

*к.т.н. Саратовский Р.Н.,
Афанасьев А.М.
(ДонГТУ, г. Алчевск, Украина)*

РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР С КОМБИНИРОВАННОЙ СТРУКТУРОЙ

Розглянуто схемну реалізацію резонансного інвертора з комбінованою структурою з його системою управління, описаний принцип його роботи та проаналізовані навантажувальні та регулювальні характеристики.

Ключові слова: *резонансний інвертор, система управління, індукційне навантаження, імпульсний перетворювач.*

Рассмотрена схемная реализация резонансного инвертора с комбинированной структурой с его системой управления, описан принцип его работы и проанализированы нагрузочные и регулировочные характеристики.

Ключевые слова: *резонансный инвертор, система управления, индукционная нагрузка, импульсный преобразователь.*

В последние годы активно разрабатываются специализированные индукционные технологии для реализации процессов, в которых необходимо регулирование высокочастотного тока или его стабилизация при изменении параметров индукционной технологической нагрузки в широких пределах. К таким процессам можно отнести индукционный нагрев под закалку или наплавку [1].

Источники питания высокочастотных установок индукционного нагрева должны обеспечивать следующие основные показатели: регулирование выходной мощности в широком диапазоне, высокий КПД и коэффициент использования вентилей по мощности. Однако следует отметить, что необходимость регулирования выходной мощности в широком диапазоне, как правило, требует усложнения схемотехники источников питания за счет введения дополнительных регулирующих полупроводниковых элементов, что приводит к повышению потерь в схеме и снижению коэффициента использования вентилей по мощности.

Таким образом, актуальной является задача разработки технических решений, которые позволят обеспечить указанные основные показатели источников питания для установок индукционного нагрева.

Для решения задач, связанных с построением источников питания для высокочастотного индукционного нагрева, всё чаще находят применение схемы резонансных инверторов, среди которых можно выделить: резонансный инвертор напряжения (РИН) и резонансный инвертор тока (РИТ). Достоинством схемы РИН являются лучшие массогабаритные показатели по сравнению с РИТ из-за отсутствия входного низкочастотного индуктивного фильтра. Достоинством схемы РИТ является лучшее использование вентиляей по току и более удобное согласование ее с индукционной технологической нагрузкой, благодаря синусоидальной форме выходного напряжения по сравнению с РИН, форма выходного напряжения которого является прямоугольной. Следовательно, в схеме РИТ транзисторы будут иметь меньшие статические потери мощности и отсутствие высших гармонических составляющих в выходном напряжении предполагает малые потери мощности при передаче энергии по силовому кабелю до индуктора. Что касается коммутационных потерь в силовых ключах, то и для РИН, и для РИТ они будут минимальными при обеспечении режима “мягкой” коммутации транзисторов. Для задач связанных с плавным регулированием мощности, применяют неуправляемые выпрямители с импульсным преобразователем (ИП) на входе инвертора. При этом, в зависимости от способа регулирования ИП можно рассматривать как управляемый источник напряжения $u(D)$ или управляемый источник тока $i(D)$ [2, 3].

Анализ рассмотренных способов построения высокочастотных резонансных инверторов позволяет предположить, что улучшение их энергетических характеристик может быть достигнуто путем синтеза новой структуры на базе наиболее перспективных схем – инвертора тока и импульсного преобразователя [4]. Это позволит повысить коэффициент использования вентиляей по мощности и КПД, более эффективно использовать вентиляи по току, обеспечить регулирование выходного напряжения с режимом “мягкой” коммутации вентиляей и уменьшить массогабаритные показатели.

В результате синтеза разработана схема резонансного инвертора с комбинированной структурой и представлена на рисунке 1 вместе с упрощенной структурной схемой системы управления.

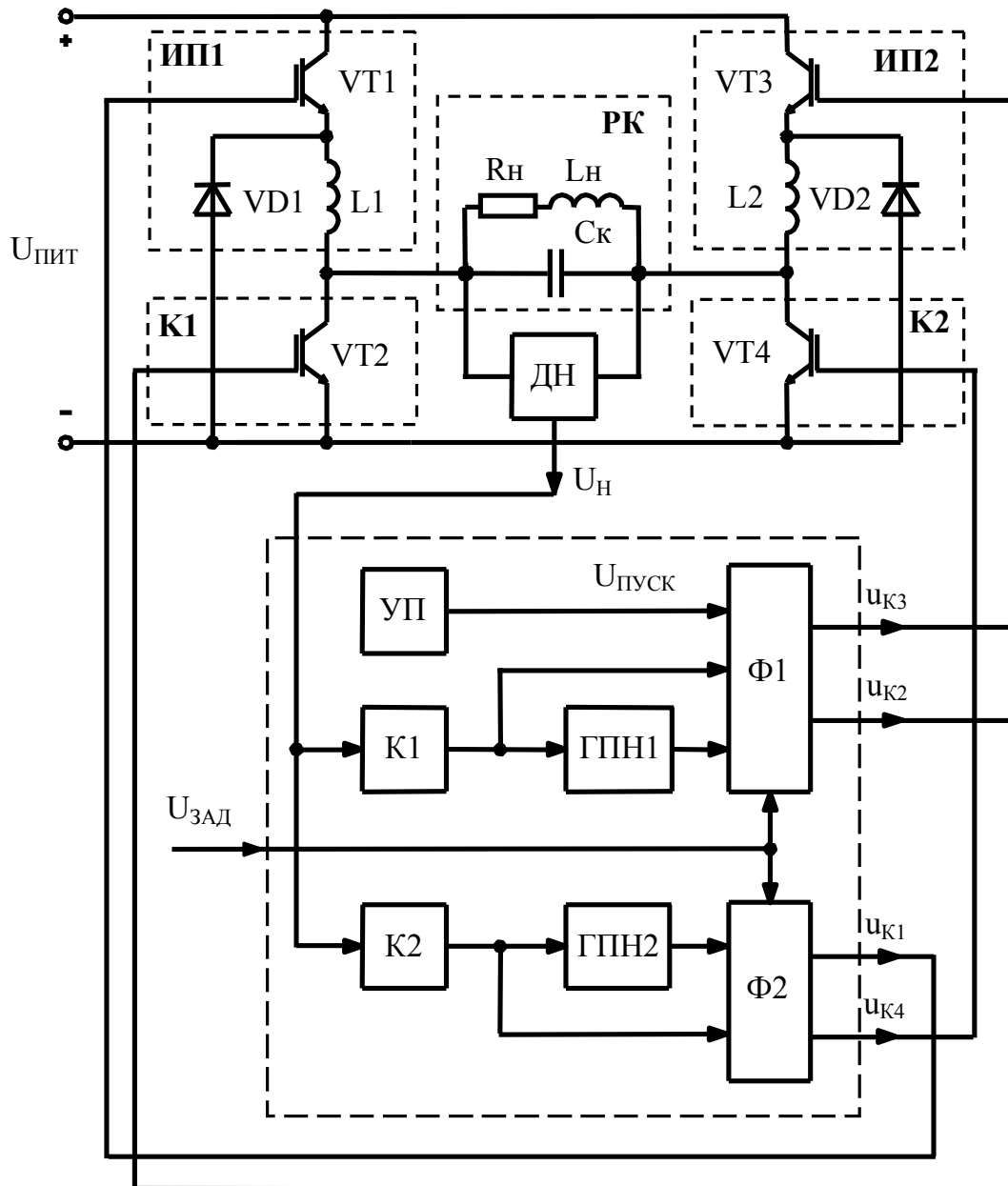


Рисунок 1 – Схема резонансного инвертора со структурной схемой системы управления

Представленная комбинированная структура высокочастотного инвертора реализована в виде моста с двумя силовыми стойками, состоящими из последовательно включенных импульсных преобразователей ИП1, ИП2 и ключей К1, К2. В диагональ моста подключен параллельный резонансный контур (РК), представляющий собой индуктор – активно-индуктивную нагрузку $R_n L_n$ с параллельно включенным компенсирующим конденсатором C_k .

Для управления применен принцип самовозбуждения с синхронизацией по выходному напряжению и автоматической подстройкой фазы

управляющих импульсов, обеспечивающий “мягкую” коммутацию ключей K1 и K2, выполненных соответственно на IGBT-транзисторах VT2 и VT4. Формирование и регулирование выходного напряжения на индукторе осуществляется путем изменения коэффициента заполнения D импульсных преобразователей ИП1 и ИП2, построенных соответственно на IGBT-транзисторах VT1 и VT3, диодах VD1 и VD2 и накопительных дросселях L1 и L2, по принципу широтно-импульсной модуляции с синхронизацией выходным напряжением инвертора. Временные диаграммы, поясняющие формирование выходного напряжения при коэффициенте заполнения $D = 0.5$ в установившемся режиме приведены на рисунке 2.

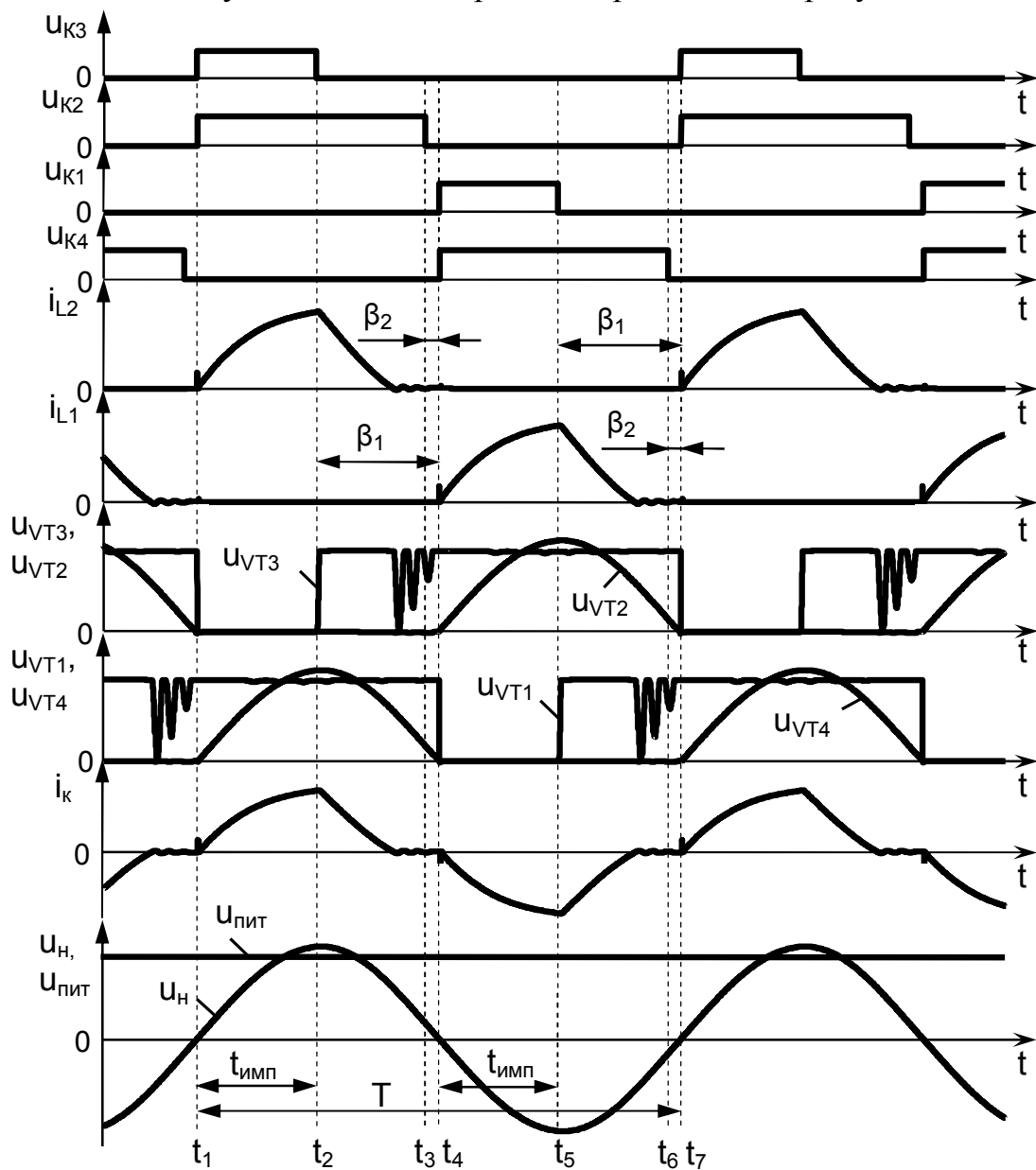


Рисунок 2 – Временные диаграммы работы инвертора

Работает инвертор следующим образом.

Питание инвертора осуществляется от источника постоянного напряжения $U_{\text{ПИТ}}$ через положительный «+» и отрицательный «-» входы инвертора. К параллельному РК подключен датчик напряжения (ДН), выходной сигнал $U_{\text{Н}}$ которого подаётся в систему управления для синхронизации с моментами переходов выходного напряжения через нуль. Перед включением инвертора в систему управления на узлы формирования ($\Phi 1$ и $\Phi 2$) импульсов управления соответственно для транзисторов $VT2$, $VT3$ и $VT1$, $VT4$ поступает сигнал задания $U_{\text{ЗАД}}$, соответствующий заданному коэффициенту заполнения D , который отвечает определенному значению выходного напряжения. Как только на положительный «+» и отрицательный «-» входы инвертора подается питание от источника постоянного напряжения $U_{\text{ПИТ}}$ осуществляется пуск инвертора. Для этого узлом пуска (УП) формируется сигнал $U_{\text{ПУСК}}$, который поступает на четвертый вход узла $\Phi 1$. В результате по фронту сигнала $U_{\text{ПУСК}}$ в момент времени t_1 на обоих выходах узла $\Phi 1$ одновременно формируются первые импульсы управления $u_{\text{К}2}$ и $u_{\text{К}3}$, которые открывают соответственно транзисторы $VT2$ и $VT3$. В результате чего происходит запуск инвертора, а по образованной цепи «+» - $VT3$ - $L2$ - РК - $VT2$ - «-» - «+», благодаря небольшой индуктивности накопительного дросселя $L2$ через открытые транзисторы $VT2$ и $VT3$ формируется коммутирующий ток $i_{\text{К}}$, возбуждающий РК, в котором начинает формироваться положительная синусоидальная полуволна выходного напряжения $u_{\text{Н}}$.

В результате на выходе ДН формируется сигнал обратной связи $U_{\text{Н}}$ пропорциональный положительной полуволне выходного напряжения $u_{\text{Н}}$, который подается в систему управления одновременно на компараторы $K1$ и $K2$. В результате на выходах $K1$ и $K2$ формируются противофазные прямоугольные импульсы, при этом фронта и срезы этих импульсов синхронизированы с моментами перехода выходного напряжения через нулевое значение. Так с появлением на выходе ДН положительной полуволны сигнала обратной связи $U_{\text{Н}}$ на выходе $K1$ формируется отрицательный, а на выходе $K2$ формируется положительный прямоугольные импульсы. Сформированный отрицательный прямоугольный импульс на выходе $K1$ запускает генератор пилообразного напряжения ГПН1, в результате чего на его выходе формируется сигнал пилообразной формы, причем время нарастания этого сигнала соответствует длительности положительной полуволны сигнала $U_{\text{Н}}$. А сформированный положительный импульс на выходе $K2$ блокирует ГПН2, в результате в течение этого времени на его выходе сигнал пилообразной формы отсутствует. Далее сигналы с выхода $K1$ и с выхода ГПН1 поступают соответственно на первый и второй входы узла $\Phi 1$, а на третий его вход подается управляющий сигнал $U_{\text{ЗАД}}$, соответствующий задан-

ному коэффициенту заполнения D , который устанавливает определенный (регулируемый) угол опережения β_1 относительно перехода выходного напряжения через нулевое значение. Далее в узле Φ_1 происходит сравнение управляющего сигнала $U_{зАд}$ с пилообразным. В результате сравнения этих сигналов, в момент времени t_2 , на первом выходе узла Φ_1 исчезает импульс управления $u_{к3}$, транзистор VT_3 закрывается и энергия, накопленная в дросселе L_2 , начинает сбрасываться через обратный диод VD_1 уже по другой цепи построенной из элементов $VD_2 - L_2 - РК - VT_2 - VD_2$. Коммутирующий ток $i_к$ в этой цепи начинает уменьшаться и достигает нулевого значения раньше, чем выходное напряжение $u_н$ перейдет через нулевое значение. После этого сигнал с ГПН1 продолжает поступать на второй вход узла Φ_1 , в котором происходит сравнение пилообразного сигнала с уставкой, которая задает небольшой фиксированный угол опережения β_2 относительно момента перехода выходного напряжения через нулевое значение (момент времени t_4). В результате сравнения этих сигналов, в момент времени t_3 , на втором выходе узла Φ_1 исчезает импульс управления $u_{к2}$, транзистор VT_2 закрывается, и с момента времени t_3 до t_4 формируется пауза для надежного коммутационного режима транзисторов.

Таким образом, за время $t_1 - t_4$ формируется положительная полуволна коммутирующего тока $i_к$, возбуждающая РК, в котором формируется положительная синусоидальная полуволна выходного напряжения $u_н$.

В момент времени t_4 напряжение $u_н$ достигает нулевого значения, K_1 и K_2 это фиксируют и значения сигналов на их выходах меняются на противоположные. Сформированный отрицательный прямоугольный импульс с K_2 поступает на первый вход узла Φ_2 . В результате синхронно в момент перехода выходного напряжения через нулевое значение (момент времени t_4) на обоих выходах узла Φ_2 одновременно формируются следующие импульсы управления $u_{к1}$ и $u_{к4}$, которые открывают соответственно транзисторы VT_1 и VT_4 . В результате образуется вторая цепь «+» - $VT_1 - L_1 - РК - VT_4 -$ «-» - «+», по которой благодаря также небольшой индуктивности накопительного дросселя L_1 через открытые транзисторы VT_1 и VT_4 формируется коммутирующий ток $i_к$ в противоположном направлении, который вновь возбуждает РК. Благодаря резонансным свойствам этого контура начинает формироваться отрицательная синусоидальная полуволна выходного напряжения $u_н$.

В результате на выходе ДН вновь формируется сигнал обратной связи $U_н$ пропорциональный отрицательной полуволне выходного напряжения $u_н$. Так с появлением на выходе ДН, отрицательной полуволны сигнала обратной связи $U_н$ в момент времени t_4 на выходе K_1 формируется положительный, а на выходе K_2 формируется отрицательный прямоугольные импульсы. Сформированный на выходе K_1 положи-

тельный импульс блокирует ГПН1, в результате на его выходе в течение этого времени вновь отсутствует сигнал пилообразной формы. По срезу отрицательного прямоугольного импульса с выхода К2, в момент времени t_4 , запускается ГПН2, в результате чего на его выходе формируется сигнал пилообразной формы, причем время нарастания этого сигнала соответствует длительности уже отрицательной полуволны сигнала обратной связи U_H .

Далее сигналы с выхода К2 и с выхода ГПН2 поступают соответственно на первый и второй вход узла Ф2, а на третий его вход также подается управляющий сигнал U_{3AD} , который устанавливает тот же угол опережения β_1 . Далее в узле Ф2 происходит сравнение сигнала U_{3AD} с пилообразным. В результате сравнения этих сигналов, в момент времени t_5 , на первом выходе узла Ф2 исчезает импульс управления u_{K1} , транзистор VT1 закрывается и энергия, накопленная уже в дросселе L1, начинает также сбрасываться через обратный диод VD1 уже по другой цепи, построенной из элементов VD1 - L1 - РК - VT4 - VD1. Коммутирующий ток в этой цепи i_K начинает уменьшаться и достигает нулевого значения также раньше, чем напряжение u_H перейдет через нулевое значение. После этого сигнал с ГПН2 продолжает поступать на второй вход узла Ф2, в котором также происходит сравнение пилообразного сигнала с уставкой, которая задает такой же небольшой фиксированный угол опережения β_2 относительно момента перехода выходного напряжения через нулевое значение (момент времени t_7). В результате сравнения этих сигналов, в момент времени t_6 , на втором выходе узла Ф2 исчезает импульс управления u_{K4} , транзистор VT4 закрывается, и с момента времени t_6 до t_7 вновь формируется пауза для надежного коммутационного режима транзисторов.

Таким образом, за время $t_4 - t_7$ формируется отрицательная полуволна коммутирующего тока i_K , которая снова возбуждает РК, в котором формируется уже отрицательная синусоидальная полуволна выходного напряжения u_H .

Следовательно, за счет поочередного включения транзисторов VT1, VT4 и VT3 и VT2 в обоих диагоналях моста в моменты переходов выходного напряжения u_H через нулевое значение и поочередного выключения транзисторов VT2 и VT4 с небольшим фиксированным углом опережения β_2 , а транзисторов VT1 и VT3 в ИП1 и ИП2 с определенным (регулируемым) углом опережения β_1 формируется коммутирующий ток i_K , а в РК на индукторе формируется синусоидальное напряжение u_H . Далее процесс формирования коммутирующего тока и выходного напряжения повторяется. При этом угол опережения β_1 соответствует определенному коэффициенту заполнения D, определяемого как

$$D = \frac{t_{\text{имп}}}{0.5 \cdot T}, \quad (1)$$

где $t_{\text{имп}}$ - время импульса, в течение которого открыты транзисторы VT1 и VT3;

T - период следования импульсов управления.

Изменяя управляющим сигналом $U_{\text{зАд}}$ коэффициент заполнения D импульсов управления $u_{\text{к1}}$ и $u_{\text{к3}}$ от 0.02 до 0.95 осуществляется глубокое регулирование среднего значения коммутирующего тока $i_{\text{к}}$, что приводит к расширению диапазона регулировки выходного напряжения.

За счет включения транзисторов VT1, VT3 при нулевом токе, а выключения при нулевом напряжении u_{VT1} и u_{VT3} , включения и выключения транзисторов VT2 и VT4 при нулевом токе и при нулевом напряжении u_{VT2} и u_{VT4} , снижаются динамические потери в транзисторах при формировании и регулировании выходного напряжения $u_{\text{н}}$.

Все это приводит к расширению функциональных и эксплуатационных возможностей использования инвертора с комбинированной структурой для высокочастотного индукционного нагрева металлов. А применение синхронного алгоритма управления позволяет использовать его в установках индукционного нагрева металлов с различными индукторами и глубоким регулированием мощности.

Для анализа работы предложенной схемы инвертора было использовано программное обеспечение OrCAD 9.2, с помощью которого получены и исследованы нагрузочные и регулировочные характеристики.

Анализ нагрузочных характеристик был проведен для двух значений коэффициента заполнения $D = 0,3$ и $0,5$ при изменении параметров нагрузки за время технологического цикла $T_{\text{ц}}$, график изменения которых на рисунке 3 представлен в зависимости от относительного времени цикла $t/T_{\text{ц}}$.

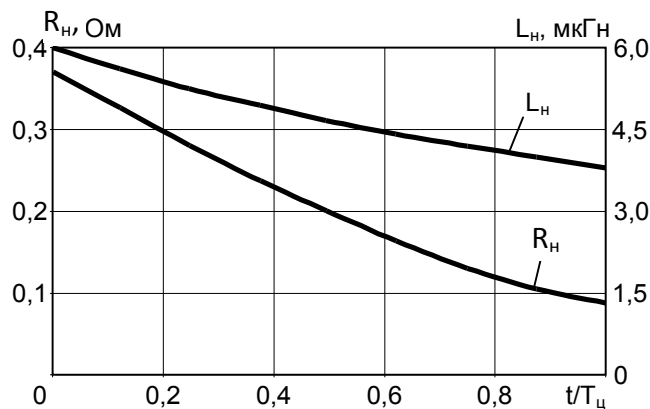


Рисунок 3 - График изменения параметров нагрузки за относительное время цикла нагрева $t/T_{\text{ц}}$

В результате получены и представлены на рисунке 4 нагрузочные характеристики инвертора, а именно графики изменения потребляемой мощности P_d и выходной частоты f_H , зависимости изменения амплитудных значений тока I_{Hm} и напряжения U_{Hm} при изменении параметров нагрузки за относительное время цикла $t/T_{ц}$.

На рисунке 5 представлены регулировочные характеристики инвертора, а именно, изменение потребляемой мощности P_d и выходной частоты f_H , зависимости амплитудных значений тока нагрузки I_{Hm} и напряжения на ней U_{Hm} при изменении коэффициента заполнения D от 0,1 до 0,9 для двух крайних значений добротности нагрузки $Q=6$ и 20.

Из представленных зависимостей на рисунке 4 видно, что при неизменном коэффициенте заполнения D с прогретой деталью потребляемая мощность P_d незначительно падает, а выходная частота повышается на 20%, при этом увеличиваются амплитудные значения тока I_{Hm} и напряжения U_{Hm} .

Из представленных зависимостей на рисунке 5 видно, что рекомендуемым значением диапазона изменения коэффициента заполнения D является 0,1 – 0,6, свыше 0,6 наступает режим, при котором энергия, накопленная в дросселе, не успевает сброситься в нагрузку до включения следующей пары транзисторов, что сопровождается значительным увеличением токов транзисторов VT1-VT4, приводящее к большим потерям мощности и снижению КПД, и увеличением амплитудных значений тока I_{Hm} и напряжения U_{Hm} .

Полученные зависимости показывают, что данный инвертор целесообразно использовать в режиме стабилизации выходных параметров.

Выводы

Предложенная комбинированная структура резонансного инвертора, в котором благодаря замене входного дросселя фильтра на два меньших по габаритам накопительных дросселя обеспечивает высокие массогабаритные показатели, надежность его работы и динамические характеристики. Благодаря применению двух импульсных регуляторов в структуре инвертора с синхронным формированием импульсов управления транзисторами в обоих диагоналях моста в моменты переходов выходного напряжения через нулевое значение обеспечивается достаточно глубокое регулирование выходной мощности при низких динамических потерях включения в транзисторах. Синхронный алгоритм управления позволяет использовать такой инвертор с комбинированной структурой в установках индукционного нагрева металлов с различными индукторами и глубоким регулированием мощности.

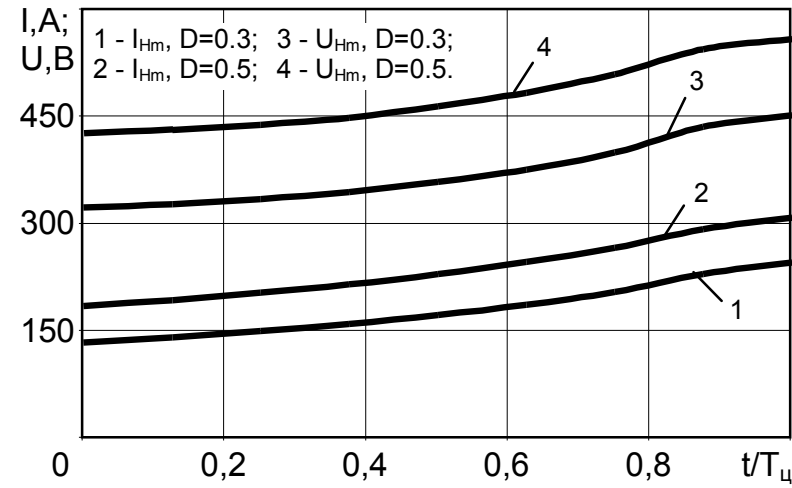
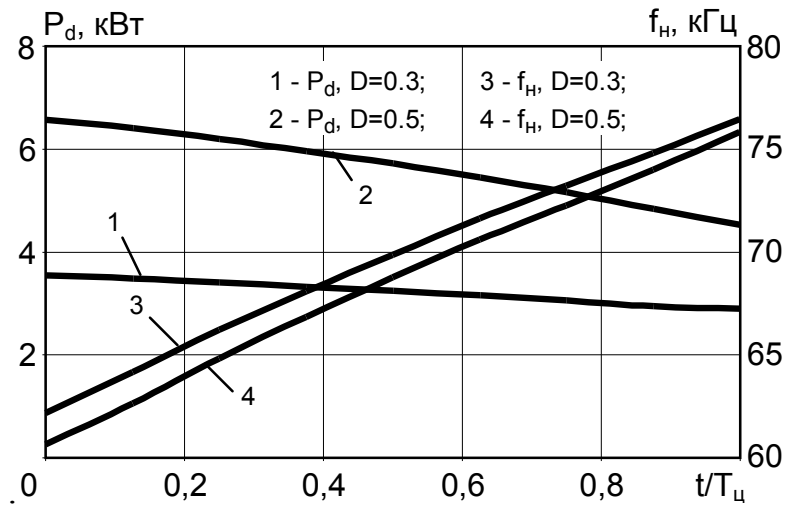


Рисунок 4 - Нагрузочные характеристики инвертора для двух значений коэффициента $D = 0,3$ и $0,5$.

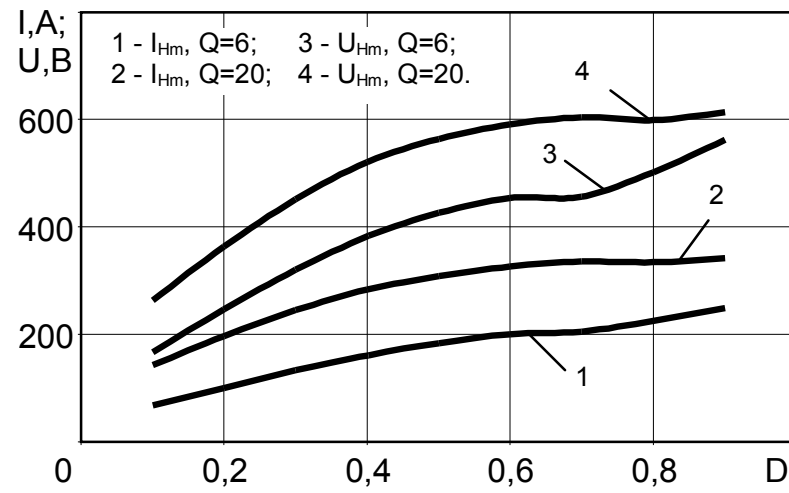
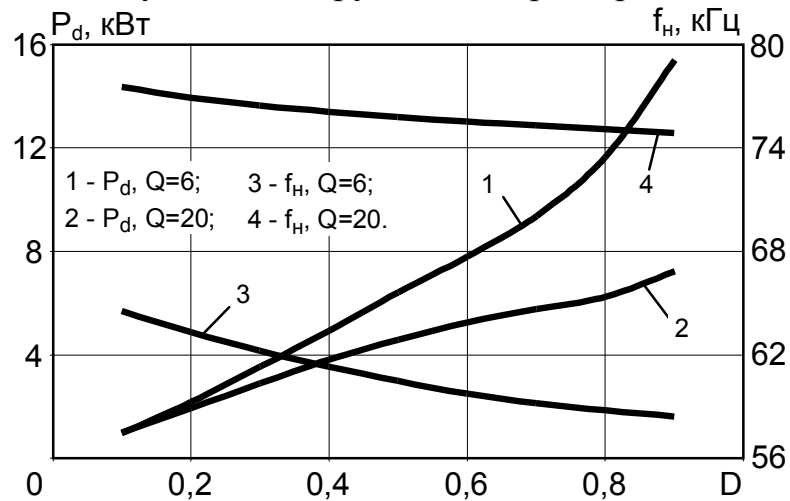


Рисунок 5 - Регулировочные характеристики инвертора для двух значений добротности нагрузки $Q=6$ и 20 .

Библиографический список

1. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / Беркович Е.И., Ивенский Г.В., Иоффе Ю.С., Моргун В.В.]. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, Ленинград. отд-ние, 1983. - 208с.

2. Поляков В.Д. Высокочастотный генератор для индукционного нагрева / В.Д. Поляков, Э. Чаколья // Электротехника. – 2000. – № 12. – С. 31–34.

3. Тихомиров И.С. Адаптивный алгоритм самовозбуждения транзисторного инвертора напряжения для установок индукционного нагрева / И.С. Тихомиров А.С. Васильев, Д.А. Патанов // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. – 2008. – №8. – С.262-267.

4. Афанасьев А.М. Улучшение энергетических характеристик параллельного резонансного инвертора / А.М. Афанасьев // Технічна електродинаміка. – 2012. – №3 – С. 63 – 64.

Рекомендована к печати д.т.н., проф. Лушиком В.Д.