

Источник неизменного тока для питания установок индукционного нагрева

Приведены аналитические зависимости и результаты анализа источника неизменного тока для питания установок индукционного нагрева, построенного по Г-образной схеме с учётом потерь в дросселе.

Наведено аналітичні залежності та результати аналізу джерела незмінного струму для живлення установок індукційного нагрівання, побудованого по Г-подібній схемі з урахуванням втрат в дроселі.

Для электропитания установок индукционного нагрева металлов в ряде случаев целесообразно применять источники неизменного тока повышенной частоты. Одним из примеров такого применения может быть питание многопостовой установки индукционного нагрева стальных заготовок под пластическую деформацию, состоящей из нескольких последовательно соединённых индукторов. Низковольтное напряжение питания одного индуктора по отношению к более высокому выходному напряжению преобразователя частоты позволяет при последовательном соединении индукторов в цепи нагрузки стабилизированного тока полностью использовать преобразователь по мощности без применения понижающих трансформаторов повышенной частоты. Изменение сопротивления индуктора при нагреве заготовки, её введении в индуктор и извлечении из индуктора в случае стабилизации тока не влияет на нагрев заготовок в других индукторах. Иным примером является стабилизация тока индуктора индукционной плавильной печи для обеспечения неизменной скорости движения расплавленного металла в тигле, что определяется взаимодействием магнитного поля индуктора с наведенным в металле электрическим током (нондероматорный эффект). Скорость металла при этом пропорциональна напряжённости магнитного поля и зависит от частоты тока индуктора, удельной мощности печи, геометрических соотношений тигля и расплава [2].

Среди разнообразных электротехнических устройств, с помощью которых можно принципиально решать задачу создания систем $I = \text{const}$ (или, точнее, преобразовывать систему $U = \text{const}$, общепринятую в сфере генерирования, в систему $I = \text{const}$ для области распределения и потребления), особое место занимают индуктивно-ёмкостные преобразователи (ИЕП) [6, 7]. Роль таких преобразователей могут выполнять известные схемы Бушера, Штейметца и ряд других. В работе [4] описан метод структурного синтеза многофазных ИЕП (стабилизаторов тока), проведен их сравнительный анализ и оптимизация. Исследованы час-

тотные и стабилизирующие свойства преобразователей различных структур при работе на активную нагрузку. Простейшая из них — Г-образная схема, содержащая настроенные в резонанс индуктивность и ёмкость. Такая схема, состоящая из идеальных реактивных элементов, обеспечивает протекание в нагрузке при изменении её параметров неизменного тока, зависящего только от напряжения питания схемы.

Однако реальные катушки индуктивности и конденсаторы характеризуются, соответственно, добротностью и тангенсом угла диэлектрических потерь, поэтому при анализе электромагнитных процессов в схемах эти элементы учитываются помимо реактивного сопротивления ещё и активным сопротивлением. Хотя активные сопротивления в этих элементах стремятся обычно минимизировать, они всегда присутствуют, что в первую очередь, относится к катушкам индуктивности и, в меньшей мере, к современным конденсаторам, обладающим сравнительно низкими потерями ($\text{tg}\delta = 0,5 \div 1,5\%$).

В качестве источника питания установок индукционного нагрева металлов наиболее широкое распространение получили тиристорные преобразователи частоты (ТПЧ) на базе резонансных инверторов тока и инверторов напряжения [1, 3]. Известно, что режимы работы таких преобразователей существенно зависят от изменения параметров подключаемой к ним индукционной нагрузки, что требует специальных алгоритмов управления ТПЧ и применения различных устройств согласования [8]. В связи с этим возникает проблема реализации технологического процесса с неизменным током в индукторе. Для решения поставленной задачи были проведены исследования особенностей применения ТПЧ в качестве источника напряжения питания ИЕП. Тщательный анализ электромагнитных процессов, происходящих в ТПЧ при изменении параметров индукционной нагрузки, показал, что наиболее пригодным источником напряжения питания ИЕП является ТПЧ на базе инвертора напряжения или двухмостового резонансного инвер-

тора с фазовым регулированием [5].

В настоящей статье приводятся результаты анализа Г-образной схемы ИЕП с функцией источника неизменного тока для питания установок индукционного нагрева с учётом потерь в дросселе, рис. 1.

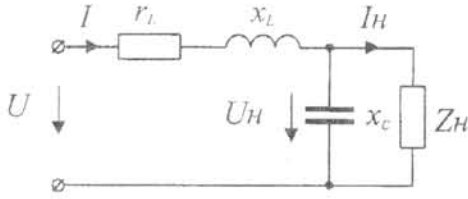


Рис. 1

На этой схеме катушка индуктивности ИЕП представлена в виде последовательно соединённых индуктивности с реактивным сопротивлением x_L и активного сопротивления r_L и характеризуется добротностью $Q_L = x_L / r_L$. Ёмкость C принята идеальной с ёмкостным сопротивлением x_C . Индуктор нагревательной установки является для ИЕП нагрузкой Z_H , которая характеризуется общепринятым показателем $\operatorname{tg}\varphi_H$, при прохождении тока I_H по которой на ней устанавливается напряжение U_H . Тогда ИЕП с индуктором является нагрузкой Z для ТПЧ как источника напряжения с выходным значением U . (Полагаем, в первом приближении, что выходное напряжение ТПЧ — синусоидальное).

Известно, что ИЕП обеспечивает неизменный ток в нагрузке Z_H при изменении её параметров при равенстве реактивных сопротивлений индуктивности x_L и ёмкости x_C , поэтому для анализа схемы ИЕП с возможными нерезонансными режимами работы (из-за неидеальности дросселя) вводится коэффициент $k = x_L / x_C$, характеризующий соотношение между реактивными сопротивлениями катушки индуктивности и ёмкости ИЕП.

Полное сопротивление ИЕП с индуктором

$$\begin{aligned}
 Z = & \left[\frac{x_L}{Q_L} \left(\frac{Z_H \operatorname{tg}\varphi_H}{(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} - \frac{x_L}{k} \right)^2 + \right. \\
 & \left. + \frac{Z_H}{(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \left(\frac{Z_H}{(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \frac{x_L}{Q_L} + \frac{x_L^2}{k^2} \right) \right]^2 + \\
 & + \left[\frac{x_L^2}{k^2} \left(x_L + \frac{Z_H \operatorname{tg}\varphi_H}{(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \right) + Z_H^2 x_L \left(1 - \frac{1}{k} \right) - \right. \\
 & \left. - \frac{2Z_H x_L^2 \operatorname{tg}\varphi_H}{k(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \right]^2 \cdot \left[\frac{Z_H^2}{1+\operatorname{tg}^2\varphi_H} + \right. \\
 & \left. + \left(\frac{Z_H \operatorname{tg}\varphi_H}{(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} - \frac{x_L}{k} \right)^2 \right]^{-1}. \quad (1)
 \end{aligned}$$

На рис. 2 показаны кривые зависимости полного сопротивления ИЕП с индуктором от относительной величины $Z_H^* = Z_H / x_L$ при $x_L = 1$ Ом, $Q_L = 6$, $k = 1$ и изменении $\operatorname{tg}\varphi_H$ от 4 до 10. Анализ кривых показывает, что максимальное значение $Z = Z_{\text{MAX}}$ наблюдается при $x_H^* = 1$. С увеличением $\operatorname{tg}\varphi_H$ Z_{MAX} пропорционально возрастает. Величина Z_{MAX} зависит также и от значения Q_L , но при $Q_L > 10$ рост Z_{MAX} с увеличением Q_L практически не происходит.

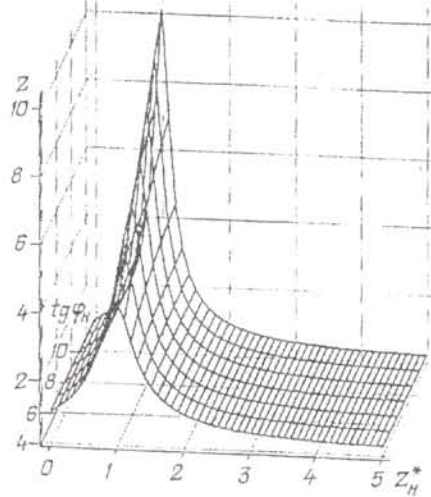


Рис. 2

Интерес представляет зависимость тангенса угла сдвига фаз $\operatorname{tg}\varphi$ между входным напряжением U и током I от параметров индуктора,

$$\begin{aligned}
 \operatorname{tg}\varphi = & \left[\frac{x_L^2}{k^2} \left(x_L + \frac{Z_H \operatorname{tg}\varphi_H}{(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \right) + Z_H^2 x_L \left(1 - \frac{1}{k} \right) - \right. \\
 & \left. - \frac{2Z_H x_L^2 \operatorname{tg}\varphi_H}{k(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \right] \cdot \left[\frac{x_L}{Q_L} \left(\frac{Z_H \operatorname{tg}\varphi_H}{(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} - \frac{x_L}{k} \right)^2 + \right. \\
 & \left. + \frac{Z_H}{(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \left(\frac{Z_H}{(1+\operatorname{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \frac{x_L}{Q_L} + \frac{x_L^2}{k^2} \right) \right]^{-1}, \quad (2)
 \end{aligned}$$

т.к. его значение определяет уровень реактивной мощности, генерируемой преобразователем.

Анализ зависимости $\operatorname{tg}\varphi = f(Z_H^*, \operatorname{tg}\varphi_H)$, приведенной на рис. 3, показывает, что $\operatorname{tg}\varphi$ может иметь как положительное, так и отрицательное значения, при этом нулевое значение $\operatorname{tg}\varphi = 0$ наблюдается при $Z = Z_{\text{MAX}}$. Хотя для полной загрузки преобразователя по мощности желательно, чтобы $\operatorname{tg}\varphi$ был близок к нулю, однако при этом существует резкая зависимость Z от Z_H^* , что явно приводит к резкому изменению режима работы преобразователя при изменениях Z_H^* .

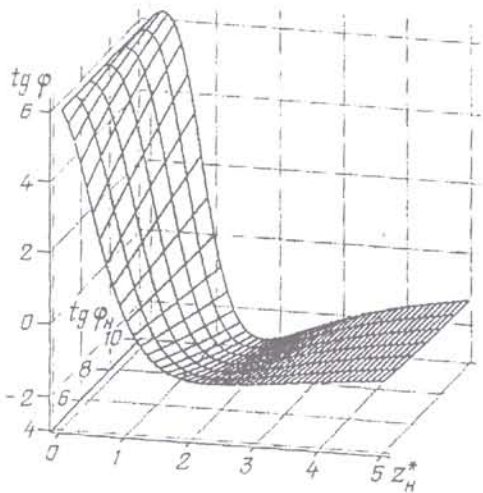


Рис. 3

Для анализа стабилизирующих свойства ИЕП были получены выражения для тока в индукторе I_H и тока короткого замыкания $I_{HKЗ}$, при $Z_H=0$

$$I_H = U \cdot \left\{ \left[\frac{x_L}{Q_L} \left(1 - \frac{k}{x_L} \frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H} \right) + \frac{Z_H(1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \right]^2 + \left(\frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} (1-k) + \frac{Z_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \cdot \frac{k}{Q_L} + x_L \right)^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}, \quad (3)$$

$$I_{HKЗ} = \frac{U}{x_L} \cdot (Q_L^{-2} + 1)^{-\frac{1}{2}}, \quad (4)$$

На рис. 4 показаны зависимости $I_H^* = I_H / I_{HKЗ} = f(Z_H^*, \operatorname{tg} \varphi_H)$. Как видно, с увеличением сопротивления Z_H ток индуктора снижается, что связано с наличием активного сопротивления в катушке индуктивности. Степень снижения тока увеличивается при уменьшении её добротности Q_L .

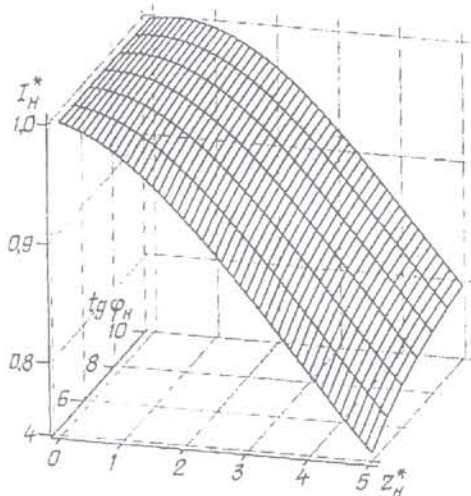


Рис. 4

Интерес представляет зависимость относительного значения напряжения на индукторе U_H^* от величины его параметров

$$U_H^* = \frac{U_H}{U} = Z_H \left\{ \left[\frac{x_L}{Q_L} \left(1 - \frac{k}{x_L} \frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H} \right) + \frac{Z_H(1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \right]^2 + \left(\frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H (1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} + \frac{Z_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \cdot \frac{k}{Q_L} + x_L \right)^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}. \quad (5)$$

В результате численного расчёта выражения (5) были получены зависимости $U_H^* = f(Z_H^*, \operatorname{tg} \varphi_H)$, представленные на рис. 5.

Анализ рис. 5 показывает, что напряжение на индукторе растёт практически линейно при увеличении Z_H с нуля, но степень роста в дальнейшем снижается. Необходимо отметить, что такое увеличение ограничено рабочим напряжением конденсаторов, и требует их защиты от недопустимого увеличения напряжения.

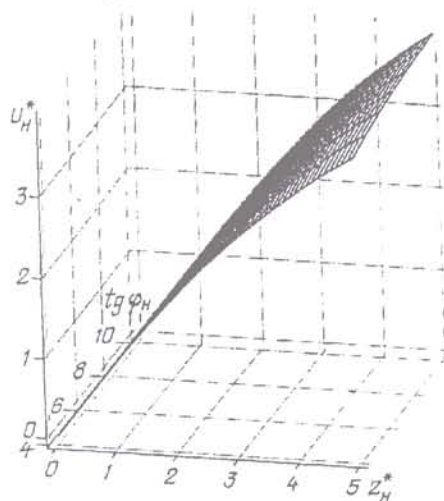


Рис. 5

Мощность, передаваемая в индуктор, и её относительное значение определяются выражениями

$$P_H = \frac{U^2 Z_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \left\{ \left[\frac{x_L}{Q_L} \left(1 - \frac{k}{x_L} \frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H} \right) + \frac{Z_H(1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \right]^2 + \left(\frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H (1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} + \frac{Z_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \cdot \frac{k}{Q_L} + x_L \right)^2 \right\}^{-1}, \quad (6)$$

$$P_H^* = \frac{P_H}{U \cdot I_{HK3}} = U_H^* \cdot I_H^* \cdot \cos \varphi_H \quad (7)$$

По выражению (7) проведен анализ относительного значения мощности, передаваемой в нагрузку ИЕП, по результатам которого были получены и приведены на рис. 6 зависимости $P_H^* = f(Z_H^*, \operatorname{tg} \varphi_H)$.

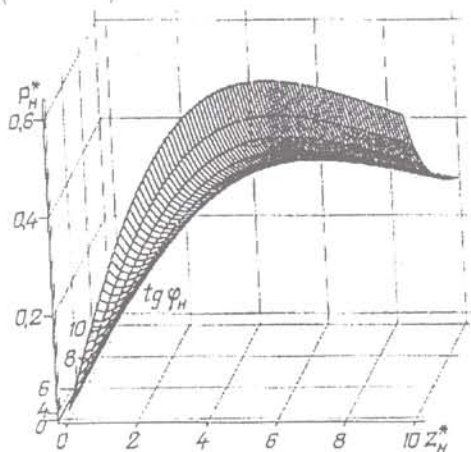


Рис. 6

По кривым видно, что мощность достигает максимального значения в области высоких сопротивлений нагрузки, а затем медленно снижается.

В реальных ИЕП емкостное сопротивление конденсатора x_C может отличаться от индуктивного сопротивления x_L , т.е. $k \neq 1$. Интерес представляет влияние изменения k в области $1,1 > k > 0,9$. На рис. 7 показано семейство кривых зависимости относительного значения тока нагрузки I_H^* от относительного значения сопротивления нагрузки Z_H^* при $Q_L = 6$ для некоторых значений k .

Как видно, отклонение k от единицы ухудшает стабилизирующие свойства ИЕП. Кроме этого при $k > 1$ появляется область повышения I_H по отношению к току короткого замыкания I_{HK3} .

Таким образом, получены выражения, позволяющие анализировать стабилизирующие свойства ИЕП в системе "ТПЧ-преобразователь источника напряжения в источник тока — установка индукционного нагрева".

Установлено, что наиболее приемлемой является работа ИЕП в области значений $Z_H > x_L$, огра-

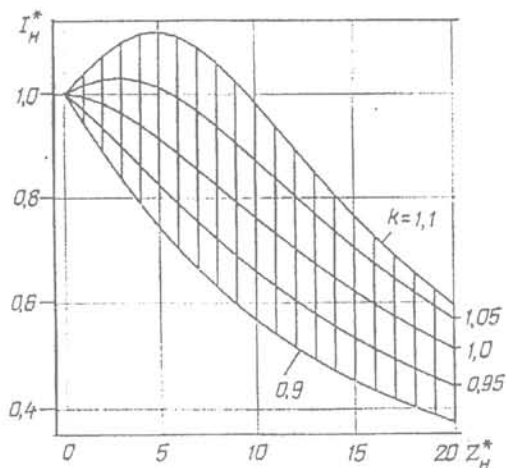


Рис. 7

ниченной сверху величиной напряжения на ёмкости.

1. Беркович Е.И., Ивенский Г.В., Иоффе Ю.С., Моргунов В.В. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. — Л.: Энергоатомиздат, Ленинград. отд-е, 1983. — 208 с.

2. Болотов А.В., Шепель Г.А. Электротехнологические установки: Учеб. для вузов по спец. "Электроснабжение пром. предприятий". — М.: Высш.шк., 1988. — 336 с.

3. Васильев А.С., Гуревич С.Г., Иоффе Ю.С. Источники питания электротермических установок. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 248 с.

4. Волков И.В., Губаревич В.Н., Исаков В.Н., Кабан В.П. Принципы построения и оптимизация схем индуктивно-емкостных преобразователей. — Киев: Наук. думка, 1981. — 176 с.

5. Глебин А.Г., Кобец Д.В., Ушаков В.И. Стабилизированный источник тока для индукционных установок на основе двухмостового резонансного инвертора // Техн. электродинамика. Темат. вып. "Проблемы сучасної електротехніки". — 2008. — Ч.2. — С. 95—98.

6. Милах А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. — Киев: Наук. думка, 1974. — 216 с.

7. Милах А.Н., Кубышин Б.Е., Волков И.В. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источник тока. — Киев: Наук. думка, 1964. — 306 с.

8. Саратовский Р.Н., Глебин А.Г., Ушаков В.И. Устройство согласования тиристорных преобразователей частоты с индукционной плавильной печью // Техн. электродинамика. — 2005. — №3. — С. 34—37.

Надійшла 10.02.2009