

СИСТЕМОТЕХНИКА СИНТЕЗА ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИНДУКЦИОННЫХ УСТАНОВОК ДЛЯ ЭЛЕКТРОМЕТАЛЛУРГИИ

Введение. Индукционная плавка металлов в сильных электромагнитных полях стала основным методом получения черных и цветных металлов в литейном производстве благодаря высокой экономичности, технологической гибкости, технологичности. На данном этапе развития металлургической промышленности Украины большое значение приобретает плавка металлов токами повышенной частоты, генерируемыми преобразователями частоты, которые осуществляют преобразование энергии трехфазной сети переменного тока промышленной частоты в энергию однофазного переменного тока высокой частоты.

Постановка задач исследования. ОАО «Струмтех» в текущий период разрабатываются преобразователи частоты для питания токами высокой частоты на задаваемых нагрузкой выходных частотах автономных (колебательных) контуров индукционных технологических установок, обеспечивающих нагрев цветных металлов. Разрабатываемые преобразователи частоты, предназначены для питания индукционных установок средней мощности. Необходимо исследовать особенности регулирования схемотехнических параметров данных преобразователей с целью улучшения их энергетических показателей.

Материалы исследования.

Основная блок – схема преобразователя частоты приведена на рис. 1.

Данный преобразователь высокой частоты состоит из двух основных узлов: выпрямителя, преобразующего переменный ток промышленной частоты в постоянный ток, и автономного инвертора, преобразующего постоянный ток в переменный высокой частоты. На входе преобразователя стоит управляемый тиристорный выпрямитель. Система управления выпрямителем создана на основе «фаззифицированного» микроконтроллера фирмы Atmel, обладающего DSP-свойствами. В данную систему также программно заложена функция регулятора выходного напряжения.

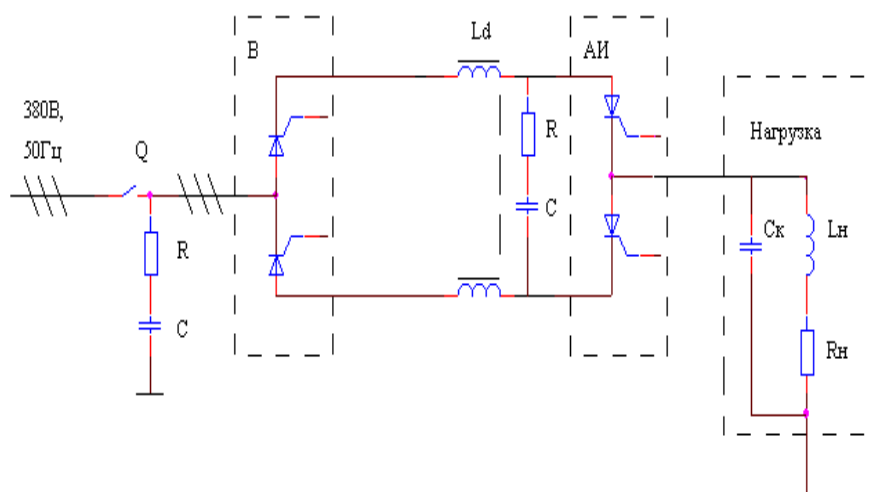


Рис.1 Блок-схема преобразователя частоты для питания индукционных установок. где В – выпрямитель; АИ – автономный инвертор.

С целью ослабления влияния высокочастотных помех, генерируемых инвертором, между инвертором и выпрямителем введен мощный RLC-фильтр [4]. Далее в преобразователе стоит автономный инвертор, выполненный по схеме инвертора напряжения [2]. Элементная база инвертора выполнена на IGBT-транзисторах, управляемых двуканальным драйвером. В инверторе преобразуется постоянное напряжение в переменное высокой частоты (20 кГц). Данная частота обусловлена функциональными требованиями рабочего процесса плавки. Далее инвертированное напряжение высокой частоты через выходной автотрансформатор поступает на нагрузку.

Энергетическая эффективность индукционного плавильного агрегата определяется величиной проникновения Δ (см) магнитного потока $\Delta = 5.03 \cdot 10^3 \sqrt{\rho / \mu f}$ (ρ – удельное сопротивление, Ом·см; μ – относительная магнитная проницаемость; f – частота, Гц). Данная величина определяет также активное сопротивление (адмитанс). Параметры реактанса магнитной цепи при описании системы «индуктор-садка» дифференциальными уравнениями Максвелла в частных производных служат базой определения адмитанса в операторной форме

при условиях выражения тока $i(p)$ и напряжения $u(p)$. Адмитанс $Z(p) = ap + b\sqrt{p}$ (a, b – коэффициенты, зависящие от параметров системы), выраженный в виде отношения операторных значений тока и напряжения будет являться операторной передаточной функцией по Лапласу:

$$W(p) = \frac{i(p)}{u(p)} = \frac{1}{Z(p)} = \frac{1}{ap + b\sqrt{p}}.$$

Общее дифференциальное уравнение инвертора на основе разрывных функций, работающего на сложную нагрузку, какой является садка печи, где токи и напряжения связаны с током i_n нагрузочной ветви следующим соотношением [1]: $i = A_1 i_n$, $U = A_2 i_n$; A_1, A_2 – дифференциальные линейные операторы, определяемые видом и параметрами нагрузочной цепи $A_1 = \sum_{l=0}^1 a_l \frac{d^l}{dt^l}$, откуда дифференциальный оператор характеристической схемы относительно i_n : $A = L_d A_1 + A_2$ при $F_0 = 2F_0 \delta_n$, имеем:

$$A_{i_n} = F_0 U_d - 2L_d i \delta_n. \quad (1)$$

Считая нагрузку инвертора индуктивной, оператор $A(p)$ относительно нагрузки и ток i примут вид:

$$A(p) = L_d LC \frac{d^3}{dt^3} + (L_d + L) \frac{d}{dt}; \quad i = LC \frac{2d^2 i_n}{dt^2} + i_n.$$

При подстановке в (1) получаем:

$$\frac{d^3}{dt^3} + \omega^2 \frac{di_n}{dt} + \frac{2}{LC} i \delta_n = F_0 U_d \frac{\omega^2}{L_d + L}; \quad \omega^2 = \frac{L_d + L}{L_d LC}. \quad (2)$$

Свободная составляющая (2):

$$i_n = F_1(n) \sin \omega t + F_2(n) \cos \omega t + F_3(n) \quad (3)$$

где $F_1(n), F_2(n), F_3(n)$ – функции от целого аргумента $n = E_1 \frac{2t}{T}$; $\theta = \theta_T \left(\frac{2t}{T} \right)$ – дробная функция [1]. Частота колебательного контура и частота следования управляющих импульсов принимает значение:

$$\begin{aligned} \frac{di_n}{dt} &= \omega F_1(n) \cos \omega t - \omega F_2(n) \sin \omega t + [F_2(n+1) + F_2(n)] \delta_n + [F_3(n+1) - F_3(n)] \delta_n; \\ [F_2(n+1) + F_2(n)] + [F_3(n+1) - F_3(n)] &= 0; \\ U_c &= L \frac{di_n}{dt} = \omega L F_1(n) \cos \omega t - \omega L F_2(n) \sin \omega t \\ U_c &= -\frac{L_d + L}{L_d} F_1(n) \sin \omega t + \left(-\frac{L_d + L}{L_d} F_2(n) \cos \omega t\right). \end{aligned} \quad (4)$$

В системе управления данным преобразователем регулирование осуществляется по выходному току. Сигналы ОС по току и напряжению выпрямляются на плате измерения, а затем выпрямленные сигналы подаются на контроллер, где используются в системе стабилизации выходного тока. Таким образом, выпрямленным постоянным напряжением будет определяться выходная стабилизация по току.

Защита от аварийных токов в преобразователе, чаще осуществляемая в подобных типах преобразователей только RC-цепями, может быть также дополнительно реализована при помощи интегральных драйверов, управляющих IGBT-транзисторами в цепи инвертора.

Тиристорные преобразователи наиболее эффективны в схемах с равнобежной компенсацией нагрузки, поскольку имеют высокий класс напряжения и допускают последовательное соединение при относительно низкой мощности шунтирующих цепей, что обеспечивает равномерное распределение напряжения, это позволяет осуществлять преобразование энергии на высоких напряжениях и относительно небольших токах.

Выводы. Проведенные системно- и схемотехнические исследования структуры и конструкции системы регулирования координат преобразователя частоты обеспечивают создание энергосберегающей индукционной установки плавления высококачественных металлов и прецизионных сплавов.

Литература.

1. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов / Пер. с англ.; Под ред. И.В.Антика. – М.: Энергия, 1969. – 280с.
2. Труфанов И.Д., Крутой А.В. Тиристорные преобразователи частоты в установках индукционного нагрева. Электротехника и электроэнергетика №1, 2004. – с.76-78.
3. Тиристорные преобразователи частоты / А.К. Белкин, Т.П. Костюкова, Л.Э. Рогинская, А.А. Шуляк. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 263с.
4. Труфанов И.Д., Андрияс И.А., Крутой А.В. Цифровые системы управления высокочастотным нагревом цветных металлов. Вісник КДПУ, Кременчуг, 2004. с 42-45.
5. Шостак Р.Я. Операционное исчисление. – М.: Высшая школа, 1972. – 280с.