

УДК 621.314

к.т.н. Саратовский Р. Н.,  
Ушаков Д. В.  
(ДонГТУ, г. Лисичанск, Украина)

## МНОГОЯЧЕЙКОВЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

*Рассматривается структура и принцип построения многоячейкового источника питания для индукционного нагрева металлических заготовок.*

*Ключевые слова:* источник питания, система управления, индукционный нагрев, резонансный инвертор.

### **Проблема и ее связь с научными и практическими задачами.**

В промышленных технологиях электро-термической обработки металлов и металлопродукции все шире используются электротехнологические системы высокочастотной индукционной термообработки металлов на основе транзисторных источников питания (ИП), из-за их существенных энергетических и технологических преимуществ. Транзисторные ИП обеспечивают электропитание индукционных установок токами частотой десятки – сотни кГц и комплексов мощностью десятки – сотни киловатт, реализуя при этом быстродействующее регулирование режимов электро-термической обработки. В последние годы активно разрабатываются специализированные индукционные технологии для реализации процессов, в которых необходимо регулирование питающего тока и его стабильность при изменении параметров нагрузки в широких пределах.

Для решения задач, связанных с построением ИП индукционных установок, всё чаще находят применение схемы со структурой построения в виде неуправляемого выпрямителя и инвертора напряжения с эффективным алгоритмом регулирования, для которых постоянная нагрузка встречается очень редко [1]. Инвертор обычно собран на транзисторах типа IGBT или MOSFET и нагружен через согласующий трансформатор на последовательно соединенные конденсатор и индуктор.

Данная структура построения ИП отличается простотой силовой части, но в тоже время сложной системой управления, которая обеспечивает необходимый технологический процесс и нормальную работу преобразователя. А нормальная работа, связанная с проведением сложного процесса нагрева, состоящего из несколько этапов технологического процесса, обеспечивается при условии, что выходной ток и мощность потерь силовых элементов не превышают допустимого значения

Одним из перспективных способов регулирования выходного напряжения ИП можно отнести принцип многозонной импульсной модуляции. Для этого ИП выполняют на базе высокочастотных преобразователей (резонансных инверторов напряжения) построенных по многоячейковой структуре формирования выходного напряжения. Такие структуры, состоят из нескольких инверторных ячеек (ИЯ), объединенных по выходу в последовательный или параллельный контур суммирования мощности (рис 1).

Структура параллельно-последовательного типа, получила большое распространение, так как здесь не возникает трудностей с симметрированием токов и напряжений между ячейками [2]. Каждая ячейка питается от одного выпрямителя (В) и содержит свой ВЧ трансформатор (ТВ), вто-

ричные обмотки которых соединены в последовательный контур суммирования мощности. Для регулирования выходного напряжения этой структуры чаще всего применяется кодовая модуляция, при которой выходные напряжения ячеек пропорциональны весовым коэффициентам двоичного кода, исходя из того, что ИЯ может находиться в двух состояниях: вольтодобавочном и закороченном.

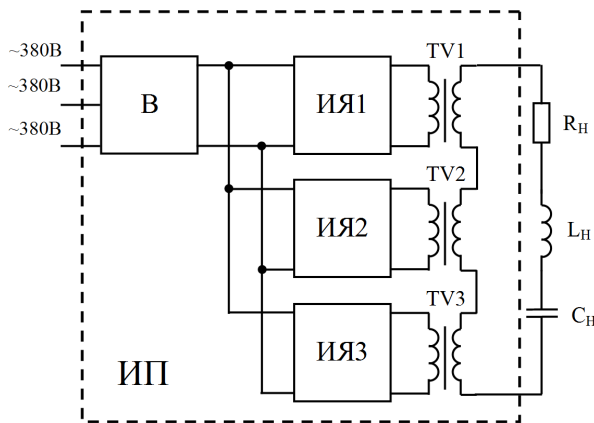


Рисунок 1 – Структура ИП с последовательным контуром суммирования мощности

Процесс индукционного зонного нагрева нуждается в особенном изменении параметров питания по нелинейному закону, который определяется спецификой электротехнологии, включающей этапы, где существует необходимость как стабилизировать, так и регулировать мощность ИП. Регулирование осложняется еще и тем, что его необходимо осуществлять в широком диапазоне изменения параметров нагрузки. В связи с этим возникает необходимость создания ИП с регулируемой ИЯ, который мог бы обеспечить качественный процесс индукционного нагрева в условиях быстрого изменения параметров нагрузки и возможного изменения напряжения питающей сети. Разработка такого ИП является актуальной задачей и имеет большое теоретическое и практическое значение.

**Постановка задачи.** Задачей данной работы является рассмотреть принцип построения многоячейкового ИП, на базе резонансного инвертора напряжения обеспечивающего минимизацию его габаритной мощности и эффективный процесс индукционного нагрева металлических заготовок.

**Изложение материала и его результаты.** Решением задачи минимизации габаритной мощности многоячейкового ИП может быть введение в его структуру дополнительной непрерывно регулируемой ИЯ (НРЯ), переходящей из одной зоны в другую путём изменения комбинации включённых дискретно регулируемых ИЯ (ДРЯ).

При использовании НРЯ снижение габаритной мощности ключей ИП обусловлено уменьшением нестабильности тока нагрузки, возникающей при дискретном регулировании. Точность регулирования в этом случае определяется точностью НРЯ, как правило, достаточно высока. Габаритная мощность ИП при использовании НРЯ не зависит от количества зон регулирования.

Для обеспечения необходимой глубины регулирования ИП в моменты достижения НРЯ предельных значений собственного диапазона регулирования напряжения, максимального  $U_{\max, \text{НРЯ}}$  и минимального  $U_{\min, \text{НРЯ}}$  осуществляется переход из зоны в зону. Рассмотрим процесс добавления зоны, принимая во внимание, что за время коммутации ячеек нагрузка ИП не изменяется, т.е. суммарное выходное напряжение ИП постоянно ( $\sum U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$ ). Добавление зоны  $\Delta U_z$  при  $\sum U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$  приводит к снижению напряжения НРЯ

$$U_{\text{НРЯ}}^- = U_{\max, \text{НРЯ}} - \Delta U_z. \quad (1)$$

Аналогично при достижении НРЯ нижнего предела регулирования  $U_{\min, \text{НРЯ}}$  необходимо вычитать зону регулирования, поэтому

$$U_{\text{НРЯ}}^+ = U_{\min, \text{НРЯ}} + \Delta U_z. \quad (2)$$

Учитывая, что напряжение НРЯ должно быть в пределах допустимого диапазона

$U_{\max.НРЯ} > U_{НРЯ}^+$ ,  $U_{\min.НРЯ} < U_{НРЯ}^-$  и принимая во внимание (1, 2) можно получить условие корректной работы системы

$$\Delta U_z \leq (U_{\max.НРЯ} - U_{\min.НРЯ}) = \Delta U_{НРЯ}. \quad (3)$$

Введём величину относительного диапазона регулирования НРЯ

$$\delta U_{НРЯ} = \frac{U_{\max.НРЯ} - U_{\min.НРЯ}}{U_{m.НРЯ}} = \frac{\Delta U_{НРЯ}}{U_{m.НРЯ}}, \quad (4)$$

где  $U_{m.НРЯ}$  – максимальное выходное напряжение НРЯ.

При этом условие примет вид

$$\Delta U_z \leq \delta U_{НРЯ} \cdot U_{m.НРЯ}. \quad (5)$$

Таким образом, в ИП с НРЯ количество зон не связано с точностью регулирования, а определяет соотношение выходных напряжений (мощностей) НРЯ и выходной мощности ИП. Диаграммы работы ИП с тремя ячейками показаны на рисунке 2.

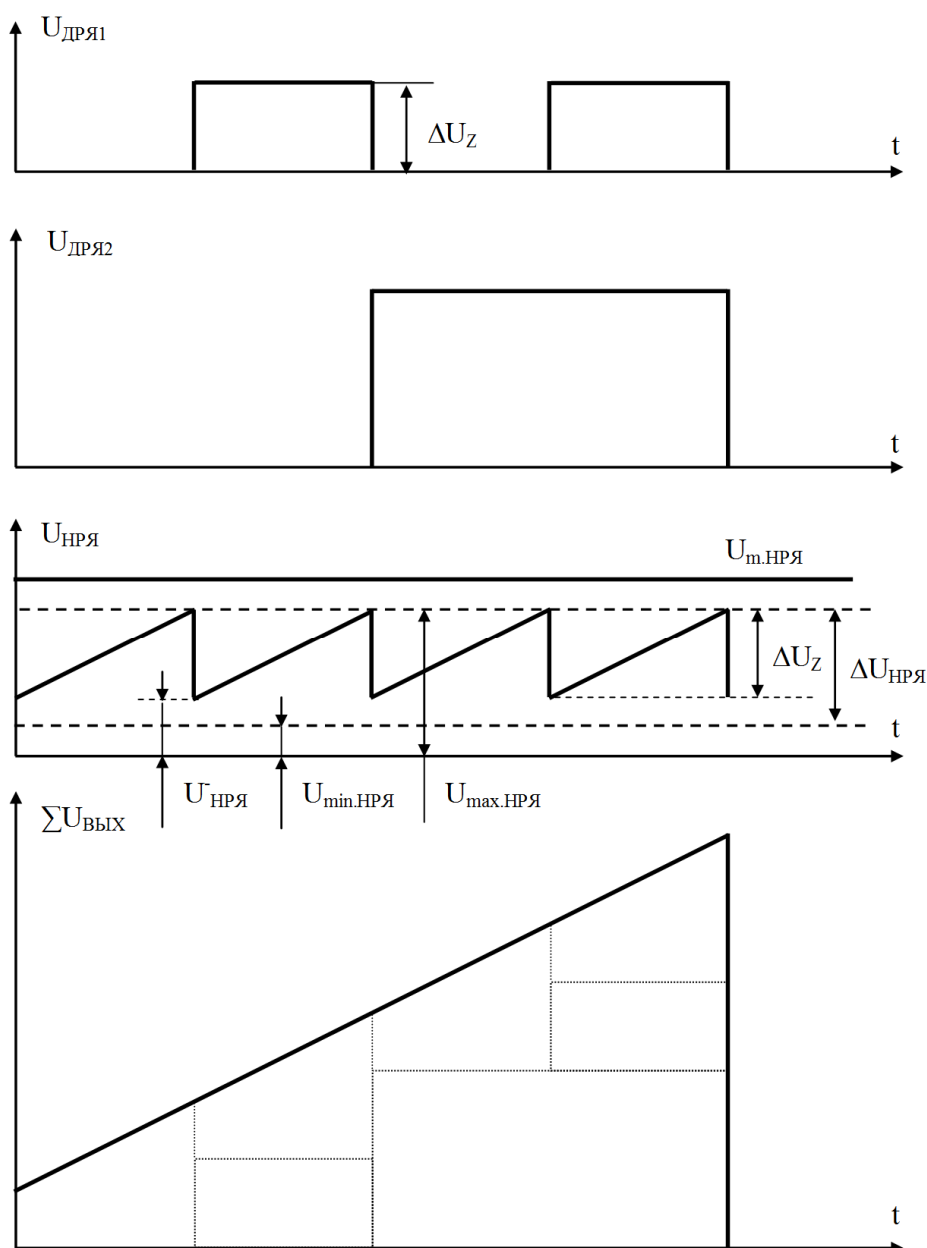


Рисунок 2 – Диаграммы работы многоячейкового ИП с НРЯ

Выражение (6) определяет предельное соотношение коэффициентов трансформации НРЯ и младшей ячейки.

$$\frac{K_{TP,НРЯ}}{K_{TP,1}} < \delta U_{НРЯ}. \quad (6)$$

Другой важной особенностью работы многоячейкового ИП в режиме стабилизации мощности (выходного напряжения) является зависимость внешней характеристики НРЯ от номера зоны регулирования  $n \in [1..Z]$ .

Это утверждение связано с тем, что стабилизация мощности потребляемой НРЯ не является условием стабилизации выходной мощности всех ячеек, связанных контуром суммирования. НРЯ работает из условия стабилизации мощности всего ИП, которое описывается соотношением

$$P_H = (\Delta U z(n-1) + U_{НРЯ}) I_{ВЫХ}. \quad (7)$$

Таким образом, внешняя характеристика НРЯ учитывая, что  $I_{НРЯ} = I_{ВЫХ}$ , примет вид

$$I_{НРЯ}(U_{НРЯ}) = \frac{P_H}{\Delta U z(n-1) + U_{НРЯ}}. \quad (8)$$

При  $n=1$  НРЯ имеет характеристику стабилизатора мощности, при  $n \rightarrow \infty$  её внешняя характеристика стремится к характеристике стабилизатора тока.

Для обеспечения регулировочной характеристики необходимо применить эффективный способ регулирования. Существуют различные способы регулирования выходного тока ИЯ на базе мостового инвертора напряжения, работающего в частотном диапазоне десятки – сотни кГц [3 - 5]. Поэтому для НРЯ был применён комбинированный способ регулирования. Он заключается в одновременном регулировании значения напряжения питания инвертора и автоматической подстройкой частоты управления на резонансную частоту колебательного контура, обеспечивая минимальную индуктивную расстройку [5], т.е. использовать систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). При использовании ФАПЧ основная функция

управления мощностью обеспечивается регулятором напряжения промежуточного звена постоянного тока.

Чтобы обеспечить предложенную регулировочную характеристику многоячейкового ИП его система управления должна удовлетворять ряду требований:

- иметь в ИЯ минимальные коммутационные потери при изменении параметров индукционной нагрузки;
- контролировать своевременное и безопасное включение и отключение инверторных ячеек;
- обеспечивать стабилизацию и (или) глубокое регулирование определенного значения выходного напряжения или мощности;
- обеспечивать энергетически эффективную работу ИП при изменении в широком диапазоне параметров индукционной нагрузки в заданном диапазоне частот.

В связи с этими требованиями предлагается рассмотреть структуру и принцип построения ИП для индукционного нагрева металлических заготовок. Структурная схема ИП с системой управления приведена на рисунке 3.

Структура ИП, построенная по многоячейковой структуре, включает в себя неуправляемый выпрямитель (В), две дискретно регулируемых инверторных ячейки (ДРЯ1 и ДРЯ2) и одну непрерывно регулируемую инверторную ячейку (НРЯ). В качестве ДРЯ используются мостовые резонансные инверторы напряжения на транзисторах типа MOSFET или IGBT (РИ1 и РИ2), получающие питание от В. В качестве НРЯ используется также мостовой резонансный инвертор напряжения РИЗ, получающий питание от транзисторного импульсного регулятора входного напряжения (РН) понижающего типа, который также питается от В. РН состоит из входного фильтрующего конденсатора С1, ключевого элемента на транзисторе VT типа IGBT, обратного диода VD и сглаживающего выходного LC-фильтра, собранного на дросселе L и конденсаторе С2.

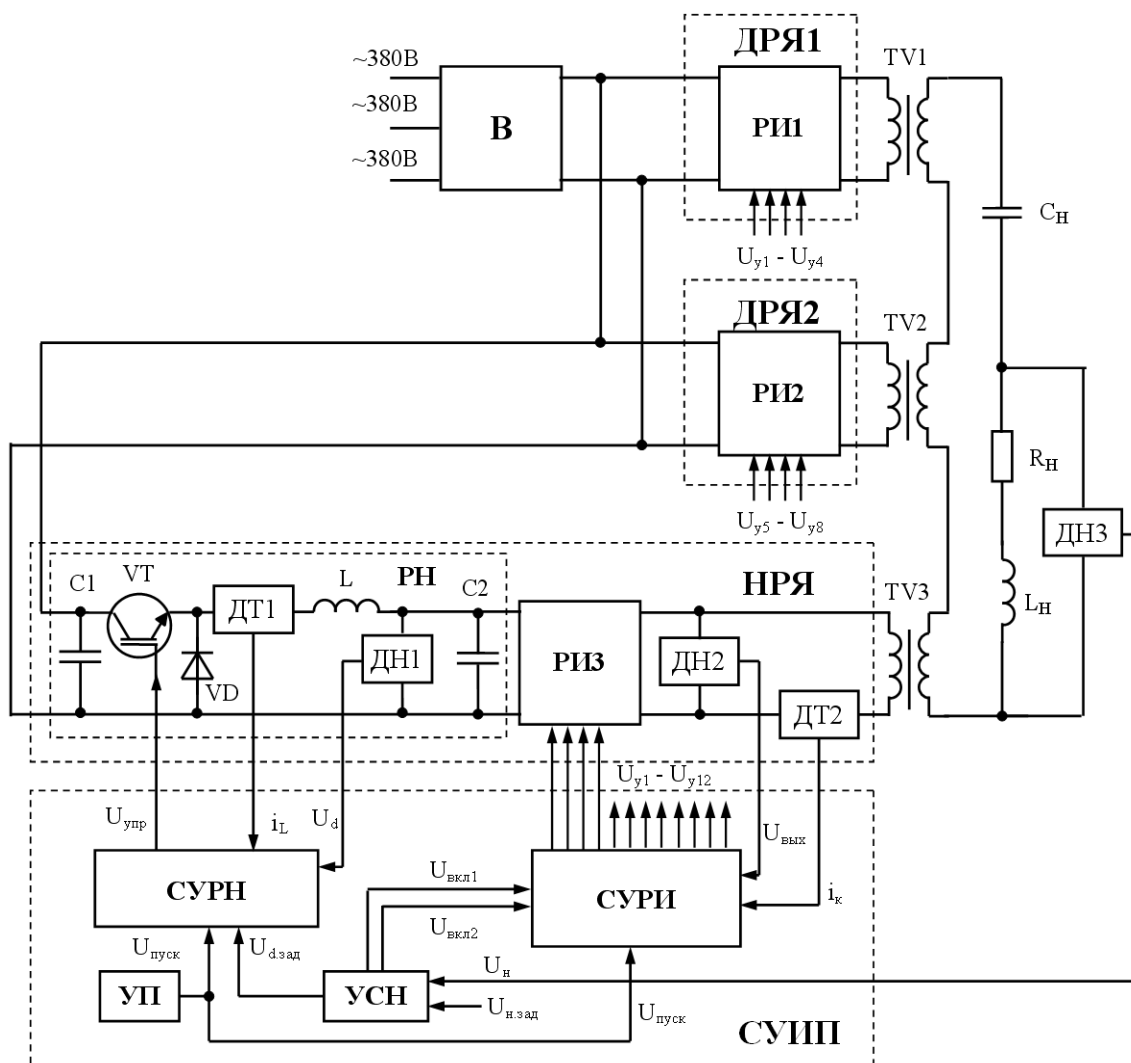


Рисунок 3 – Структурная схема силовой части ИП с системой управления

Для регулирования выходного напряжения ИП применяется кодовая модуляция, с использованием ДРЯ и НРЯ. При этом выходные напряжения ДРЯ пропорциональны весовым коэффициентам двоичного кода, исходя из того, что ИЯ может находиться в двух состояниях: вольтдобавочном и закороченном. А к выходным напряжениям ДРЯ добавляется плавнорегулируемое выходное напряжение НРЯ (рис. 2). Значение выходного напряжения НРЯ прямопропорционально величине управляющего сигнала  $U_{упр}$ .

Согласование РИ1 – РИ3 с индукционным нагревателем ( $L_H R_H$ ), как правило, осуществляется без управляемых элемен-

тов с помощью компенсирующего конденсатора ( $C_H$ ) и высокочастотных согласующих трансформаторов (ТВ1 – ТВ3). Поэтому каждая ДРЯ и НРЯ нагружены на свой разделительный трансформатор, вторичные обмотки которого соединены последовательно с  $C_H$  и  $L_H R_H$ .

Управление ИП осуществляется системой управления (СУИП), в состав которой входит система управления импульсным регулятором напряжения (СУРН), система управления резонансными инверторами (СУРИ), узел стабилизации напряжения (УСН) и узел пуска (УП). Измерительная часть представлена датчиками тока (ДТ1 и ДТ2), напряжения (ДН1, ДН2 и ДН3). По

сигналам датчиков ДТ1 и ДН1, поступающих в СУРН осуществляется управление РН.

Структурная схема СУРН представлена на рисунке 4, построена по принципу подчиненного регулирования координат и является асинхронной релейной системой, которая служит для ограничения отдельных фазовых координат на заданном уровне. В качестве датчиков фазовых координат используются датчик напряжения питания инвертора (ДН1) и датчик тока дросселя (ДТ1). В первую очередь ограничению подвергается отклонение (перерегулирование) выходного напряжения  $U_d$ , исходя из требований к качеству переходного процесса. Кроме выходного напряжения ограничению подвергается ток дросселя  $I_L$ .

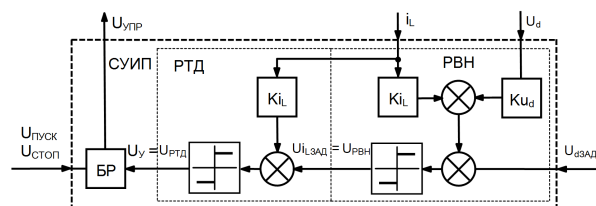


Рисунок 4 – Структурная схема системы управления РН

Такое ограничение позволяет обезопасить силовой транзистор VT от перегрузок и дает возможность обеспечить нормаль-

ное функционирование схемы при коротком замыкании в нагрузке. Кроме того, введение обратной связи по току дросселя позволяет повысить устойчивость переходных процессов [6]. В качестве регуляторов используются асинхронные релейные регуляторы, работающие в скользящем режиме, а именно внутренний регулятор тока дросселя (РТД), который подчинен внешнему регулятору выходного напряжения (РВН).

Релейный РВН должен получать как можно более полную информацию о движениях фазовых координат силовой схемы РН с целью контроля всего фазового пространства. В этом случае используются обратные связи по току дросселя и по выходному напряжению, сигналы которых с определенными коэффициентами передачи  $K_{iL}$  и  $K_{Ud}$  суммируются с сигналом задания  $U_{d\text{зад}}$ .

В результате на выходе РВН формируется сигнал, являющийся заданием  $U_{iL\text{зад}}$  для РТД. Релейный РТД вводится только для ограничения тока на заданном уровне, поэтому и обратная связь подается только одна. Выходной сигнал РТД является сигналом управления  $U_y$  силовым транзистором РН VT. Временные диаграммы работы, поясняющие принцип работы СУРН приведены на рисунке 5.

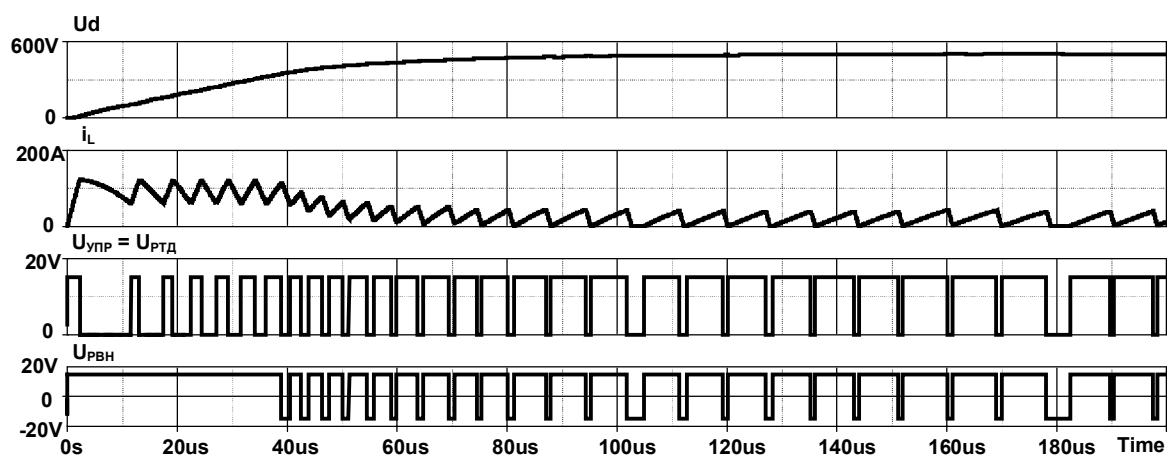


Рисунок 5 – Временные диаграммы работы СУРН

Функцию управления, соответствующей структуре представленной на рисунке 4, можно определить в виде [7]

$$u_v = \text{sign}(I_{\max} \text{sign}(\mathbf{k}\eta) - Ki_L \cdot i_L), \quad (9)$$

где  $I_{\max}$  – максимально допустимый ток дросселя;

$\mathbf{k}$  – вектор-строка обратных связей;

$\eta = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$  – вектор возмущенных фазовых координат в фазовом пространстве возмущенного движения;

$\mathbf{x}$  – вектор фазовых координат;

$\mathbf{x}^*$  – вектор установившихся (желаемых) значений фазовых координат;

$Ki_L$  – коэффициент обратной связи по току дросселя;

$i_L$  – ток дросселя.

Такое управление обеспечивает ограничение зарядного тока выходной накопительной ёмкости и предотвращает перенапряжения на транзисторах инвертора в момент пуска, а также высокие динамические и статические показатели. Позволяет получить достаточно высокое качество выходного напряжения РН и предельное быстродействие при минимальном количестве элементов схемы и более простой системе управления.

Для регулирования и стабилизации значения напряжения на индукторе во время процесса нагрева в цепь нагрузки установлен датчик обратной связи по напряжению (ДНЗ), выполненный на высокочастотном понижающем трансформаторе. Его выходной сигнал  $U_H$  поступает в УСН, структурная схема которого представлена на рисунке 6.

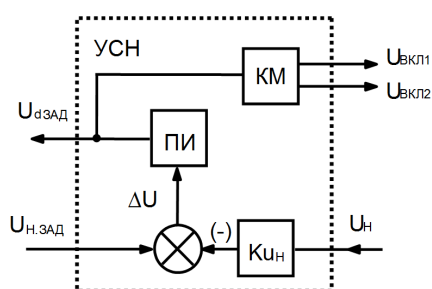


Рисунок 6 – Структурная схема УСН

Далее с определённым коэффициентом передачи  $K_{Ун}$  поступает на элемент сравнения, где сравнивается с заданным значением  $U_{н.зад}$  для стабилизации напряжения.

В результате сравнения на выходе элемента сравнения формируется результирующий сигнал рассогласования  $\Delta U$ . Этот сигнал поступает на ПИ-регулятор. Таким образом, на выходе ПИ-регулятора формирует сигнал задания  $U_{д.зад}$  для СУРН, по величине которого на выходе РН формируется выходное напряжение  $U_d$  соответствующее заданному значению напряжения. Этот сигнал  $U_{д.зад}$  также поступает на кодový модулятор (КМ), который выдает одновременно два сигнала  $U_{вкл1}$  и  $U_{вкл2}$ , пропорциональные кодовой комбинации. Эти сигналы поступают в СУРИ для включения РИ1 и (или) РИ2.

Для обеспечения оптимального режима работы РИ1 - РИ3 на переменную нагрузку с минимальными коммутационными потерями в транзисторах СУРИ должна постоянно согласовывать частоту работы ИП с частотой нагрузочного контура, обеспечивая минимальную индуктивную расстройку [8]. В этом случае предлагается использовать автоподстройку частоты с адаптивным блоком задания фазового сдвига между выходным током и напряжением инвертора, построенный по принципу самовозбуждения.

Принцип самовозбуждения основан на том, что отслеживается изменения резонансной частоты нагрузочного контура, связанные с изменением параметров индуктора в ходе технологического процесса и постоянно подстраивается частота работы инвертора, обеспечивая оптимальное рассогласование. Частота работы инвертора полностью определяется собственной частотой нагрузочного контура.

Для реализации самовозбуждения с автоподстройкой частоты в силовую схему вводятся датчик напряжения ДН2, контролирующий напряжения на выходе инвертора и датчик тока ДТ2, контролирующий ток. С помощью этих датчиков контролируется сдвиг фаз между



током и его напряжением. По сигналам датчиков ДТ2 и ДН2, поступающих в СУРИ осуществляется синхронное управление РИ1 - РИ3 в структуре ИП с фазовой автоподстройкой частоты.

Рассмотрим принцип работы СУРИ.

Работа начинается с установки сигнала задания  $U_{н.зад}$ , соответствующий уровню стабилизации напряжению на нагрузке  $U_{н}$ . Как только в УСН установлено значение  $U_{н.зад}$ , с УП при нажатии на кнопку «ПУСК» поступает команда  $U_{ПУСК}$  на блок разрешения (БР) в СУРН и на пусковое устройство (ПУ) в СУРИ. По этой команде формируется выходной управляющий сигнал  $U_{УПР}$ , пропорциональный требуемому выходному напряжению РН и соответственно разрешается работа РИ1 – РИ3. После чего на выходе РН напряжение плавно нарастает. Как только включился РН, с некоторой задержкой в зависимости от значения сигнала  $U_{дЗАД}$  в СУРИ синхронно поступают два сигнала  $U_{ВКЛ1}$  и  $U_{ВКЛ2}$  пропорциональные кодовой комбинации для включения РИ1 и (или) РИ2. Структурная схема СУРИ представлена на рисунке 7.

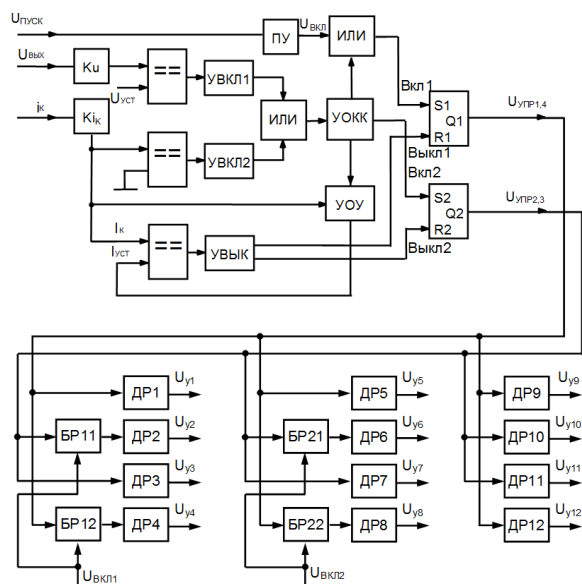


Рисунок 7 – Структурная схема системы управления инвертором напряжения

Как только сформировались два сигнала  $U_{ВКЛ1}$  и  $U_{ВКЛ2}$ , разрешается работа РИ3 и с

некоторой задержкой на выходе ПУ формируется сигнал  $U_{ВКЛ}$ , который пройдя элемент ИЛИ преобразуется в импульс включения первого RS триггера. В результате чего на выходе этого триггера формируется импульс  $U_{УПР1,4}$  и через драйверы ДР1 и ДР4, ДР5 и ДР8, ДР9 и ДР12 формируются импульсы управления для включения соответствующих транзисторов. После чего появляется коммутирующий ток инвертора и формируется его выходное напряжение, а на выходе ДТ2 и ДН2 появляются сигналы  $i_k$  и  $U_{ВЫХ}$ .

Сигнал с ДТ2  $i_k$  с определённым коэффициентом передачи  $K_i$  поступает в узел выключения транзисторов (УВЫК) через компаратор и в устройство определения уставки (УОУ), где определяется амплитуда и период тока, протекающего через транзисторы. По этим значениям вычисляется уставка  $i_{УСТ}$  и с момента перехода тока транзисторов через амплитудное значение на второй вход компаратора подается уставка  $i_{УСТ}$ . При достижении током транзисторов значения  $i_{УСТ}$  УВЫК формирует импульс выключения первого RS триггера. В результате чего на выходе этого триггера формируется импульс  $U_{УПР1,4}$  для выключения транзисторов VT1 и VT4, VT5 и VT8, VT9 и VT12. С этого момента начинаются процессы закрытия полупроводниковой структуры этих транзисторов и перезаряда их внутренних емкостей. Одновременно сигнал с ДН2  $U_{ВЫХ}$  с определённым коэффициентом передачи  $K_u$  поступает на компаратор где сравнивается со значением уставки  $U_{УСТ}$ . Как только напряжение на транзисторах другой диагонали VT10 и VT11 достигнет значения  $U_{УСТ}$  на выходе узла включения транзисторов первого уровня (УВКЛ1) формируется импульс который проходит элемент ИЛИ и узел определения качества коммутации (УОКК). В результате на выходе УОКК появляется импульс включения второго RS триггера. В результате чего на выходе этого триггера формируется импульс  $U_{УПР2,3}$  и через драйверы ДР2 и ДР3,



ДР6 и ДР7, ДР10 и ДР11 формируются импульсы управления для включения соответствующих транзисторов. Временные диаграммы, поясняющие работу СУРИ в установившемся режиме, представлены на рисунке 8.

Таким образом, эти процессы по определению уставки и оптимального выключения повторяются и для других пар транзисторов VT2 и VT3, VT6 и VT7, VT10 и VT11 и так далее каждый последующий период. Для реализации функции адаптации введён узел включения транзисторов второго уровня (УВКЛ2), который включает транзисторы в момент перехода тока через ноль, в случае если процесс перезаряда емкостей не завершился и напряжение на включаемых транзисторах не достигло уставки. УОКК определяет, как прошло включение транзисторов. Если включение осуществилось от УВКЛ1, то значит процесс перезаряда емкостей полностью завершился до перехода коммутирующего тока через ноль и, следовательно, можно еще приблизиться к резонансу, чтобы снизить потери выключения транзисторов. Для этого УОКК уменьшает уставку тока  $i_{уст}$  и обеспечивает следующее выключение этих транзисторов с меньшими потерями. Если же включение транзисторов осуществилось от УВКЛ2, значит, процесс перезаряда емкостей не завершился до перехода тока через ноль, следовательно, необходимо отойти от резонанса, чтобы снизить потери включения транзисторов. При этом УОКК увеличивает ус-

тавку тока отключения и обеспечивает снижение потерь включения этих транзисторов при следующей коммутации.

Формирование импульсов управления транзисторами РИ1 и РИ2 через драйвера ДР1 - ДР8 происходит синхронно с формированием импульсов управления транзисторами РИ3. Однако импульсы управления для транзисторов VT2, VT4 и VT6, VT8 формируются в результате после прихода разрешающих импульсов  $U_{ВКЛ1}$  и  $U_{ВКЛ2}$  на блоки разрешения соответственно БР11, БР12 и БР21, БР22. Разрешающие импульсы  $U_{ВКЛ1}$  и  $U_{ВКЛ2}$  формируются кодовым модулятором (КМ) в УСН.

Предложенный адаптивный алгоритм управления многоячейкового ИП по принципу самовозбуждения полностью обеспечивает оптимальную коммутацию силовых транзисторов и устойчивую работу инверторов напряжения в различных динамических режимах, характерных для источников питания установок индукционного нагрева. К таким режимам можно отнести скачки сетевого напряжения, вызванные, например, включением мощных электроустановок или авариями в сетях электроснабжения, изменения частоты колебательного контура и его активного сопротивления, обусловленные температурной зависимостью электрических параметров индукционной нагрузки, межвитковые замыкания в индукторе, кратковременные короткие замыкания индуктора характерные, например, для технологии сварки труб, извлечение детали из индуктора и т.д.

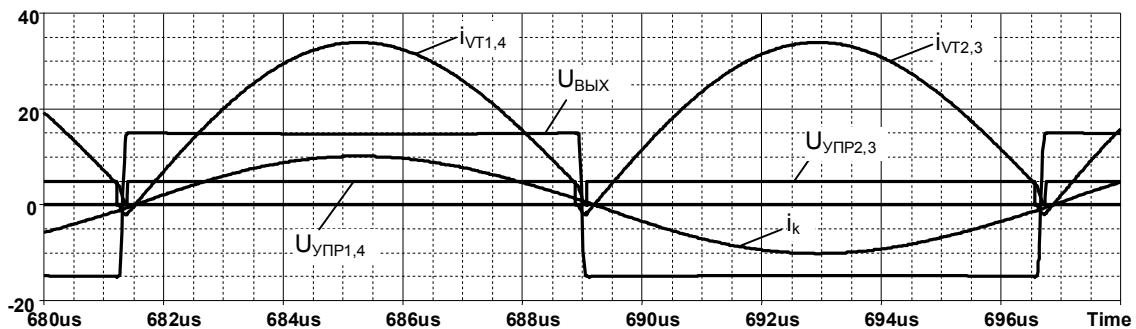


Рисунок 8 – Временные диаграммы, поясняющие работу СУРИ в установившемся режиме

**Выводы и направление дальнейших исследований.**

Разработан принцип построения много-ячейкового ИП, на базе резонансного инвертора напряжения, обеспечивающего минимизацию его габаритной мощности и эффективный процесс индукционного нагрева металлических заготовок.

Предложена система управления с автоматической подстройкой частоты по принципу самовозбуждения, алгоритм ра-

боты которой обеспечивает оптимальную коммутацию силовых транзисторов и устойчивую работу инвертора напряжения в различных динамических режимах, характерных для источников питания установок индукционного нагрева.

Предложенная структура построения может быть использована при разработке надежных, высокоэффективных, универсальных источников питания для различных индукционных технологий.

**Библиографический список**

1. Васильев А. С. Источники питания электротермических установок / А. С. Васильев, С. Г. Гуревич, Ю. С. Иоффе. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 248с.
2. Паралельно-послідовне з'єднання високочастотних інверторів з резонансним контуром на виході / [М. М. Юрченко, В. Я. Гуцалюк, П. М. Шевченко та ін.] // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність." – 2005. – Ч.3. – С. 16–19.
3. Способы регулирования тока транзисторного инвертора напряжения с последовательным резонансным контуром на выходе / [Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко, В. Я. Гуцалюк та ін.] // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність." – 2002. – Ч.1. – С. 79 – 81.
4. Частотный и широтно-частотный способы регулирования транзисторным инвертором напряжения с последовательным резонансным контуром на выходе / В. Я. Гуцалюк, П. Н. Шевченко, И. О. Слесаревский, П. Ю. Герасименко // Технічна електродинаміка. – 2006. – №6. – С. 25–29.
5. Источник высокочастотного тока для установок индукционных технологий / Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко, В. Я. Гуцалюк, И. О. Слесаревский // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність." – 2000. – Ч.2. – С. 22–23.
6. Коржавин О. А. Оценка устойчивости одноконтурного преобразователя напряжения с обратным диодом и двухконтурной системой регулирования по току и напряжению / О. А. Коржавин // Техническая электродинамика. - 1994. – №4. – С.47–53.
7. Кобец Д. В. Оптимизация динамических режимов стабилизирующего импульсного преобразователя напряжения понижающего типа / Д. В. Кобец // Технічна електродинаміка. – 2002. – №.2. – С. 24 – 29.
8. Бондаренко Д. Н. Коммутационные процессы в транзисторных инверторах для индукционного нагрева / Д. Н. Бондаренко, С. В. Дзюев, Д. А. Патанов // Изв. ГЭТУ. – 1996. – № 497. – С. 98–110.

*Рекомендована к печати д.т.н., проф. ДонГТУ Заблудским Н. Н., д.т.н., проф. НТУ «КПИ» Ямненко Ю. С.*

Статья поступила в редакцию 25.05.15.

**к.т.н. Саратовський Р. М., Ушаков Д. В. (ДонДТУ, м. Лисичанськ, Україна)**

**БАГАТОКОМІРКОВЕ ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ**

*Розглядається структура та принцип побудови багатокміркового джерела живлення для індукційного нагрівання металевих заготовок.*

**Ключові слова:** джерело живлення, система управління, індукційний нагрів, резонансний інвертор.

**PhD Saratovskyy R. M., Ushakov D. V. (DonSTU, Lisichansk, Ukraine)**

**MULTICELLULAR POWER SOURCE FOR INDUCTIVE HEATING**

*Structure and construction principle is examined for multicellular power source for inductive heating of metal ingots.*

**Key words:** power source, control system, inductive heating, resonance inverter.