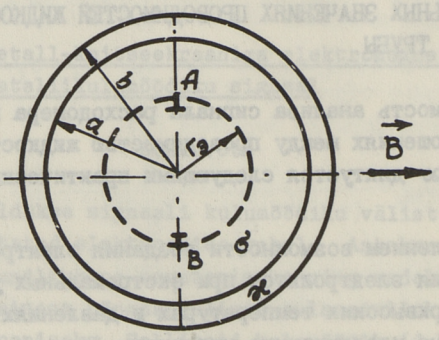


Рис. 1. К расчету сигнала расходомера кругового сечения
$\rho_э$ -радиус размещения электродов.

Для $Z_I(r)$ согласно [1] имеем

$$\frac{\partial^2 Z_I}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial Z_I}{\partial r} - \frac{Z_I}{r^2} = Bx\frac{\partial v}{\partial r}. \qquad (3)$$

Для $Z_{II}(r)$

$$\frac{\partial^2 Z_{II}}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial Z_{II}}{\partial r} - \frac{Z_{II}}{r^2} = 0, \qquad (4)$$

откуда

$$Z_I = \frac{Br}{2}\left[v_{cp}(a)\overset{\circ}{\gamma} + v_{cp}(r)\right], \qquad (5)$$

$$Z_{II} = \frac{Bv_{cp}(a)}{(1+\beta^2)(1+\gamma_c)}\left(r + \frac{b^2}{r}\right). \qquad (6)$$

В (5-6) принято:

$v_{cp}(r)$ - средняя скорость в круге произвольного радиуса r,

$v_{ср}(a)$ - средняя скорость по сечению $v_{ср}(a) = Q/\pi a^2$, где Q - расход.

γ_c - относительная приведенная проводимость стенки

$$\gamma_c = \frac{\varkappa}{\sigma} k_c, \tag{7}$$

где

$$k_c = \frac{\beta^2 - 1}{\beta^2 + 1}, \tag{8}$$

$$\mathring{\gamma} = \frac{1 - \gamma_c}{1 + \gamma_c}, \tag{9}$$

β - относительный наружный радиус стенки

$$\beta = \frac{b}{a}. \tag{10}$$

Для тонкостенных труб $h = (b - a) << a$

$$k_c \approx \frac{\delta}{1 + \delta}, \tag{11}$$

где $\delta = h/a$ относительная толщина стенки.

Максимум сигнала для любого осесимметричного профиля можно найти из условия $Z_I' = 0$, если электроды расположены внутри трубы $r_э \leq a$ и из условия $Z_{II}' = 0$, если электроды расположены в стенке $a \leq r_э < b$. Для внутреннего расположения электродов радиус $r_{эmax}$, обеспечивающий максимум сигнала, может быть найден из уравнения

$$v(r_э) = \frac{v_{ср}(r_э) - \mathring{\gamma} v_{ср}(a)}{2}, \tag{12}$$

где $v(r_э)$ – скорость на окружности $r_э$.

При известном аналитическом выражении профиля скорости $v(r)$ можно найти $r_{эmax}$, обеспечивающий максимум сигнала. Так, например, для пуазейлевского профиля

$$v(r) = 2v_{ср}(a)(1 - \rho^2), \tag{13}$$

$$\rho = r/a, \tag{14}$$

$$\rho_{эmax} = \sqrt{\frac{2 + \mathring{\gamma}}{3}}, \tag{15}$$

что дает для идеально проводящей стенки ($\varkappa \to \infty$, $\mathring{\gamma} \to (-1)$) $\rho_{эmax} = 0{,}577$, чувствительность по Шерклифу [1] $s = 0{,}1925$, при непроводящей стенке ($\varkappa \to 0$, $\mathring{\gamma} \to 1$) $\rho_{эmax} = 1$, т.е. при расположении электродов на внутренней стенке трубы. При других значениях γ_c расположение электродов на внутренней стенке трубы по сравнению с установкой в точках $\rho_{эmax}$ ве-

дет к потере чувствительности. На рис. 2 представлены зависимости $\rho_{э max}$ и S_m от параметра γ_c при установке электродов на радиусе $\rho_{э max}$ для ламинарного режима, на рис. 3 чувствительность S в функции параметра γ_c при установке электродов на внутренней стенке трубы при произвольном осесимметрическом профиле скорости:

$$S = \frac{1}{1+\gamma_c}. \qquad (16)$$

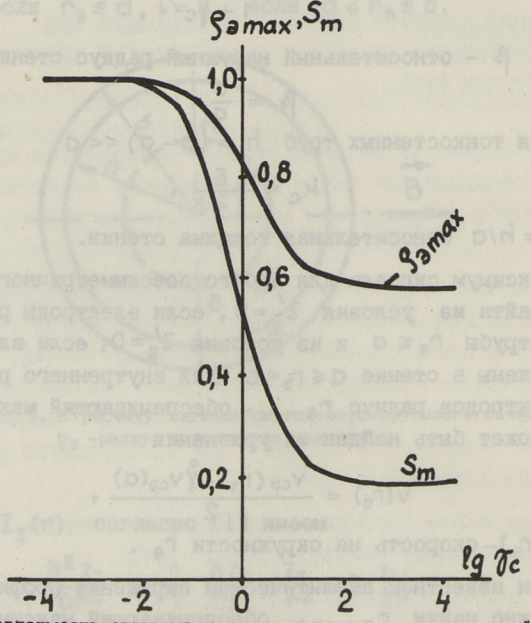


Рис. 2. Зависимость оптимального радиуса $\rho_{э max}$ и максимальной чувствительности от относительной проводимости стенки трубы γ_c для ламинарного течения.

Для жидкометаллических расходомеров, у которых $\varkappa$ и σ одного порядка, лучше пользоваться развернутой формулой для S

$$S = \frac{\beta^2+1}{(\beta^2+1)+\frac{\varkappa}{\sigma}(\beta^2-1)}, \qquad (17)$$

что совпадает с выражением Шерклифа [1].

Установка электродов на наружной поверхности трубы при конечных значениях ее проводимости ($\varkappa \neq 0, \varkappa \neq \infty$), $r_э = b$ ведет к уменьшению чувствительности по сравнению с их уста-

новкой на внутренней поверхности трубы в t раз, где

$$t = \frac{2\beta}{1+\beta^2} \qquad (18)$$

и не зависит от проводимости трубы.

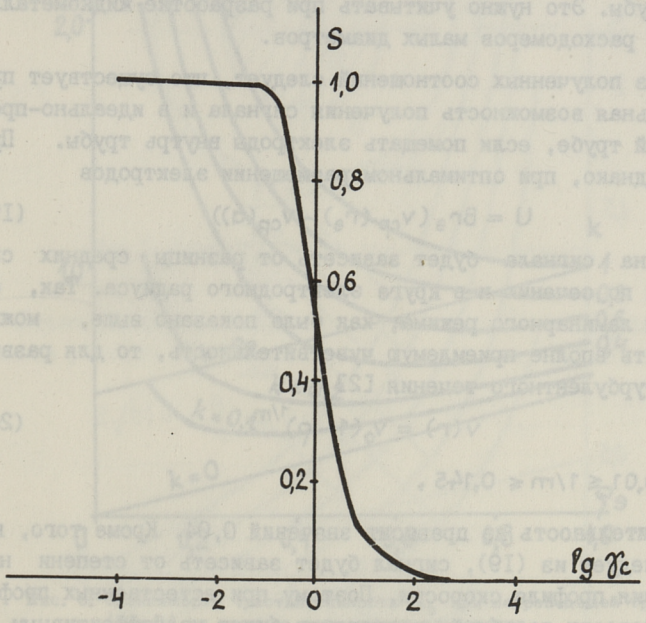


Рис. 3. Зависимость чувствительности от параметра γ_c при размещении электродов на внутренней поверхности трубы.

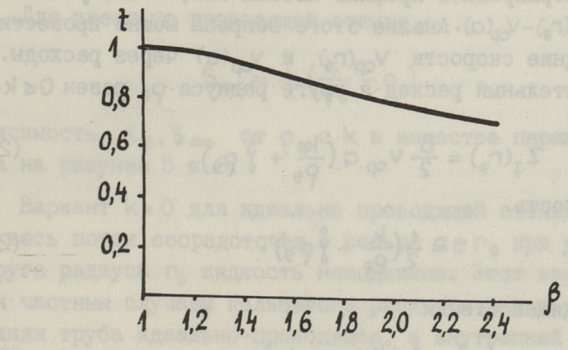


Рис. 4. Изменение чувствительности при размещении электродов на внешней стенке трубы в функции относительной толщины стенки.

Функция $t=f(\beta)$ представлена на рис. 4, из которого следует, что лишь при $\beta \geq 1{,}2$ наблюдается заметное уменьшение сигнала при установке электродов на наружной поверхности трубы. Это нужно учитывать при разработке жидкометаллических расходомеров малых диаметров.

Из полученных соотношений следует, что существует принципиальная возможность получения сигнала и в идеально-проводящей трубе, если помещать электроды внутрь трубы. При этом однако, при оптимальном размещении электродов

$$U = Br_э\left(v_{cp}(r_э) - v_{cp}(a)\right) \qquad (19)$$

величина сигнала будет зависеть от разницы средних скоростей по сечению и в круге электродного радиуса. Так, если для ламинарного режима, как было показано выше, можно получить вполне приемлемую чувствительность, то для развитого турбулентного течения [2]

$$v(r) = v_0(1-\rho)^{1/m}, \qquad (20)$$

где $0{,}01 \leq 1/m \leq 0{,}145$,

чувствительность не превысит значений 0,04. Кроме того, как это следует из (19), сигнал будет зависеть от степени наполнения профиля скорости. Поэтому при естественных профилях скорости подобный расходомер будет малоэффективным и неточным. Для получения больших чувствительностей нужно искусственно формировать профиль потока так, чтобы увеличить разность $v_{cp}(r_э) - v_{cp}(a)$. Анализ этого вопроса можно провести, выразив средние скорости $v_{cp}(r_э)$ и $v_{cp}(a)$ через расходы. Пусть относительный расход в круге радиуса $\rho_э$ равен $0 \leq k \leq 1$. Тогда

$$z_I(r_э) = \frac{B}{2} v_{cp}\, a\left(\frac{k}{\rho_э} + \mathring{\gamma}\rho_э\right), \qquad (21)$$

чувствительность

$$S = \frac{1}{2}\left(\frac{k}{\rho_э} + \mathring{\gamma}\rho_э\right). \qquad (22)$$

Для непроводящей стенки

$$S_0 = \frac{1}{2}\left(\frac{k}{\rho_э} + \rho_э\right). \qquad (23)$$

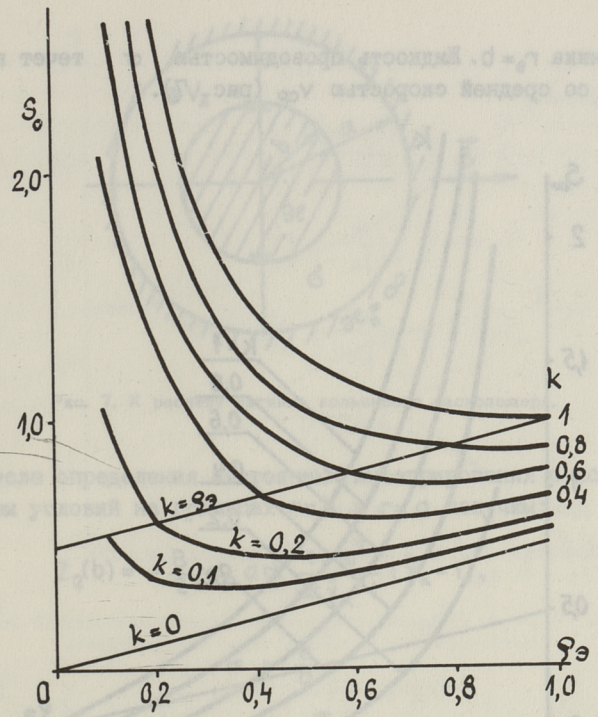


Рис. 5. Зависимость чувствительности S_0 при непроводящей трубе ($\varkappa = 0$) от радиуса размещения электродов.
k - относительный расход в круге радиуса $\rho_э$.

Для идеально проводящей стенки

$$S_\infty = \frac{1}{2}\left(\frac{k}{\rho_э} - \rho_э\right). \qquad (24)$$

Зависимость S_0, S_∞ от $\rho_э$ с k в качестве параметра приведена на рисунке 5 и 6.

Вариант $k=0$ для идеально проводящей стенки означает, что весь поток сосредоточен в кольце $a - r_э$ при условии, что в круге радиуса $r_э$ жидкость неподвижна. Этот вариант является частным случаем кольцевого расходомера, у которого внешняя труба идеально-проводящая, а внутренний неподвижный сердечник имеет произвольную проводимость $\varkappa$, причем электроды установлены диаметрально на поверхности внутреннего

сердечника $r_э = b$. Жидкость проводимостью σ течет в кольце $a - b$ со средней скоростью $v_{ср}$ (рис. 7).

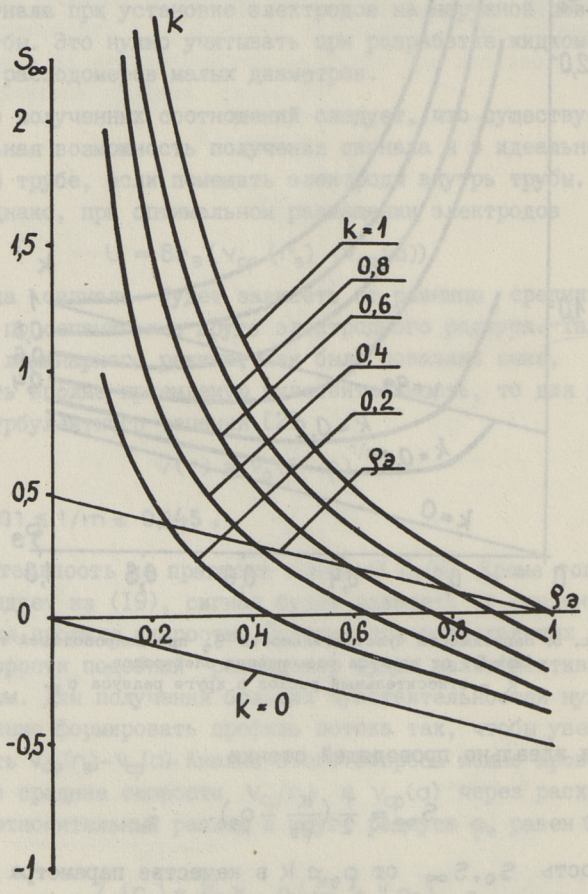


Рис. 6. Зависимость чувствительности S_∞ в идеально-проводящей трубе ($\varkappa \to \infty$) от радиуса размещения электродов.
k - относительный расход в круге радиуса $\varrho_э$.

При тех же допущениях, что и в первой части работы, получим для функций Z_1 в сердечнике и Z_2 в кольце:

$$Z_1(r) = C_1 r \qquad (25)$$

$$Z_2(r) = C_2 r + C_3/r + \frac{B}{2} v_{ср}(r) \frac{r^2 - b^2}{r}. \qquad (26)$$

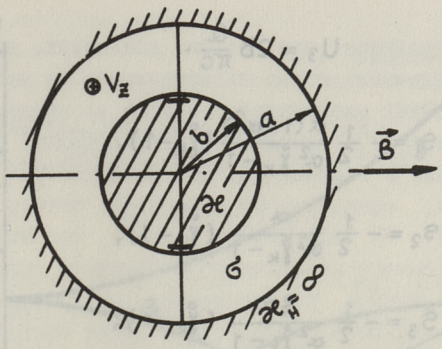


Рис. 7. К расчету сигнала кольцевого расходомера.

После определения постоянных интегрирования с использованием условий на границах $r=b$ и $r=a$ получим:

$$Z_2(b) = -\frac{B}{2} v_{\varphi} a \alpha \frac{1-\alpha^2}{\alpha^2 \mathring{\gamma}_к - 1} (\mathring{\gamma}_к - 1), \qquad (27)$$

где

$$\alpha = \frac{b}{a}, \qquad (28)$$

$$\mathring{\gamma}_к = \frac{1 - \frac{\sigma}{\varkappa}}{1 + \frac{\sigma}{\varkappa}}. \qquad (29)$$

Для оценки чувствительности кольцевого расходомера с наружной проводящей стенкой можно ввести три определения чувствительности по Шерклифу, приняв за базисные сигналы круговых расходомеров с непроводящей трубой, у которых электроды размещены на внутренней поверхности трубы:

I. Расходомер с внутренним радиусом трубы a при равенстве средних скоростей, для которого:

$$U_{1v} = 2B v_{ср} a. \qquad (30)$$

2. Расходомер с трубой радиуса a при равенстве расходов

$$U_{2Q} = 2B \frac{Q}{\pi a}. \qquad (31)$$

3. Расходомер с трубой произвольного радиуса c при равенстве расходов

$$U_3 = 2B\frac{Q}{\pi c}. \qquad (32)$$

Соответственно

$$S_1 = -\frac{1}{2}\frac{\alpha(1-\alpha^2)}{\alpha^2\overset{\circ}{\gamma}_k - 1}(\overset{\circ}{\gamma}_k - 1), \qquad (33)$$

$$S_2 = -\frac{1}{2}\frac{\alpha}{\alpha^2\overset{\circ}{\gamma}_k - 1}(\overset{\circ}{\gamma}_k - 1), \qquad (34)$$

$$S_3 = -\frac{1}{2}\frac{\xi\alpha}{\alpha^2\overset{\circ}{\gamma}_k - 1}(\overset{\circ}{\gamma}_k - 1), \qquad (35)$$

где

$$\xi = c/a. \qquad (36)$$

Наибольший практический интерес, по-видимому, представляют два предельных варианта:

- непроводящий внутренний сердечник ($\varkappa = 0$)

$$S_{01} = \frac{\alpha(1-\alpha^2)}{\alpha^2+1} \qquad (37)$$

$$S_{02} = \frac{\alpha}{\alpha^2+1} \qquad (38)$$

$$S_{03} = \frac{\xi\alpha}{\alpha^2+1} \qquad (39)$$

- проводимость сердечника равна проводимости жидкости ($\varkappa = \sigma$)

$$S_{p1} = -\frac{1}{2}(1-\alpha^2), \qquad (40)$$

$$S_{p2} = -\frac{1}{2}\alpha, \qquad (41)$$

$$S_{p3} = -\frac{\xi\alpha}{2}. \qquad (42)$$

Чувствительности S_1 и S_2 для двух вариантов проводимости представлены на рис. 8.

Для выбора оптимальной геометрии кольцевого расходомера практически важны S_2 и S_3. Из их сравнения следует, что большую чувствительность при одинаковых расходах обеспечивает расходомер, у которого внешний диаметр a меньше диа-

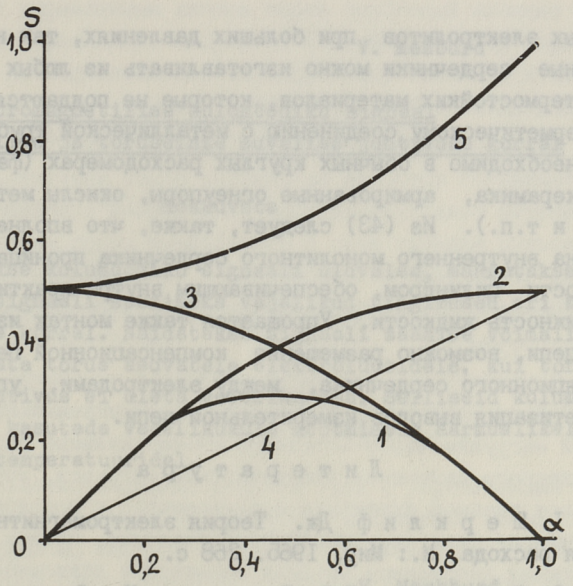


Рис. 8. Чувствительности кольцевого расходомера S_1 и S_2 в функции относительного радиуса внутреннего сердечника:

1. S_{01}
2. S_{02}

(непроводящий сердечник)

3. S_{p1}
4. S_{p2}

(равные проводимости жидкости и сердечника)

5. Относительная чувствительность $\overset{\circ}{S} = S_2/S_1$ по (43).

метра основного трубопровода. Этот вариант также наиболее экономичен, т.к. уменьшаются затраты энергии на создание поля. Вместе с тем с гидродинамической стороны он хуже, так как увеличивается его гидравлическое сопротивление.

Отметим также, что в широком диапазоне изменения проводимости сердечника от нуля до проводимости жидкости чувствительность подобного расходомера изменяется в отношении, не превышающем

$$\overset{\circ}{S} = \frac{\alpha^2+1}{2}, \qquad (43)$$

(см. рис. 8).

Применение кольцевых расходомеров с неизолированной наружной трубой и внешней магнитной системой может оказаться целесообразным при измерении расхода высокотемпера-

турных электролитов при больших давлениях, так как изоляционные сердечники можно изготавливать из любых подходящих термостойких материалов, которые не поддаются прочному герметическому соединению с металлической трубой, которое необходимо в обычных круглых расходомерах (фарфор, стекло, керамика, армированные огнеупоры, окислы металлов, карбиды и т.п.). Из (43) следует, также, что вполне возможна замена внутреннего монолитного сердечника проницаемым для жидкости цилиндром, обеспечивающим внутри практическую неподвижность жидкости. Упрощается также монтаж измерительной цепи, возможно размещение компенсационной петли внутри изоляционного сердечника, между электродами, упрощается герметизация выводов измерительной цепи.

Литература

1. Шерклиф Дж. Теория электромагнитного измерения расхода. М.: Мир, 1965. 268 с.

2. Чугаев Р.Р. Гидравлика. М.: Энергия, 1970. 522 с.

V. Mežburd

Elektromagnetilise kulumõõdiku signaal vedeliku ja toruseinte suvalise juhtivuse korral

Kokkuvõte

Tuuakse kulumõõdiku signaali üldvalem, määratakse maksimaalse signaali saamiseks vajalikud tingimused eri kiirusprofiilide korral. Näidatakse signaali saamise võimalikkus isoleerimata torus asuvatele elektrolüütidele, kui toru südamiku juhtivus ei ületa vedeliku oma. Selliseid kulumõõdikuid saab kasutada vedelikukulu mõõtmiseks äärmuslikel rõhkudel ja temperatuuridel.

V. Meshburd

Das Meßsignal des elektromagnetischen Durchflußmessers bei beliebigen Leitfähigkeiten des Mediums und der Rohrwand

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag werden die allgemeinen Meßsignalgleichungen des Meßgebers dargelegt und die Grundverhältnisse für das Signalmaximum bei verschiedenen Strömungsprofilen festgestellt. Eine Möglichkeit der Messung der elektrolytischen Medien in einem unisolierten Rohr wird gezeigt, wenn die Leitfähigkeit der Medien nicht die des Kerns im Rohr übersteigt.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.316.727 (088.8)

Т.В. Лехтла, Х.А. Саккос

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПЛАВНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ

С целью ограничения толчков тока при включении электрической нагрузки часто используются специальные устройства для плавного включения электрической нагрузки, которые обеспечивают плавное изменение подключаемого к потребителю напряжения от нуля до номинального значения, причем скорость нарастания напряжения питания задается в зависимости от требований нагрузки.

Однако выпускаемые промышленностью устройства плавного включения нагрузки имеют определенные недостатки. Так, например, устройство для плавного включения электрической нагрузки содержит силовой блок с управляемыми ключами, включенными последовательно с нагрузкой, и схему управления, включающую заряжаемую током управления цепь конденсатора, соединенного с управляемыми ключами через пороговый элемент формирования управляющих импульсов и специальный узел плавного включения (задатчик интенсивности) [1]. В состав узла плавного включения входят дополнительные интегрирующие RC-цепи для формирования сигнала интенсивности.

Недостатком этого устройства является сложность электрической схемы, обусловленная наличием отдельного узла плавного включения - задатчика интенсивности и связанная с этим небольшая надежность работы, а также помехочувствительность известных устройств к резким колебаниям напряжения сети.

Устройство для плавного включения электрической нагрузки содержит силовой блок с управляемым ключом, включенным последовательно с нагрузкой и схему управления, включающую заряжаемые током управления цепь конденсатора, соеди-

ненного с управляемым ключом через пороговый элемент формирования управляющих импульсов [2]. Конденсатор заряжается через последовательные активное сопротивление и полупроводниковый диод, а разряжается после замыкания управляемого ключа через второе активное сопротивление.

Недостатками этого устройства являются ступенчатый характер изменения напряжения, однополупериодное питание на первой стадии пуска и связанная с этим сильная пульсация напряжения на нагрузке, и невозможность применения данного устройства для включения мощных или индуктивных нагрузок (например, двигателей).

Для улучшения плавности включения электрической нагрузки и повышения надежности ниже предлагается упрощенное устройство, схема которого показана на рис. I.

Устройство содержит силовой блок с управляемыми однонаправленными ключами VT1 и VT2, включенный последовательно с нагрузкой, систему импульсно-фазового управления (СИФУ), включающую в себя ключ S_1, диоды VD1 и VD2, динисторы VD3 и VD4, конденсаторы C1 и C2 и полупроводниковое термосопротивление R с отрицательной температурной характеристикой.

Диаграммы напряжений, поясняющие принцип работы схемы формирования управляющих импульсов, показаны на рис. 2.

Устройство для плавного включения электрической нагрузки работает следующим образом. Непосредственно после замыкания ключа S1 в зависимости от полярности полуволны напряжения питания при разомкнутых управляемых ключах VT1 и VT2 ток протекает через диоды VD1 или VD2, полупроводниковое термосопротивление R, конденсаторы C1 или C2 и нагрузку.

При положительной полуволне напряжения питания U ток протекает через диод VD1, полупроводниковое термосопротивление R, конденсатор C2 и нагрузку. В результате конденсатор C2 заряжается и напряжение U_{C2} на нем растет. Интервал зарядки конденсатора C2 длится до момента, когда напряжение на конденсаторе C2 достигает порогового напряжения отпирания динистора VD4, а конденсатор C2 разряжается через управляющий электрод управляемого ключа VT1, так что ключ VT1 замыкается и через нагрузку протекает ток.

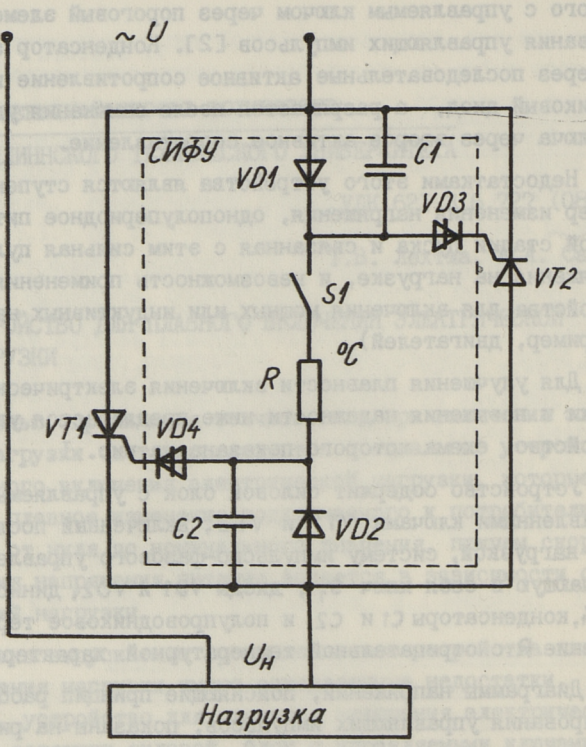


Рис.1. Устройство для плавного включения электрической нагрузки.

Интервал проводимости ключа VT1 длится до момента, когда ток нагрузки через ключ VT1 обращается в ноль. Тогда ключ VT1 размыкается и под воздействием следующей отрицательной полуволны напряжения питания ток протекает через диод VD2, полупроводниковое термосопротивление R, конденсатор C1 и нагрузку. В результате конденсатор C1 заряжается и напряжение на нем растет. Интервал зарядки конденсатора C1 длится до момента, когда напряжение на конденсаторе C1 достигает порогового напряжения отпирания динистора VD3, который отпирается, а конденсатор C1 разряжается через управляющий электрод однонаправленного управляемого ключа VT2, так что ключ VT2 замыкается и через нагрузку опять протекает ток. Дальше процесс повторяется через каждый полупериод напряжения питания.

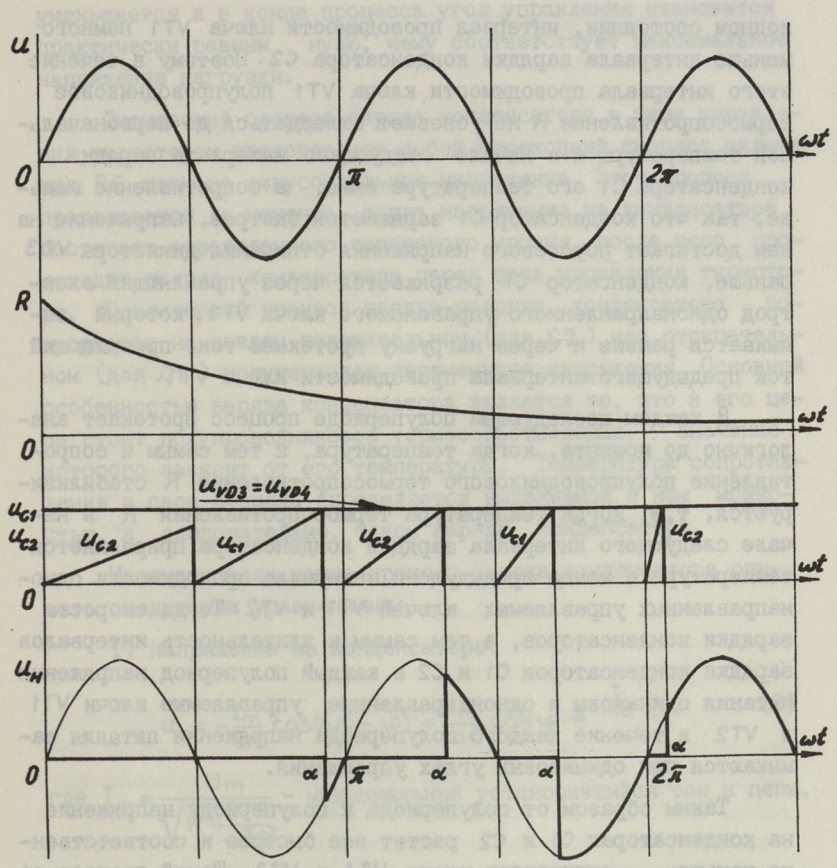


Рис. 2. Диаграммы, поясняющие формирования управляющих импульсов СИФУ.

При этом в течение каждого интервала зарядки конденсаторов C1 и C2 полупроводниковое термосопротивление R нагревается под действием тока зарядки конденсаторов, а в течение каждого интервала проводимости ключей VT1 и VT2 оно охлаждается. Однако так как непосредственно после включения схемы напряжение конденсатора C2 достигает порогового напряжения отпирания динистора VD4 практически в конце полупериода напряжения питания из-за большого сопротивления полупроводникового термосопротивления R в хо-

лодном состоянии, интервал проводимости ключа VT1 намного меньше интервала зарядки конденсатора C2. Поэтому в течение этого интервала проводимости ключа VT1 полупроводниковое термосопротивление R не успевает охлаждаться до первоначальной температуры и в начале следующего интервала зарядки конденсатора C1 его температура выше, а сопротивление меньше, так что конденсатор C1 заряжается быстрее, напряжение на нем достигает порогового напряжения отпирания динистора VD3 раньше, конденсатор C1 разряжается через управляющий электрод однонаправленного управляемого ключа VT2, который замыкается раньше и через нагрузку протекает ток, превышающий ток предыдущего интервала проводимости ключа VT1.

В каждом последующем полупериоде процесс протекает аналогично до момента, когда температура, а тем самым и сопротивление полупроводникового термосопротивления R стабилизируются, т.е. когда температура термосопротивления R в начале следующего интервала зарядки конденсатора приравняется температуре в конце предыдущего интервала проводимости однонаправленных управляемых ключей VT1 и VT2. Тогда скорость зарядки конденсаторов, а тем самым и длительность интервалов зарядки конденсаторов C1 и C2 в каждый полупериод напряжения питания одинаковы и однонаправленные управляемые ключи VT1 и VT2 в течение каждого полупериода напряжения питания замыкаются при одинаковых углах управления.

Таким образом от полупериода к полупериоду напряжение на конденсаторах C1 и C2 растет все быстрее и соответственно раньше отпираются ключи VT1 и VT2. Такой процесс соответствует регулированию угла управления α управляемых ключей в системе импульсно-фазового управления в сторону его уменьшения. В результате угол управления изменяется в диапазоне $0 \ldots \pi$ и напряжение на нагрузке в соответствии с повышением температуры полупроводникового термосопротивления R растет плавно, а в конце процесса, через определенное количество полупериодов напряжения питания, напряжение нагрузки достигает практически полностью напряжения сети.

С увеличением температуры полупроводникового термосопротивления R угол управления, который непосредственно после включения ключа S1 практически равнялся 180 эл.град., чему соответствует минимальное напряжение нагрузки, плавно

уменьшается и в конце процесса угол управления становится практически равным нулю, чему соответствует максимальное напряжение нагрузки.

Физический процесс заряда конденсатора в цепи управления тиристором представляет собой переходный процесс включения RC цепи на синусоидальное напряжение. Этот процесс продолжается до момента, когда напряжение на конденсаторе достигает определенного порогового уровня, после чего происходит разряд конденсатора через цепь управления тиристора. Циклический процесс заряда-разряда конденсатора повторяется на каждом положительном (для C2) или отрицательном (для C1) полупериодах переменного напряжения. Основной особенностью заряда конденсатора является то, что в его цепи стоит полупроводниковое термосопротивление, значение которого зависит от его температуры. Температура сопротивления в свою очередь определяется выделяемой в нем мощностью, а следовательно, током заряда конденсатора.

Математически можно процесс заряда конденсатора описать следующими уравнениями:

I) напряжение на конденсаторе:

$$u_c = -\frac{I_m}{\omega C}\cos(\omega t - \varphi) + \frac{I_m}{\omega C}\cos\varphi \cdot e^{-\frac{t}{RC}}, \qquad (I)$$

где $I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}}$ - максимальный установившийся ток в цепи,

U_m - амплитудное значение напряжения сети,

$\varphi = \operatorname{arctg}\left(-\frac{1}{\omega CR}\right)$;

2) ток заряда конденсатора

$$i_c = C\frac{du_e}{dt} = I_m \sin(\omega t - \varphi) - \frac{I_m}{\omega CR}\cos\varphi \cdot e^{-\frac{t}{RC}}; \qquad (2)$$

3) уравнение теплового энергетического баланса

$$Ri_c^2 dt = k_T S \vartheta dt + C_T d\vartheta, \qquad (3)$$

где k_T - коэффициент теплоотдачи;

S - поверхность охлаждения термосопротивления;

ϑ - температура;

C_T - теплоемкость термосопротивления;

4) температурная характеристика термосопротивления

$$R = f(\vartheta), \qquad (4)$$

которая задается в виде графика или таблицы;

5) предельное напряжение на конденсаторе, которое в процессе заряда определяет время задержки, импульса управления тиристором, а следовательно, угол отпирания тиристора и выходное напряжение на нагрузке

$$U_C = U_{пер}, \qquad (5)$$

где $U_{пер}$ - определяется напряжением переключения динистора U_{VD}.

Совместное решение уравнений I-5 позволяет найти зависимости угла управления тиристором α или среднего выходного напряжения $U_{вых}$ от текущего времени t,

$$\alpha = f(t)$$

или

$$U_{вых} = f(t)$$

и тем самым определять интенсивность роста напряжения на нагрузке.

При решении системы уравнений (I-5) следует учитывать, что процесс заряда-разряда конденсатора имеет циклический характер и взаимосвязан с процессом нагрева термосопротивления (рис. 2). Для упрощения задачи целесообразно считать температуру термистора, а следовательно, и его сопротивление в течение одного полупериода переменного напряжения неизменной.

Процесс нагрева термистора можно представить в виде дискретной ступенчатой функции. При этом нагрев происходит за счет определенной порции энергии, получаемой термистором при прохождении через него импульса тока заряда конденсатора.

Решение системы уравнений (I-5) упрощается и задержку импульса управления тиристором можно определять из уравнения (I), при условиях $U_C = U_{пер}$ и $R = const$. Для следующего полупериода из уравнений (2) и (3) находят приращение температуры ϑ, а на основе характеристики (4) новое значение R, которое служит основой при нахождении задержки

импульса на следующем полупериоде переменного напряжения.

Повторяя расчет в течение нескольких последовательных полупериодов переменного напряжения, можно в итоге построить теоретические кривые $\alpha = f(t)$, а на основе этого найти переходный процесс нарастания напряжения на нагрузке $U_{вых} = f(t)$.

Численные значения емкостей C1 и C2 выбираются на основе параметров силовых тиристоров по следующей формуле:

$$C = \frac{2 I_y^2 R_y t_{вкл}}{U_{пер}^2},$$

где I_y - ток управления тиристора;
R_y - сопротивление цепи управления тиристора;
$t_{вкл}$ - время отпирания тиристора;
$U_{пер}$ - напряжение переключения динистора ($U_{пер} = U_{VD3} = U_{VD4} = 20...30$ В).

Термосопротивление

$$R = \tau / C,$$

где τ - постоянная времени выбирается в пределах 10-20 мс.

Положительными свойствами предлагаемого устройства для плавного включения электрической нагрузки являются: во-первых, улучшение плавности включения нагрузки за счет введения в нее нагреваемого током заряда конденсатора полупроводникового термосопротивления; во-вторых, повышение надежности устройства за счет уменьшения количества элементов, в-третьих, исключение пульсации за счет применения двухполупериодного регулирования и, в-четвертых, повышение помехоустойчивости за счет исключения из схемы интегрирующей RC цепи с большой постоянной времени, требующей для заряда конденсатора стабильного напряжения.

Литература

1. Кунгс Я.А., Твардовский П.М. Автоматизация управления и регулирования напряжения в осветительных установках. М.: Энергия, 1979. С. 77-80.

2. Першиков В. Чтобы лампа стала вечной // Радио, 1986. № 2. С. 50-51.

T. Lehtla, H. Sakkos

Elektrilise koormuse sujuvlülitusseade

Kokkuvõte

Käsitletakse uut sujuvlülitusseadme skeemi, mis on kasutatav elektrimootorite sujuvaks käivitamiseks või elektervalgustuse sujuvaks sisselülitamiseks. Toitepinge sujuv tõstmine võimaldab suurendada mootorite ja hõõglampide eluiga.

Pakutud skeemi põhielemendid on türistorvõti, kondensaatorid ja pooljuhttermistor. Viimane soojeneb kondensaatori laadimisvoolu toimel, kusjuures termistori soojenedes laadimisprotsess kiireneb ning türistorlüliti avamisnurk muutub sujuvalt.

T. Lehtla, H. Sakkos

The Switch for Smooth Electrical Connecting of Power Supplies

Abstract

The thyristor switch for smooth electrical connecting of power supplies is described. The smooth connecting effect is achieved by use of the semiconducting resistor with the negative temperature characteristic.

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 62-83:537.84

Л.В. Кульмар

ЭЛЕКТРОПРИВОД ШАРНИРНОЙ РУКИ ЛИТЕЙНОГО РОБОТА

Литейный робот на базе индукционного двигателя предназначен для автоматизации процессов непрерывного или циклического литья жидкого металла. Металл перекачивается в герметичном трубопроводе - металлотракте. Металлотракт в сборе представляет собой жесткую конструкцию, заборный конец которого опускается в плавильную печь, а сливной позиционируется над входным отверстием литейной формы. Для перемещения жидкого металла используется асинхронный двухдвигательный индукционный привод. Металлотракт перемещается с помощью двух механических рук подвижного манипулятора. Первая рука осуществляет однокоординатное движение сверху вниз заборного конца трубопровода, а вторая перемещает сливной конец трубопровода в трех координатах. Обе руки прикреплены к подвижной подвесной тележке.

Конструкция робота показана на рис. I. Робот имеет шесть степеней подвижности. Первой степенью подвижности литейного робота считается движение металла в металлотракте. Остальные пять степеней подвижности механического исполнительного устройства реализованы на базе электроприводов. Последние имеют следующие названия:

I. Привод подъема заборного конца металлотракта индукционного привода.

2. Привод подъема сливного конца металлотракта индкуционного привода.

3. Привод первого звена шарнирной руки.

4. Привод второго звена шарнирной руки.

5. Привод каретки литейного робота.

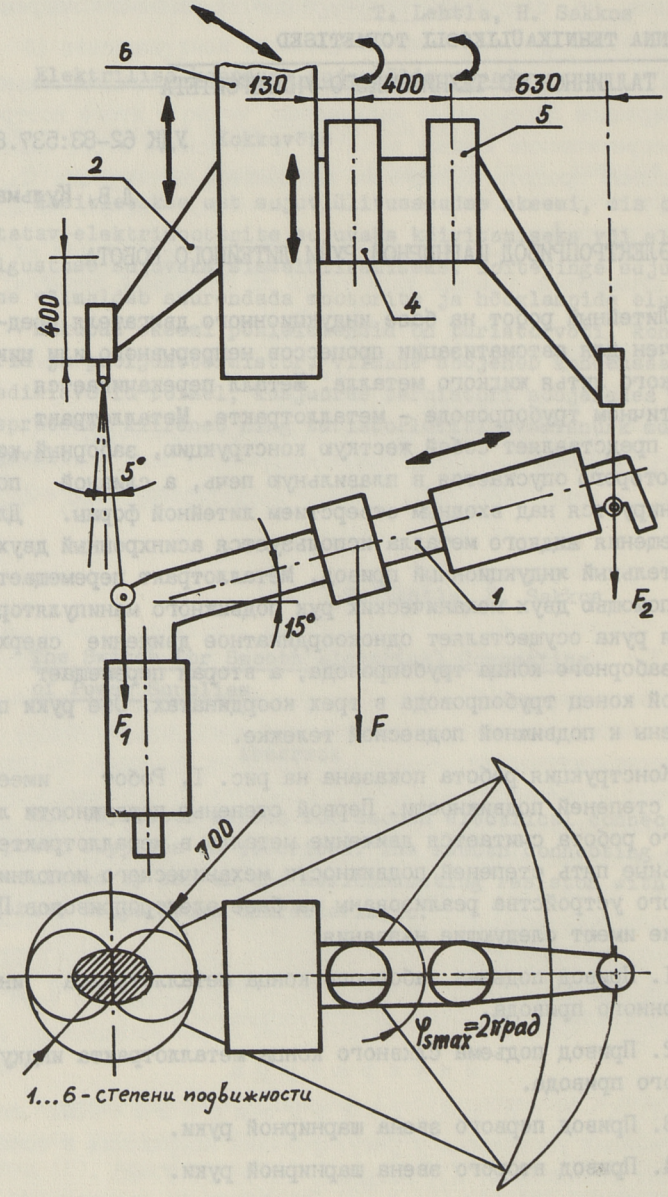


Рис. 1. Конструкция литейного робота.

Механическая конструкция робота имеет следующие технические показатели:

I. Забор металла осуществляется из тигельной печи глубиной до 0,8 м, что определяет пределы максимального перемещения первой руки. Перемещение сливного конца металлотракта обеспечивается движением горизонтальной шарнирной руки. Максимальный угол поворота звеньев руки составляет 2π рад. Рабочие зоны перемещения концов металлотракта на горизонтальной плоскости показаны на рис. I.

2. Пространство обслуживания в зоне заливки имеет форму сектора полного цилиндра со следующими размерами: радиус внутренней поверхности цилиндра 2,0 м; радиус внешней поверхности цилиндра 2,2 м; высота цилиндра 0,6 м; угол поворота индукционного привода в пространстве 30°.

3. Скорость перемещения выливного конца индукционного привода до 0,2 м/с.

4. Масса металлотракта с индукционным приводом составляет до 300 кг.

5. Максимальные статические усилия при горизонтальном перемещении звеньев руки составляют не более 50 Н м.

Конструкция горизонтальной шарнирной руки литейного робота приведена на рис. 2.

Основные элементы руки:

I - двигатель привода 4-й степени подвижности;
2 - редуктор (волновой) привода;
3 - импульсный датчик привода;
4 - потенциометрический датчик положения;
5 - двигатель привода 5-й степени подвижности;
6 - редуктор (волновой) привода;
7 - импульсный датчик привода;
8 - потенциометрический датчик положения;
9 - первое звено шарнирной руки;
I0 - второе звено шарнирной руки;
II - вилка для шарнирного соединения второго звена руки со сливным концом индукционного привода.

Шарнирная рука литейного робота состоит из двух звеньев (см. рис. 2), движение которых осуществляется с помощью мотор-редукторов.

Структурная схема электропривода представлена на рис.3. В цепь якоря двигателя включено сопротивление для снятия сигнала обратной связи по току. Для измерения скорости вращения и определения положения шарниров руки робота применяется фотоэлектрический импульсный датчик. Ввиду того, что

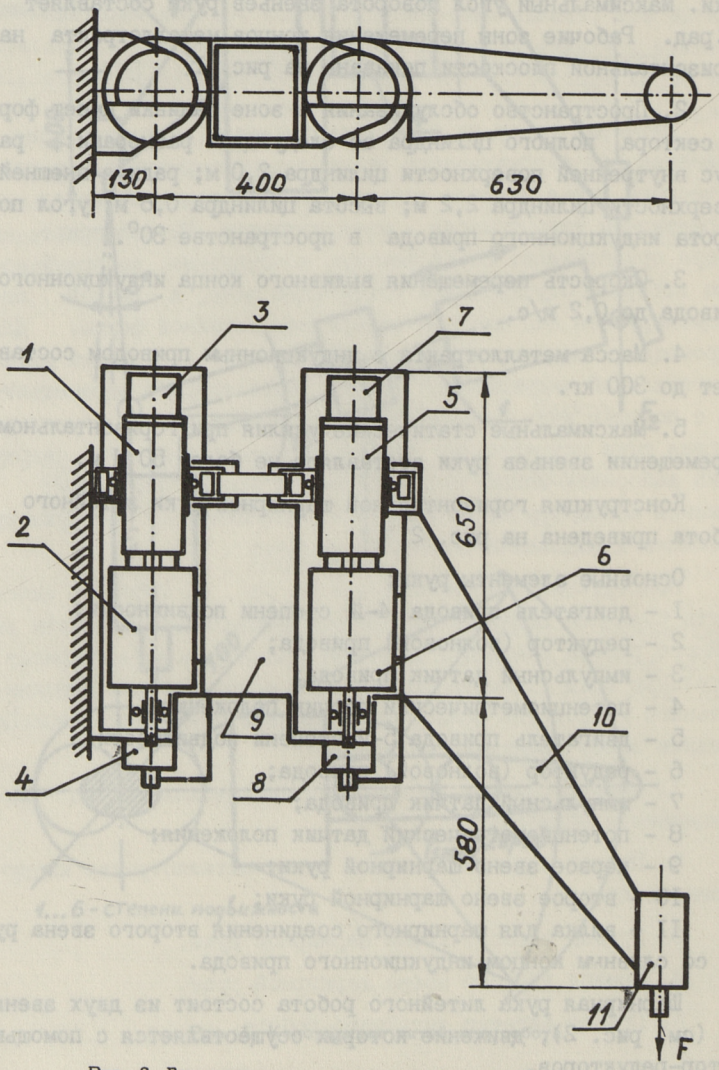


Рис. 2. Горизонтальная шарнирная рука литейного робота.

импульсный датчик является датчиком относительного положения, перед началом работы требуется калибровка датчика. Калибровка сигнала положения осуществляется с помощью потенциометрического датчика абсолютного положения [I].

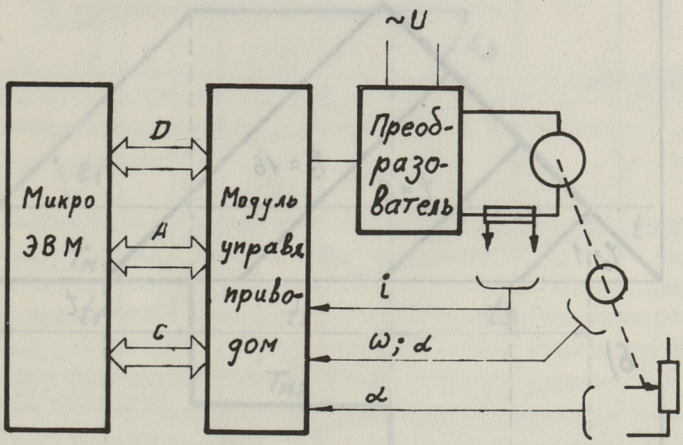


Рис. 3. Структурная схема электропривода.

Для управления электроприводом применяется переоборудованное устройство Сфера-36, которое принимает сигналы обратной связи и выдает сигналы управления к преобразователю через модуль управления приводом.

При синтезе электропривода основной задачей является выбор энергетического режима работы двигателя и управления. Исходной информацией являются желаемые диаграммы движения руки робота. При этом привод руки робота можно спроектировать по динамическому или энергетическому критериям. Первый вариант обеспечивает максимальное быстродействие при ограниченном ускорении. Во втором случае минимизируется потребление энергии, но кроме ускорения ограничивается и скорость. Соответствующие диаграммы движения представлены на рис. 4. Можно показать, что энергетически оптимальным является движение по трапецеидальной диаграмме, где время пуска, движения и торможения на постоянной скорости равны, т.е. $t_1 = t_2 = t_3$ [2]. Соответствующая диаграмма показана на рис. 5.

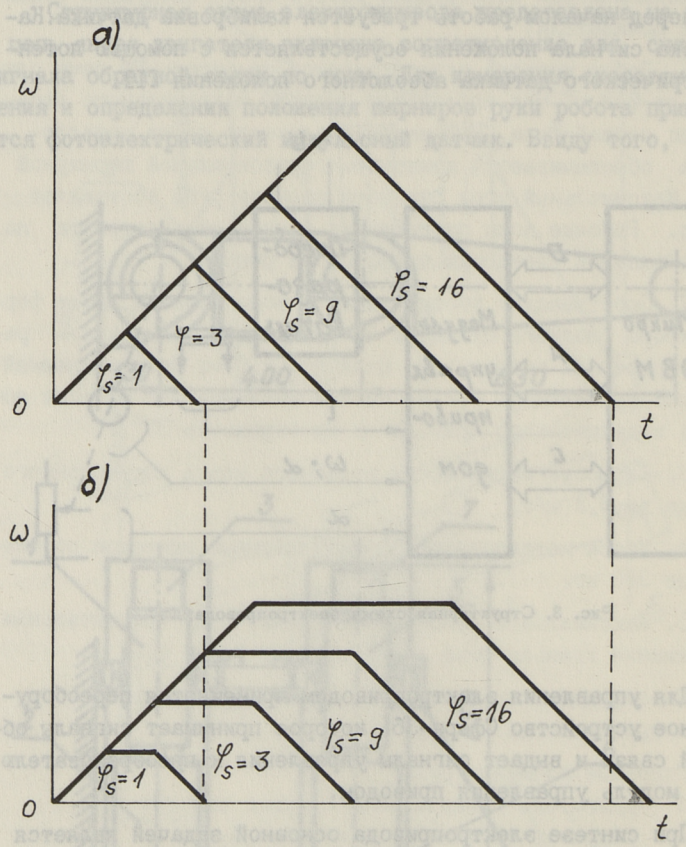


Рис. 4. Временные диаграммы работы:
а – трехугольная форма управления,
б – трапециадальная форма управления.

С учетом условий работы шарнирной руки робота статическую нагрузку привода можно считать постоянной $T_c = const$. Поэтому момент на валу двигателя $T_м$, при перемещении руки от исходной точки позиционирования к конечной точке, должен изменяться по закону, показанному на рис. 5.

Если считать, что ускорение при пуске равно замедлению при торможении $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$, то

$$T_{м1} - T_c = T_{м3} + T_c.$$

При движении с постоянной скоростью

$$|T_{M2}| = |-T_c|.$$

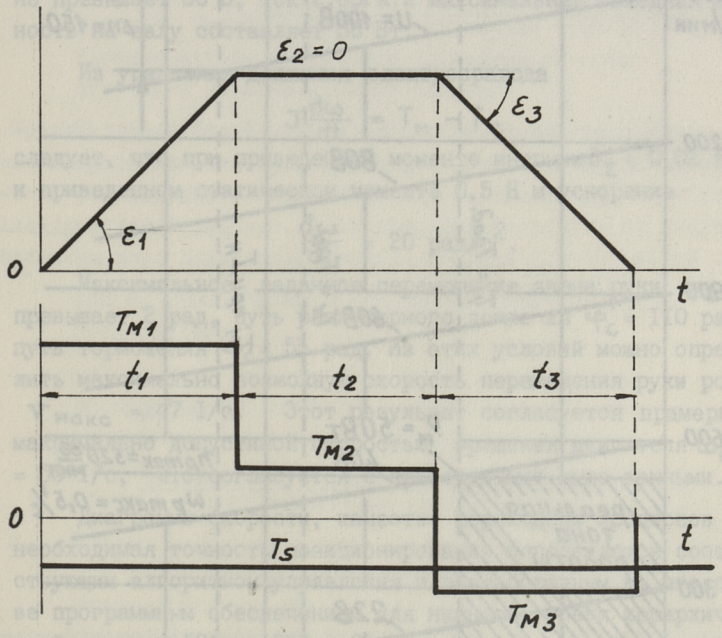


Рис. 5. Диаграммы скорости движения и момента привода при перемещении шарнирной руки литейного робота.

Поскольку $T = const$ и стабилизация скорости движения руки робота не требуется, то в течение интервалов времени t_1 и t_2 можно использовать привод с замкнутой системой управления [3]. Обратная связь по положению включается после того, когда от заданного пути пройдено 3/4 и рассогласование $\Delta f = 1/4\,\varphi_c$. С учетом того, что максимальная скорость ($\omega_{макс}$) является функцией от заданного перемещения, $\varphi_c' = 1/4\,\varphi_c$ является достаточным путем торможения, чтобы замедление торможения оставалось в допустимых пределах.

В качестве двигателей используются высокомоментные двигатели постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов типа 2ДПМ-1,6-110, электромеханические характеристики которого представлены на рис. 6. Вал двигателя соединен с волновым редуктором типа 2МВ3-80-15АУ3, передаточным числом $u = 110$.

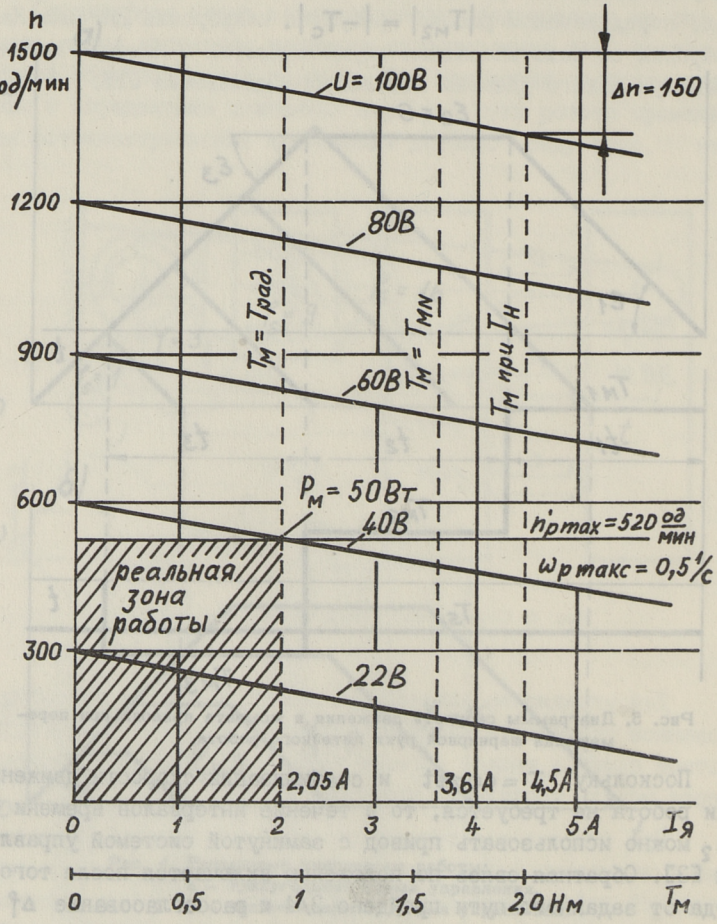


Рис. 6. Электромеханические характеристики двигателя постоянного тока типа 2ДПМ-1.6-110.

Развиваемый приводом максимальный момент $T_{м\,макс}$ ограничен максимально допустимым моментом волнового редуктора $T_{р\,макс}$ = 100 Н м. Этому моменту соответствует максимально допустимый момент двигателя $T_{м\,макс}$ = 0,91 Н м.

Если задать максимальную угловую скорость перемещения звеньев руки манипулятора $\omega_{р\,макс}$ = 0,5 1/с, то скорость вращения двигателя не превышает 55 1/с или 520 $\frac{об}{мин}$.

Следовательно, напряжение питания двигателя согласно рис.6 не превышает 50 В, ток 2,05 А и максимальная выходная мощность на валу составляет 50 Вт.

Из уравнения движения электропривода

$$J\frac{d\omega}{dt} = T_м - T_c$$

следует, что при приведенном моменте инерции $J_\Sigma = 0{,}02$ кгм^2 и приведенном статическом моменте 0,5 Н м ускорение

$$\frac{d\omega}{dt} = 20 \text{ рад/с}^2.$$

Максимальное заданное перемещение звена руки φ_c не превышает 2 рад, путь равномерного движения $\varphi_c' = 110$ рад и путь торможения $\varphi_c' = 55$ рад. Из этих условий можно определить максимально возможную скорость перемещения руки робота $v_{макс} = 47$ I/с. Этот результат согласуется примерно с максимально допустимой скоростью вращения двигателя $\omega_{макс} = 55$ I/с, что согласуется с приведенными выше данными.

Диаграммы скорости, качество переходных процессов и необходимая точность позиционирования определяются соответствующим алгоритмом управления и разработанным на его основе программным обеспечением для нижнего уровня иерархической системы "Сфера-36". Однако указанные проблемы являются предметом дальнейших исследований.

Литература

I. Герман-Галькин С.Г. и др. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 248 с.

2. Лехтла Т.В. Серия "Промышленные роботы". Устройство и назначение. Таллинн: Валгус, 1985. 118 с.

3. Тийсмус Х., Лехтла Т. Серия "Промышленные роботы". Приводы и их элементы. Таллинн: Валгус, 1987. 160 с.

L. Kulmar

Valuroboti liigendkäe elektriajam

Kokkuvõte

Käsitletakse induktsioonmootori baasil loodud valuroboti liigendkäe elektriajami projekteerimise ja juhtimise probleeme. Valuroboti liigendkäe juhtimisalgoritmide koostamisel on kasutatud dünaamilist ja energeetilist kriteeriumi. On leitud optimaalsed liikumisdiagrammid ning määratud vastavad inertsimomendid mootori võllil.

L. Kulmar

Elektrischer Antrieb für den Gelenkgreifer eines Gießroboters

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wird ein Gießroboter mit einem Wanderfeldlinearmotor analysiert. Es erfolgen eine Beschreibung des mechanischen Aufbaus und Angaben der verwendeten Bauelemente. Bei Synthese des elektrischen Antriebs ergab sich als Hauptaufgabe die Ausarbeitung eines Steuerungsalgorithmus. Die Ausgangsinformation gibt die erwünschten Diagramme der Bewegung des Robotergreifers. Dabei kann der Antrieb des Robotergreifers nach dynamischen und nach energetischen Sichtpunkten dargestellt werden. Beim Trapezdiagramm erweist sich die aufgenommene Bewegung als energetisch optimal.

Содержание

I. Янсон К. Оценка колебаний напряжений сети по характеристике реактивной составляющей тока источника питания дуговой нагрузки..... 3

2. Теллинен Ю., Рейнер А., Ярвик Я. Выявление требований к характеристикам канала быстрого регулирования компенсатора реактивной мощности..... IO

3. Поол А., Владиславлев М., Теллинен Ю., Ярвик Я. Расчет внешней характеристики насыщающегося реактора..... I9

4. Вейлер Х., Теллинен Ю., Ярвик Я. Методика расчета кривых двойного намагничивания электротехнической стали сердечника управляемого реактора при последовательном соединении его обмоток с сопротивлениями сети нагрузки..... 29

5. Вейлер Х. Расчет кривых двойного намагничивания электротехнической стали сердечника управляемого реактора при учете последовательно включенной нагрузки..... 39

6. Кыйв А.-К. Сигнал электромагнитного микрорасходомера жидкого металла..... 55

7. Кыйв А.-К. О выборе типа электромагнитного микрорасходомера жидкого металла 65

8. Межбурд В. Сигнал электромагнитного расходомера для жидких металлов с защитным жидкометаллическим экраном..... 76

9. Межбурд В. Сигнал электромагнитного расходомера при произвольных значениях проводимости и стенки трубы..... 83

IO. Лехтла Т., Саккос С. Устройство для плавного включения электрической нагрузки..... 96

II. Кульмар Л. Электропривод шарнирной руки литейного робота..... I05

№ 700

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOLI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИННСКОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Электромеханика XIУ

УДК 621.365.22

Оценка колебаний напряжения сети по характеристике реактивной составляющей тока источника питания дуговой нагрузки. Янсон К. - Труды Таллиннского технического университета. 1989. № 700, с. 3-9.

При разработке новотипных источников питания для дуговых сталеплавильных печей (например, на базе преобразователей с индуктивными и емкостными элементами), необходимо оценить, в какой степени колебания напряжения дуги передаются в питающую сеть. Для этого сравниваются характеристики реактивной составляющей тока известного и нового источника. Притом, учитывается максимальный размах характеристики и уклон ее в рабочей точке.

Рисунков - 2, библ. наименований - 4.

УДК 621.316

Выявление требований к характеристикам канала быстрого регулирования компенсатора реактивной мощности. Теллинен Ю., Рейнер А, Ярвик Я. - Труды Таллиннского технического университета. 1989. № 700, с. 10-18.

В статье рассматриваются требования к каналам быстрого регулирования компенсаторов реактивной мощности с тем, чтобы обеспечить снижение колебаний реактивного тока резкопеременной нагрузки в сети. Получены основные соотношения по выбору точности, инерционности и задержке этого канала.

Рисунков - 2.

УДК 621.318.435

Расчет внешней характеристики насыщающегося реактора. Пооль А.Т., Владиславлев М.Н., Теллинен Ю.Ю., Ярвик Я.Я. - Труды Таллиннского технического университета. 1989. № 700, с. 19-28.

Предлагаются методики расчета поля рассеяния обмоток и построения внешней характеристики насыщающегося реактора с учетом найденного рассеяния.

Рисунков - 6, библ. наименований - 3.

УДК 621.316

Расчет кривых двойного намагничивания электротехнической стали сердечника управляемого реактора при учете последовательно включенной нагрузки. Вейлер Х.Э., Теллинен Ю.Ю. - Труды Таллиннского технического университета. 1989. № 700, с. 29-38.

Рассчитаны кривые двойного намагничивания электротехнической стали сердечника управляемого реактора с учетом параметров последовательно соединенной нагрузки, которой является короткозамкнутый асинхронный двигатель типа 4А- 250 М4. Получены основные характеристики для оценки уровня высших гармоник магнитной индукции и напряженности магнитного поля в стержне управляемого реактора, изготовленного из стали 3413.

Рисунков - 5, библ. наименований - 4.

УДК 621.316

Методика расчета кривых двойного намагничивания электротехнической стали сердечника управляемого реактора при последовательном соединении его обмоток с сопротивлениями сети или нагрузки. Вейлер Х.Э., Теллинен Ю.Ю., Ярвик Я.Я. - Труды Таллиннского технического университета. 1989. № 700, с. 39-54.

Разработана методика и программа расчета на ЦВМ кривых двойного намагничивания электротехнической стали сер-

дечника управляемого реактора с учетом эквивалентных сопротивлений сети или нагрузки. Получены аналитические выражения для оценки уровня высших гармоник магнитной индукции и напряженности поля в стержне управляемого реактора.

Рисунков - 5, библ. наименований - 4.

УДК 621.317

Сигнал электромагнитного микрорасходомера жидкого металла. Кыйв А.-К.Н. - Труды Таллиннского технического университета. 1989. № 700, с. 55-64.

Приведены уравнения сигналов для микрорасходомеров, имеющие каналы трех типов:

- спиральный с круглым сечением,
- со сплющенным сечением,
- с круглым, суженным сечением.

Рисунков - 5, библ. наименований - 4.

УДК 621.317

О выборе типа электромагнитного микрорасходомера жидкого металла. Кыйв А.-К.Н. - Труды Таллиннского технического университета. 1989. № 700, с. 65-75.

Представляется анализ микрорасходомеров с каналами трех видов исполнения. Сигнал микрорасходомера со сплющенным каналом рассматривается подробнее.

Рисунков - 7, библ. наименований - 4.

УДК 522.57.621.317.785

Сигнал электромагнитного расходомера для жидких металлов с защитным жидкометаллическим экраном. Межбурд В.И. - Труды Таллиннского технического университета. 1989. № 700, с. 76-82.

Рассмотрен сигнал между электродами, установленными диаметрально на наружной трубе расходомера. Даны выражения для сигнала, чувствительности и погрешности, вызванной конвективным движением жидкости в кольцевом жидкометаллическом экране. Такие расходомеры найдут применение в жидкометаллических контурах повышенной надежности.

Рисунков - 1, библ. наименований - 2.

УДК 522.57.62I.3I7.785

Сигнал электромагнитного расходомера при произвольных значениях проводимости жидкости и стенки трубы. Межбурд В.И. - Труды Таллиннского технического университета. I989. № 700, с.83-95.

Даны общие выражения для сигнала расходомера, определены основные соотношения для получения максимального сигнала при различных профилях скорости, показана принципиальная возможность получения сигнала расходомера для электролитов с неизолированной трубой при помещении внутрь трубы сердечника с проводимостью, не превышающей проводимость жидкости. Такие расходомеры могут найти применение для измерения расхода жидкостей с экстремальными давлениями и температурами.

Рисунков - 8, библ. наименований - 2.

УДК 62I.3I6.727 (088.8)

Устройство для плавного включения электрической нагрузки. Лехтла Т.В., Саккос Х.А. - Труды Таллиннского технического университета. I989. № 700, с. 96-I04.

В статье предлагается новая схема устройства для плавного включения электрической нагрузки, в котором плавность включения обеспечивается введением в СИФУ полупроводникового термосопротивления с отрицательной температурной характеристикой.

Рисунков - 2, библ. наименований - 2.

УДК 62-83:537.84

Электропривод шарнирной руки литейного робота. Кульмар Л.В. - Труды Таллиннского технического университета. I989. № 700, с. I05-II4.

В статье рассматриваются особенности выбора оптимальной диаграммы движения электропривода шарнирной руки литейного робота по динамическому или энергетическому критериям. Приведены расчетные результаты мотор-редуктора.

Рисунков - 6, библ. наименований - 3.

Цена 1 руб. 50 коп.