

*к.т.н. Саратовский Р.Н.,  
к.т.н. Михайлова Л.Ф.  
(ДонГТУ, г. Алчевск, Украина)*

## **АНАЛИЗ РАБОТЫ ПОЛУМОСТОВОГО РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА С ГАЛЬВАНИЧЕСКИ РАЗВЯЗАННОЙ ИНДУКЦИОННОЙ НАГРУЗКОЙ**

*Проаналізована робота напівмостового резонансного інвертора з гальванічне роз'язним індукційним навантаженням при зміні частоти управління, коефіцієнта магнітного зв'язку та добротності навантаження.*

**Ключові слова:** *індукційне нагрівання, резонансний інвертор, індукційне навантаження.*

*Проанализирована работа полумостового резонансного инвертора с гальванически развязанной индукционной нагрузкой при изменении частоты управления, коэффициента магнитной связи и добротности нагрузки.*

**Ключевые слова:** *индукционный нагрев, резонансный инвертор, индукционная нагрузка.*

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

В настоящее время для индукционной плавки металлов широко используются источники питания на базе тиристорных преобразователей частоты (ТПЧ), имеющие ряд преимуществ перед машинными преобразователями частоты [1, 2]. Однако при работе на индукционную нагрузку возникает проблема согласования ТПЧ с нагрузкой, характеризующейся значительно изменяющимися во времени параметрами. Эта проблема является особенно актуальной для установок индукционного нагрева, т.к. в течение всего процесса необходимо обеспечивать оптимальный режим работы ТПЧ, при котором параметры нагрузки и рабочая частота преобразователя должны постоянно согласовываться. Это, в свою очередь, обеспечит нормальные электромагнитные процессы в преобразователе, необходимые энергетический режим его работы и мощность в нагрузке.

Проблема согласования ТПЧ с индукционной нагрузкой достаточно хорошо освещена в литературе, поэтому остановимся на вопросе, который беспокоит, прежде всего, обслуживающего персонала. Речь

идёт о том, что проблема согласования сопровождается ещё и тем, что при этом нагрузка обычно имеет гальваническую связь с питающей сетью. Этому способствует то, что разработчики преобразовательной техники для больших мощностей не часто используют устройства гальванической развязки (трансформаторы низкой частоты или традиционные закалочные трансформаторы средней частоты с Ш-подобным замкнутым броневым магнитопроводом [3]) из-за их большой стоимости и значительных массогабаритных показателей. Наличие гальванической связи приводит к необходимости применения ряда мероприятий для электробезопасности персонала, чтобы исключить возможность случайного прикосновения к элементам нагрузки, которые находятся под потенциалом сети.

Развитие преобразовательной техники для индукционного нагрева требует появления дешевого и простого в изготовлении устройства согласования нагрузки с гальванической развязкой от сети, которое может применяться для индукционных плавильных установок мощностью десятки – сотни кВт. Поэтому задача разработки принципиального решения построения такого устройства, которое простейшими средствами реализовало бы гальваническую развязку нагрузки и при этом могло бы быть практически использованным в наиболее распространённых схемах ТПЧ без их существенных переделок, является актуальной и требует реализации. В настоящее время в качестве основного звена ТПЧ широко используются резонансные инверторы с диодами встречного тока собранные по мостовой, полумостовой или одноключевой схеме. В работе [4] рассмотрены особенности работы одноячейкового резонансного инвертора на гальванически развязанный индукционный нагреватель.

Целью данной статьи является исследование и анализ режима работы полумостового резонансного инвертора с индуктивно связанным устройством согласования, обеспечивающим гальваническую развязку индукционной нагрузки.

Устройством гальванической развязки предлагается использовать воздушный (линейный) трансформатор, состоящий из двух индуктивно связанных элементов без ферромагнитного сердечника, использование которого снижает КПД оборудования за счет потерь на гистерезис. В предложенном устройстве в качестве первичной обмотки трансформатора используется коммутирующая индуктивность инвертора. В качестве вторичной обмотки трансформатора использована дополнительная индуктивность, включённая в цепь индуктора и компенсирующего конденсатора. При определённом расположении этих элементов создаётся воздушная магнитная связь, степень такой связи характеризуется коэффициентом магнитной связи

$$K_{CB} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (1)$$

где  $M$  - взаимная индуктивность элементов цепи;  
 $L_1$  и  $L_2$  - собственные индуктивности этих элементов.  
 Следует отметить, что на практике обычно  $K_{CB} < 1$ .

Для исследования инвертора использовался метод математического моделирования электромагнитных процессов при помощи программы анализа схем силовой электроники ПАКЛС [5], с общепринятыми допущениями учета схем замещения ключевых и реактивных элементов. Для этой цели была разработана модель полумостового резонансного инвертора с индуктивно связанным устройством согласования с нагрузкой, схема которого представлена на рисунке 1.

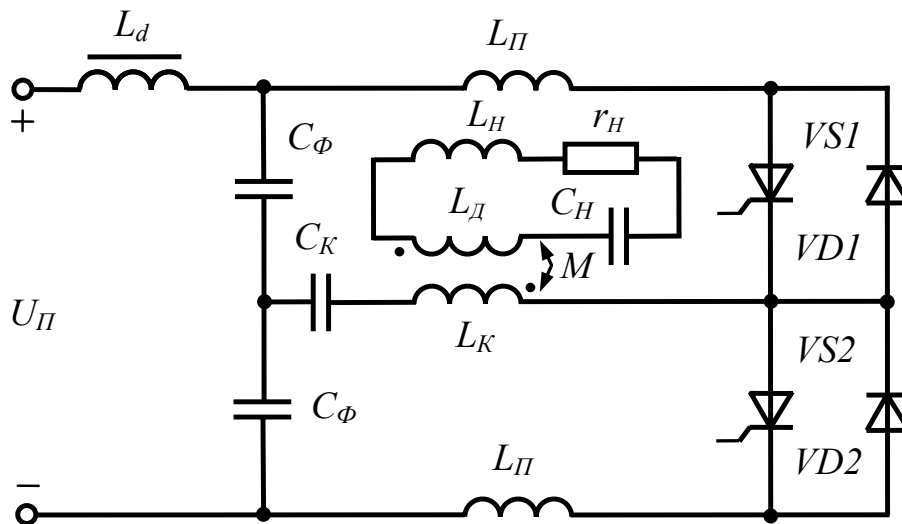


Рисунок 1

Для анализа электромагнитных процессов в математической модели исследуемой схемы входной источник постоянного напряжения представлен в виде постоянной ЭДС, а нагрузка – эквивалентными параметрами последовательной схемы замещения  $r_H$  и  $L_H$ . За период цикла плавки эти параметры могут изменяться в несколько раз [2].

Для повышения эффективности анализа, универсальности и распространения результатов исследований на возможные абсолютные величины параметров схемы использовалась система относительных единиц [6]. В этом случае были приняты следующие основные базовые величины: источник постоянного напряжения  $U_{\Pi} = 1$ ; эквивалентная коммутирующая ёмкость инвертора  $C_{KE} = (C_K \cdot C_{\Phi}) / (C_K + C_{\Phi}) = 1$ ; суммарная коммутирующая индуктивность инвертора  $L_{K\Sigma} = L_K + L_{\Pi} = 1$ , базовый

ток  $I = U_{II} / Z_K = U_{II} / \sqrt{L_{K\Sigma} / C_{KE}} = 1$ , относительно которого определяются все токи в схеме; собственная частота коммутирующего контура инвертора  $f_K = 1 / (2\pi \sqrt{L_{K\Sigma} C_{KE}})$ , где  $L_K$  и  $L_{II}$  – соответственно коммутирующая индуктивность в диагонали полумоста и в плечах тиристорно-диодной ячейки;  $C_\Phi$  и  $C_K$  соответственно фильтровый и коммутирующий конденсаторы,  $Z_K$  – волновое сопротивление коммутирующего контура инвертора.

Для проведения исследований и анализа необходимо определить параметры элементов схемы. В работе [7] было установлено, что при изменении параметров нагрузки и частоты управления схема инвертора с  $C_K = C_\Phi = 2$  и  $L_K = L_{II} = 0.5$  имеет большую нагрузочную способность и обладает повышенной коммутационной устойчивостью. В связи с тем, что индуктивная связь осуществляется с индуктивностью  $L_K$  и учитывая, что из вторичного контура воздушного трансформатора в первичный вносятся активное  $R_{BH}$  и реактивное  $X_{BH}$  сопротивления, то образованная индуктивная связь может привести к расстройке коммутирующего контура. Поэтому необходимо учитывать это явление и воздушный трансформатор следует рассматривать со стороны первичной обмотки как двухполюсник с сопротивлением  $\underline{Z} = R + jX$ . Проведя аналитический анализ этого двухполюсника можно определить необходимые параметры нагрузочного контура, чтобы сохранить требуемое значение  $L_K = 0.5$ .

Расчёт проводился для принятых величин  $K_{CB} = 1$ , добротности  $Q_H = 11$ , при частоте управления  $f_V = 1.1 \cdot f_K$  и частоте нагрузочного контура  $f_H = 0.5 \cdot f_V$  при условии, что в качестве вторичной обмотки трансформатора использовалась дополнительная индуктивность  $L_D$ , включённая в цепь индуктора  $L_H$  и компенсирующего конденсатора  $C_H$ , равная  $L_H = 0.4 \cdot L_{K\Sigma} = 0.4$ . В результате были получены относительные значения параметров нагрузочного контура: активное сопротивление нагрузки  $r_H = 0.02$  и компенсирующая ёмкость  $C_H = 4.4$ . Таким образом, полученные значения  $r_H$  и  $C_H$  обеспечивают реактивное сопротивление со стороны первичной обмотки трансформатора, а следовательно и его индуктивность равной принятой величине  $L_K = 0.5$ , тем самым сохраняя пропорцию оптимального распределения индуктивностей инвертора.

Анализ режима работы полумостового резонансного инвертора с индуктивно связанным устройством согласования, обеспечивающим гальваническую развязку индукционной нагрузки, проводился по результатам математического моделирования. В результате чего было исследовано и проанализировано влияние изменения частоты управления  $f_V$  и коэффициента магнитной связи воздушного трансформатора  $K_{CB}$  на энергетический режим и выходные параметры инвертора.

По результатам исследований получены и представлены на рисунках 2 и 3 кривые зависимостей относительных значений входного тока  $I_d$  инвертора, максимальных значений тока тиристора  $I_{VSm}$  и тока обратного диода  $I_{VDm}$ , напряжений на тиристоре  $U_{VSm}$ , на коммутирующем конденсаторе  $U_{Ckm}$ , на компенсирующем конденсаторе  $U_{Cnm}$  и на индукторе  $U_{Hm}$  от изменения частоты управления  $f_y$  отнесённой к частоте коммутирующего контура  $f_k$  при различных коэффициентах магнитной связи  $K_{CB} = 0.5, 0.75$  и  $0.9$  для добротности нагрузки  $Q_H = 11$ .

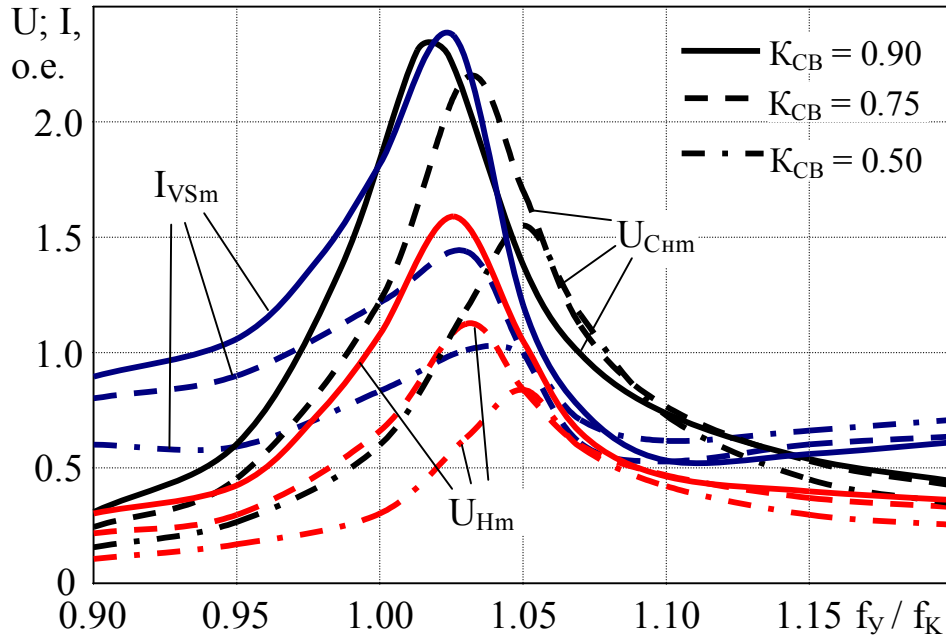


Рисунок 2

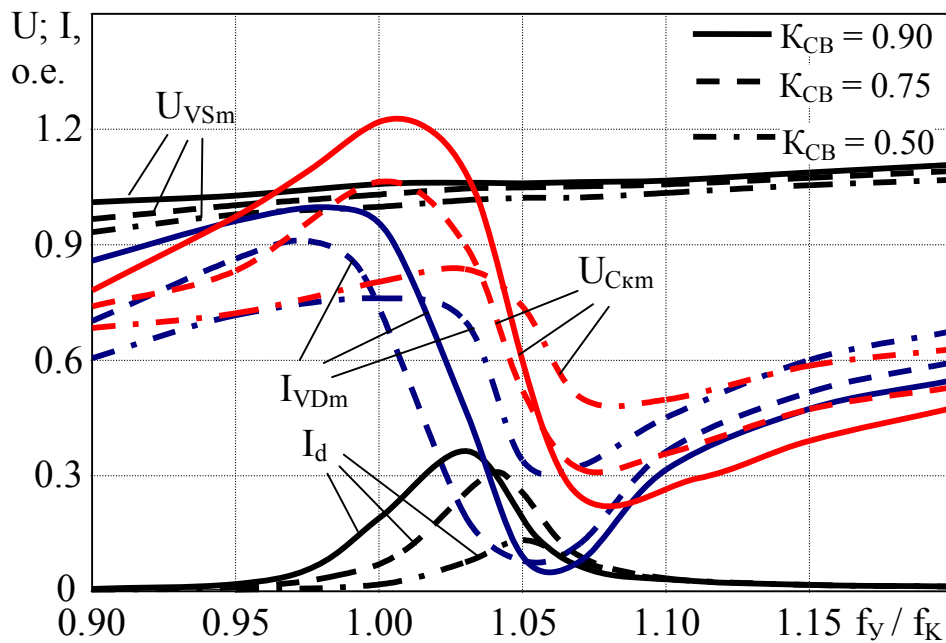


Рисунок 3

Из приведенных кривых на рисунках 2 и 3 видно, что изменяя частоту управления, можно осуществлять регулирование энергетического режима и выходных параметров инвертора. При этом наблюдается экстремальное значение тока тиристора  $I_{VSm}$ , напряжений на компенсирующем конденсаторе  $U_{Cm}$  и на индукторе  $U_{Hm}$  и входного тока инвертора  $I_d$ , а, следовательно, и мощности преобразователя. Это явление проявляется при любых значениях коэффициента магнитной связи  $K_{CB}$ , причем, чем больше значение  $K_{CB}$ , тем выше находятся эти экстремумы. Следует отметить, что эти экстремумы наблюдаются на частотах  $f_{\Sigma}$  выше собственной частоты коммутирующего контура  $f_K$ , что необходимо учитывать при разработке.

Так для  $K_{CB} = 0.9$  максимально допустимое напряжение на индукторе может превышать напряжение питания в 3 раза. С уменьшением  $K_{CB}$  до 0.5 уменьшается максимальное напряжение на индукторе до значения  $0.85U_{\Pi}$ . При этом изменение частоты управления от  $0.9f_K$  до  $f_{\Sigma}$  даёт возможность осуществлять регулировку относительного значения входного тока в диапазоне от 0.01 до 0.36 о.е., а соответственно и напряжения на индукторе в диапазоне от 0.3 до 1.6 о.е.

По графикам изменения тока обратных диодов  $I_{VDm}$  видно, что с ростом частоты  $f_V$  наблюдается уменьшение тока до некоторого значения, после чего происходит его увеличение. Причём резкое уменьшение тока диодов сопровождается резким увеличением тока тиристоров  $I_{VSm}$ , входного тока инвертора  $I_d$  и соответственно напряжения на индукторе  $U_{Hm}$ . По амплитуде тока обратных диодов можно судить о загрузке инвертора, а, следовательно, и о качестве согласования и передачи мощности в нагрузку.

Что касается напряжения на тиристоре  $U_{VSm}$  то с изменением частоты его значение практически не меняется и также как напряжение на коммутирующем конденсаторе  $U_{Ckm}$  не превышает значения  $1.2U_{\Pi}$ , что является допустимым уровнем для тиристоров и конденсаторов.

На рисунке 4 представлены кривые зависимостей тех же параметров от коэффициента  $K_{CB}$  при неизменной частоте  $f_V$  равной частоте  $f_K$  для добротности нагрузки  $Q_H = 11$ .

Из приведенных графиков на рисунке 4 видно, что регулировать входной ток инвертора  $I_d$  и напряжение на нагрузке  $U_{Hm}$ , а следовательно и мощность, передаваемую в нагрузку возможно не только за счёт изменения частоты управления, а и с помощью изменения коэффициента магнитной связи  $K_{CB}$ . Возможность такого регулирования (простым перемещением взаимного расположения элементов) даёт больше возможностей для реализации технологических нужд установки и упрощает согласование инвертора с нагрузкой. При этом изменение коэффициента  $K_{CB}$  от 0.3 до 1.0 даёт возможность осуществлять

регулировку относительного значения входного тока в диапазоне от 0.01 до 0.32 о.е., а соответственно и напряжения на индукторе в диапазоне от 0.14 до 1.45 о.е.

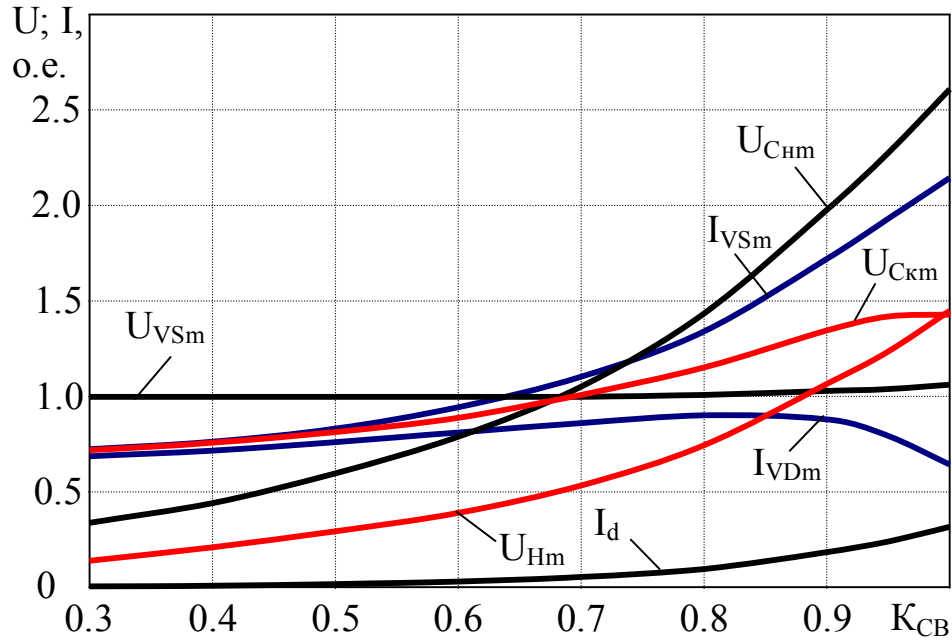


Рисунок 4

Следует также отметить, что наиболее эффективная магнитная связь в трансформаторе достигается при коэффициенте  $K_{CB} > 0.8$ . Это подтверждается графиком изменения тока обратного диода, на котором видно, что начиная с  $K_{CB} = 0.8$  до 1.0 происходит резкое уменьшение его значения. Это свидетельствует о том, что с этого момента инвертор начинает более эффективно передавать мощность в нагрузку.

При анализе работы ТПЧ учитывают соотношение между реактивным и активным сопротивлением индукционной плавильной установки, которое характеризуется добротностью  $Q_H$ .

$$Q_H = \frac{x_H}{r_H} = \frac{\omega \cdot L_H}{r_H}. \quad (3)$$

В плавильных установках тигель с расплавленным металлом отделён от индуктора слоем огнеупорного материала, поэтому добротность ИПУ зависит от величины зазора и загрузки металла и может составлять  $Q_H = 4 \div 20$  [2].

В связи с этим было исследовано и представлено на рисунках 5 и 6 влияние добротности нагрузки  $Q_H$  на выше перечисленные величины при условии неизменной частоты управления  $f_y$  равной частоте комму-

тирующего контура  $f_K$  для различных коэффициентов  $K_{CB} = 0.5, 0.8$  и  $1.0$ .

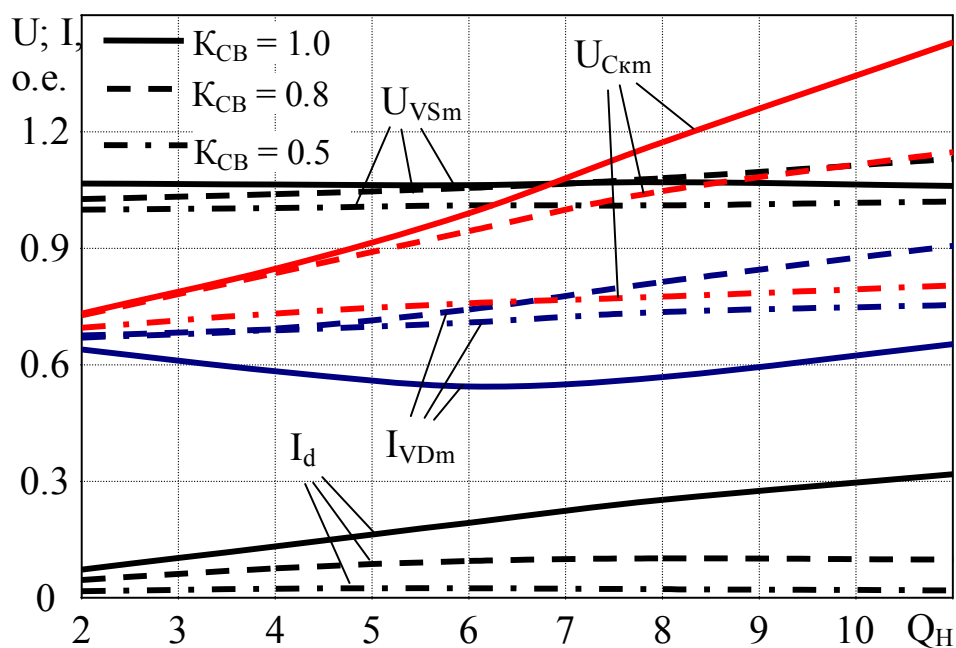


Рисунок 5

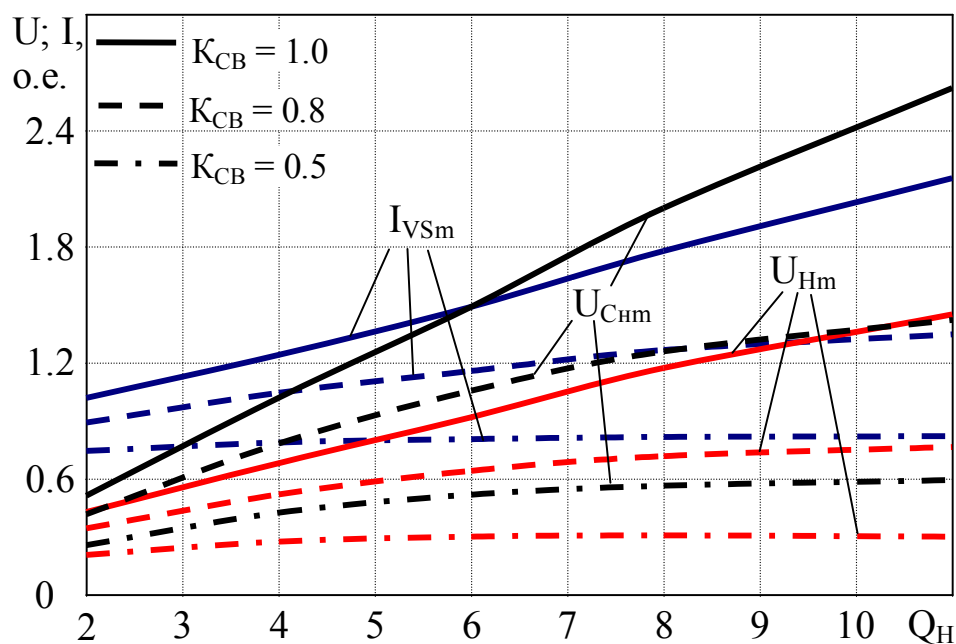


Рисунок 6

Из приведенных кривых на рисунке 5 видно, что с ростом  $Q_H$  также происходит увеличение относительных значений входного тока  $I_d$  инвертора, напряжений на коммутирующем конденсаторе  $U_{Ckm}$  и на индукторе  $U_{Hm}$ . Причём при  $K_{CB} = 0.8$  и  $1.0$  это увеличение происходит бо-



лее быстро, чем при  $K_{CB} = 0.5$ . Это также подтверждает, что эффективная магнитная связь в трансформаторе достигается при коэффициенте  $K_{CB} > 0.8$ . Напряжение на тиристоре  $U_{VSm}$  практически не меняется, т.е. не зависит от  $Q_H$  и не превышает значения  $1.10U_{II}$ . По кривым изменения тока обратных диодов  $I_{VDm}$  видно, что чем выше  $K_{CB}$  и чем больше  $Q_H$  тем меньше амплитуда тока и тем больше передаётся мощности в нагрузку.

Таким образом, наличие воздушного трансформатора позволяет эксплуатировать полумостовые инверторы при изменении параметров нагрузки в широком диапазоне – от режима холостого хода (полное отсутствие металла в индукторе) до режима короткого замыкания нагрузки. За счёт такого способа согласования даже при полном обрыве нагрузки (обрыв соединения с компенсирующим конденсатором) инвертор переходит в режим, эквивалентный короткому замыканию нагрузки для распространённых типов схем последовательных резонансных инверторов с обратными диодами.

За счёт уменьшения магнитной связи между коммутирующей индуктивностью и индуктором можно регулировать загрузку инвертора. Если ввести автоматическое регулирование расстояния между индуктивно связанными элементами в зависимости от степени загрузки инвертора, можно расширить технологические возможности индукционного оборудования.

Применение таких устройств согласования создаёт новые возможности для установок индукционного нагрева.

**Выводы.** Анализ работы полумостового инвертора показал возможность создания гальванической развязки индуктора от промышленной сети питания даже без применения специальных дополнительных трансформаторов согласования за счёт использования в качестве такого трансформатора уже существующих элементов схемы. Это даёт широкие возможности использования приведенного принципа развязки и согласования с самыми разнообразными индукторами, обеспечивая при этом необходимую электрическую безопасность обслуживающего персонала. Этот принцип может быть использован независимо от мощности установки там, где схемой инвертора уже предусмотрено использование коммутирующей индуктивности и где есть возможность создать с ней и индуктором магнитную связь.

### **Библиографический список**

1. Васильев А.С. Источники питания электротермических установок / Васильев А.С., Гуревич С.Г. Иоффе Ю.С. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 248с.: ил.

2. 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.

3. Установки индукционного нагрева: учебное пособие для вузов/ А.Е. Слухоцкий и др.; под ред. А.Е. Слухоцкого. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1981.- 170 с.

4. Ламанов С.Л. Особливості роботи однокоміркового резонансного інвертора на гальванічне розв'язаний індукційний нагрівач / С.Л. Ламанов, О.І. Комісаренко, Л.Ф. Михайлова // Сборник научных трудов ДонГТУ. – 2009. – № 29. – С. 378 – 386.

5. Система автоматизированного исследования схем силовой электроники. / А.С. Васильев, С.В. Дзлиев, С.А. Федосин, Ю.И. Блинов // Техническая электродинамика, 1985. - №1. - С. 3 – 6.

6. Анализ электромагнитных процессов в автономном последовательном инверторе методом эквивалентных генераторов./ В.В. Шипицын, В.И. Лузгин, А.А. Новиков [и др.] // Техническая электродинамика, 1983. - №2.- С. 39 – 45.

7. Саратовский Р.Н. Анализ работы полумостового резонансного инвертора на индукционную нагрузку / Р.Н. Саратовский // Сборник научных трудов ДонГТУ, 2010. – № 32. – С. 397 – 405.

**Рекомендовано к печати д.т.н., проф. Заблодским Н.Н**