

## ВЫВОД

Цифровая система передачи команд РЗ и ПА по высоковольтным линиям, организованная по изложенным выше принципам, находится на стадии выпуска установочной партии на одном из промышленных предприятий республики. Ее отличительной особенностью является полностью цифровая реализация радиотракта, а архитектура универсальна для построения достаточно широкого спектра программно-определяемых радиосистем различного диапазона и назначения.

Представлена кафедрой СТК

Поступила 03.03.2009

УДК 621.314.5

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЕМАГНЕТИЗАТОРА

**Канд. техн. наук, доц. ГУЛЬКОВ Г. И., МИГДАЛЁНОК А. А.,  
канд. техн. наук, доц. ШАИБИ РАШИД**

*Белорусский национальный технический университет,  
Университет Мулуда Маммери (г. Тизи Узу, Алжир)*

Изготовленные из ферромагнитных материалов детали подшипников в процессе обработки подвергаются воздействию внешних магнитных полей и намагничиваются. Остаточная намагниченность деталей способствует попаданию внутрь подшипников металлических частиц, что приводит к увеличению коэффициента трения деталей подшипников, их повышенному износу и снижению долговечности.

Для уменьшения остаточной намагниченности деталей их необходимо размагничивать. Вследствие высокой эффективности преимущественное применение в промышленности получил способ размагничивания деталей воздействием на них переменного магнитного поля с уменьшающейся до нуля амплитудой.

Существуют две схемы реализации уменьшающегося магнитного поля:

- движущееся изделие размагничивается от воздействия знакопеременного магнитного поля, уменьшающегося по амплитуде в пространстве вдоль пути перемещения изделия;
- неподвижное изделие, помещенное в знакопеременное магнитное поле, размагничивается при уменьшении амплитуды магнитного поля.

В каждой из этих схем на размагничиваемое изделие воздействует переменное магнитное поле, которое, замыкаясь через изделие, дезориентирует домены магнитной структуры и тем самым размагничивает его.

В подшипниковой промышленности вследствие простоты реализации наиболее распространена схема размагничивания, в которой движущееся изделие удаляется из демагнетизатора с неизменным по амплитуде магнитным полем частоты 50 Гц. Схема не требует применения сложных электрических преобразователей энергии, имеет высокую производительность и легко автоматизируется. В большинстве случаев при применении такой схемы для размагничивания колец подшипников кольца просто прокатываются по направляющим через неподвижно стоящий индуктор.

Однако размагничивание с применением магнитного поля частоты 50 Гц возможно лишь для деталей небольших размеров. Магнитное поле частотой 50 Гц не в состоянии размагнитить крупногабаритные детали, так как вследствие поверхностного эффекта глубина проникновения поля в деталь мала и составляет несколько миллиметров [1]. Глубинные слои кольца остаются неразмагнитенными. Остаточный магнитный поток, замыкаясь в толще металла, во многих случаях не обнаруживается при контроле. В дальнейшем при эксплуатации подшипника остаточный магнитный поток проявляется, например, при наличии магнитного поля окружающей среды или механических вибраций.

В [1, 2] показано, что для увеличения проникновения магнитного поля в деталь и обеспечения требуемого качества размагничивания необходимо использовать магнитное поле пониженной (по сравнению с 50 Гц) частоты. Напряжение низкой частоты можно получить с помощью преобразователя частоты: непосредственного (НПЧ) или двухзвенного с инвертором тока (ДПЧ ИТ) или инвертором напряжения (ДПЧ ИН) [3].

Анализ указанных типов преобразователей показывает, что в схемах НПЧ и ДПЧ ИТ по сети проходит полный ток нагрузки (индуктора), что увеличивает потери мощности на элементах схемы и сети, требует выбора силовых элементов преобразователя на полный ток нагрузки. В схеме ДПЧ ИН из сети через выпрямитель потребляется лишь активная мощность, которая, учитывая практически индуктивный характер нагрузки, незначительна. Вследствие этого с целью уменьшения габаритной мощности ПЧ для питания индуктора демагнетизатора целесообразно применение ДПЧ ИН с однофазным неуправляемым выпрямителем.

При питании активно-индуктивной нагрузки от инвертора напряжения необходимо исключить постоянную составляющую выходного напряжения с целью уменьшения тока постоянной составляющей. Эта задача наиболее просто решается в системе автоматического управления с жесткой отрицательной обратной связью по току индуктора.

Функциональная схема двухзвенного преобразователя частоты с инвертором напряжения для питания индуктора демагнетизатора крупногабаритных колец подшипников приведена на рис. 1.

На рисунке введены следующие обозначения:  $L1$  – токоограничивающий реактор;  $V1$  – неуправляемый выпрямитель;  $R1$  – термистор;  $C1$  – конденсатор фильтра;  $VT1$ – $VT4$  – IGBT ключи инвертора; ДТ – датчик тока;  $L2$  – индуктор; ПО – пульт оператора; МСАУ – микропроцессорная система автоматического управления; РРТ – релейный регулятор тока; ФКТ – формирователь кривой задания тока; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ДР1–ДР4 – драйверы.

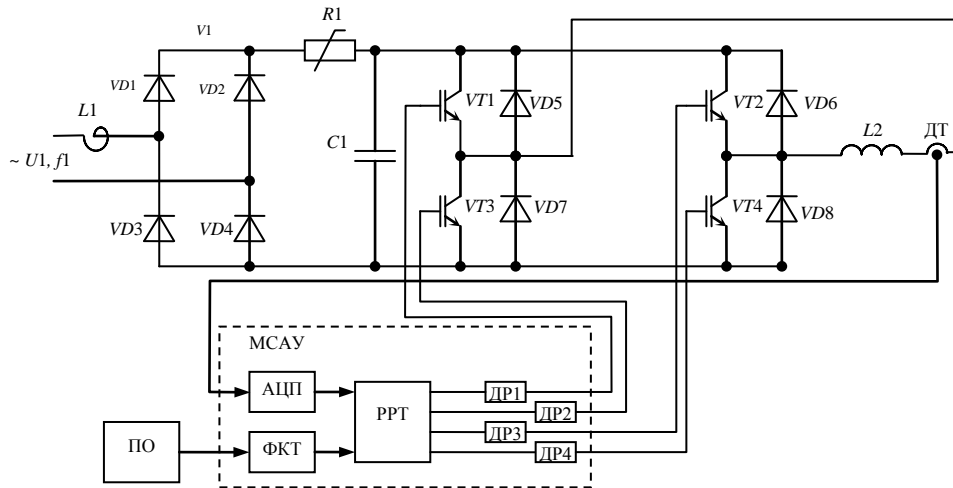


Рис. 1. Функциональная схема двухзвенного преобразователя частоты индуктора

Двухзвенный преобразователь частоты функционирует следующим образом. На пульте оператора ПО задаются частота, амплитудное значение тока индуктора и, следовательно, амплитудное значение магнитной индукции в воздушном зазоре индуктора. В МСАУ формирователь кривой тока ФКТ формирует 36-ступенчатую за период кривую задания тока, аппроксимирующую синусоиду. Поддержание тока, близкого к заданному, обеспечивается релейным регулятором тока РРТ, который через драйверы ДР1–ДР4 управляет транзисторными ключами VT1–VT4. Алгоритм функционирования РРТ зависит от номера дискретного интервала кривой задания тока и может быть описан следующим образом:

- интервалы 1–9

$$VT1 = \begin{cases} 1, & \text{если } (i_3 - i_d) \geq 0 \text{ при } t_i \leq t \leq t_r; \\ 0 & \text{при } t_r < t < t_j; \end{cases}$$

$$VT4 = 1, \quad VT2 = 0, \quad VT3 = 0,$$

где  $i_3$ ,  $i_d$  – заданное и действительное значения тока индуктора;  $t_i$  – время начала дискретного интервала кривой задания тока,  $i = 1-36$ ;  $t_r$  – время, при котором  $i_3 = i_d$ ;  $t_j$  – время окончания дискретного интервала кривой задания тока,  $j = 1-36$ ;

- интервалы 10–18

$$VT4 = \begin{cases} 1, & \text{если } (i_d - i_3) \leq 0 \text{ при } t_r \leq t \leq t_j; \\ 0 & \text{при } t_j < t < t_r; \end{cases}$$

$$VT1 = 0, \quad VT2 = 0, \quad VT3 = 0;$$

- интервалы 19–27

$$VT2 = \begin{cases} 1, & \text{если } (i_d - i_3) \geq 0 \text{ при } t_i \leq t \leq t_r; \\ 0 & \text{при } t_r < t < t_j; \end{cases}$$

$$VT1 = 0, \quad VT2 = 0, \quad VT3 = 1;$$

- интервалы 28–36

$$VT3 = \begin{cases} 1, & \text{если } (i_3 - i_d) \leq 0 \text{ при } t_r \leq t \leq t_j; \\ 0 & \text{при } t_j < t < t_r; \end{cases}$$

$$VT1 = 0, \quad VT2 = 0, \quad VT3 = 0.$$

В приведенных алгоритмах 1 означает открытое состояние транзисторного ключа, 0 – закрытое состояние.

РРТ с инвертором обеспечивает три режима работы индуктора демагнетизатора:

- режим потребления энергии от конденсатора фильтра, при котором открыта пара ключей  $VT1$  и  $VT4$  или  $VT2$  и  $VT3$ ;
- режим рассеивания энергии в контуре нагрузки, при котором открыт один ключ  $VT3$  или  $VT4$ ;
- режим возврата энергии от нагрузки в конденсатор фильтра, при котором закрыты все ключи  $VT1$ – $VT4$ .

Переход от одного режима к другому происходит при достижении действительным значением тока заданного значения.

На основе функциональной схемы (рис. 1) и алгоритма функционирования РРТ разработана имитационная модель ДПЧ индуктора с релейным регулятором тока (рис. 2).

Имитационное моделирование проведено в системе компьютерного моделирования MathLab Simulink. В модели использованы следующие параметры силовой цепи: емкость конденсатора фильтра  $C1 = 2000$  мкФ; индуктивность индуктора  $L2 = 0,16$  Гн; активное сопротивление индуктора  $R2 = 0,32$  Ом. В результате моделирования получены графики электрических переменных в ДПЧ ИН: заданного  $i_3$  и действительного  $i_d$  значений тока индуктора, напряжения  $U_{ин}$  индуктора, тока  $i_{в}$  выпрямителя, тока  $i_{к}$  и напряжения  $U_{к}$  конденсатора фильтра (рис. 3). Сравнение кривых заданного и действительного токов показывает их практическое совпадение, что свидетельствует о высокой эффективности предложенного алгоритма коммутации. Положительным качеством алгоритма является также низкая частота коммутации транзисторных ключей инвертора, что снижает динамические потери и повышает КПД ДПЧ ИН.

За половину периода изменения тока индуктора можно выделить следующие интервалы:  $t_{вп}$  – время работы выпрямителя, в течение которого из сети потребляется активная мощность, расходуемая в активных сопротивлениях схемы ДПЧ ИН и индуктора;  $t_{п}$  – время потребления энергии от конденсатора фильтра к индуктору;  $t_{в}$  – время возврата энергии от индуктора в конденсатор фильтра.

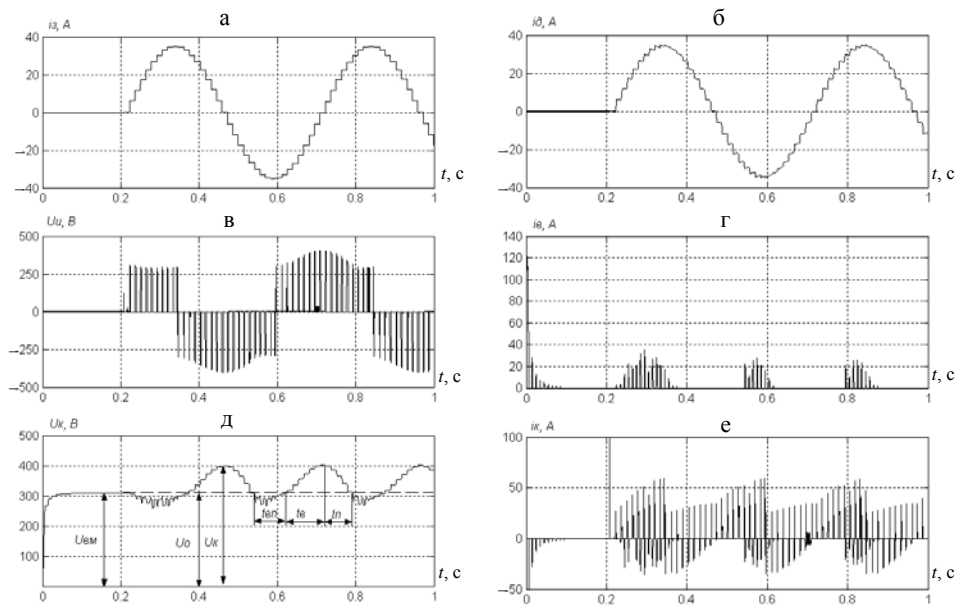


Рис. 3. Графики электрических переменных ДПЧ ИН

Таким образом, основная часть мощности, расходуемая на создание магнитного потока в индукторе, циркулирует через однофазный инвертор в колебательном контуре, состоящем из емкости  $C1$  фильтра и индуктивности  $L2$  индуктора.

Осуществим расчет требуемой емкости конденсатора фильтра при заданных параметрах индуктора. При анализе работы ДПЧ ИН используем следующие допущения:

- ключи инвертора напряжения идеальны;
- кривые действительного тока и напряжения индуктора заменяются первыми гармоническими составляющими.

С учетом принятых допущений рассматривается схема замещения, состоящая из последовательно соединенных конденсатора  $C1$ , индуктивности  $L2$  и активного сопротивления  $R2$ . Анализ схемы проведем на интервале  $t_B$  возврата энергии в конденсатор  $C1$  (рис. 3)

$$t_B = \frac{\Phi_{и}}{\omega_{и}},$$

где  $\varphi_{и} = \arctg(\omega_{и}L_2 / R_2)$  – сдвиг фаз между первыми гармоническими составляющими тока и напряжения индуктора;  $\omega_{и} = 2\pi f_{и}$  – круговая частота тока индуктора;  $f_{и}$  – частота колебаний тока в индукторе.

Для схемы замещения запишем второе уравнение Кирхгофа

$$L_2 \frac{di_{(1)}}{dt} - U_k = R_2 i_{(1)}, \quad (1)$$

где  $i_{(1)}$  – мгновенное значение первой гармонической составляющей тока индуктора.

Умножив левую и правую части уравнения (1) на величину тока  $i_{(1)}$ , получим мгновенную мощность

$$L_2 i_{(1)} \frac{di_{(1)}}{dt} - U_k i_{(1)} = R_2 i_{(1)}^2. \quad (2)$$

Подставив во второе слагаемое уравнения (2)  $i_{(1)} = C_1 \frac{dU_k}{dt}$ , проинтегрируем его за время  $t_b$

$$\int_0^{t_b} L_2 i_{(1)} \frac{di_{(1)}}{dt} dt - \int_0^{t_b} U_k C_1 \frac{dU_k}{dt} dt = \int_0^{t_b} R_2 i_{(1)}^2 dt.$$

В результате интегрирования получим уравнение баланса энергии в схеме

$$\frac{L_2}{2} I_0^2 - \frac{C_1}{2} (U_k^2 - U_0^2) = R_2 t_b I_u^2. \quad (3)$$

где  $I_0$ ,  $U_0$  – начальные значения тока индуктора и напряжения на конденсаторе в момент времени, соответствующий началу интервала  $t_b$ ,  $I_0 = \sqrt{2} I_n \sin \varphi_n$ ;  $I_n$  – действующее значение тока в индукторе;  $U_k$  – конечное значение напряжения на конденсаторе в момент времени, соответствующий интервалу  $t_b$ .

Учитывая, что интервал  $t_b$  начинается при равенстве максимального значения напряжения  $U_{вм}$  выпрямителя напряжению на конденсаторе  $U_0$ , запишем уравнение (3) в виде

$$L_2 I_n^2 \sin^2 \varphi_n - \frac{C_1}{2} (U_k^2 - 2U_1^2) = R_2 t_b I_n^2, \quad (4)$$

где  $U_1$  – действующее значение напряжения питания ДПЧ ИН.

Задавшись максимально допустимым значением напряжения на конденсаторе фильтра  $U_M = U_k$  и током  $I_n$ , из уравнения (4) определим расчетное значение емкости конденсатора фильтра

$$C_1 = 2I_n^2 \frac{L_2 \sin^2 \varphi_n - R_2 t_b}{U_M^2 - 2U_1^2}.$$

## ВЫВОДЫ

1. Предложен алгоритм функционирования релейного регулятора тока, позволяющий сформировать близкий к заданному ток индуктора демагнетизатора при низкой частоте коммутации ключей инвертора напряжения.

2. Получено аналитическое выражение для расчета емкости фильтра инвертора напряжения индуктора демагнетизатора.

## ЛИТЕРАТУРА

1. К и ф е р, И. И. О размагничивании колец подшипников / И. И. Кифер // Труды института физики металлов АН СССР. – 1959. – Вып. 21. – С. 59–62.
2. М о р о з, Р. Р. Влияние частоты электромагнитного поля на качество размагничивания ферромагнитных тел / Р. Р. Мороз // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений). – 1989. – № 1. – С. 55–58.
3. Ч и ж е н к о, И. М. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для специальности «Промышленная электроника» / И. М. Чиженко, В. С. Руденко, В. И. Сенько. – М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.

Представлена кафедрой электропривода  
и автоматизации промышленных установок  
и технологических комплексов

Поступила 12.12.2008