

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

## **АНАЛИЗ РАБОТЫ ПОЛУМОСТОВОГО РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА НА ИНДУКЦИОННУЮ НАГРУЗКУ**

*Проаналізовано вплив параметрів реактивних елементів напівмостового резонансного інвертора на його комутаційну стійкість і навантажувальну здатність при зміні параметрів навантаження і частоти управління.*

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

*Проанализировано влияние параметров реактивных элементов полумостового резонансного инвертора на его коммутационную устойчивость и нагрузочную способность при изменении параметров нагрузки и частоты управления.*

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

**Проблема и её связь с научными и практическими задачами.** В настоящее время для питания электротермических установок широко используются тиристорные преобразователи частоты (ТПЧ), выполненные на основе инвертора тока или резонансного инвертора. В свою очередь резонансные инверторы могут быть построены по двухмостовой, мостовой или полумостовой схемах. Работа таких преобразователей зачастую характеризуется резкой зависимостью энергетического и коммутационного режимов инвертора от изменения параметров индукционной нагрузки в ходе технологического процесса. Особенно значительное изменение параметров нагрузки проявляется при плавке ферромагнитных металлов в индукционной плавильной печи [1, 2]. Это говорит о том, что если настроить преобразователь в начале нагрева на номинальную мощность, то за процесс нагрева металла изменятся параметры индукционной нагрузки и ТПЧ изменит свой режим работы, что может привести к снижению мощности, генерируемой преобразователем и, как следствие, снижению коэффициента использования ТПЧ по мощности, а также к изменению вольтамперных и коммутационных показателей элементов инвертора ТПЧ, вплоть до возможности появления нежелательных или даже аварийных режимов.

В этом случае для работы с изменяющейся нагрузкой за период индукционного нагрева возникает необходимость правильного и оптимального выбора параметров реактивных и ключевых элементов инвертора с непрерывным согласованием его с нагрузкой. Правильный выбор элементов и автоматическое согласование позволяет получить оптимальный режим работы ТПЧ и повысить надёжность электротермической установки в целом. Для этого разрабатывают различные схемные решения силовой части инвертора и вводят в состав установок индукционного нагрева специальное устройство согласования, обеспечивающее приемлемые электромагнитные процессы в преобразователе, необходимую мощность, передаваемую в нагрузку, или максимальное использование установленной мощности ТПЧ, что особенно актуально для установок индукционной плавки ферромагнитных металлов.

**Анализ исследований и публикаций.** Существуют различные схемные решения резонансных инверторов [3-5] и способов согласования ТПЧ с нагрузкой, приводящих к улучшению использования установленной мощности преобразователя [6-8]. В работе [3] предложены методы повышения мощности мостовых резонансных инверторов с удвоением частоты для индукционных установок. Здесь приведены результаты исследований математической модели резонансного инвертора с удвоением частоты при различных вариантах распределения параметров реактивных элементов. Получены характеристики, позволяющие выбрать оптимальное распределение параметров инвертора с точки зрения передачи максимальной мощности в нагрузку. В работе [4] предложены методы повышения коммутационной устойчивости ТПЧ на основе мостовых резонансных инверторов с удвоением частоты для электротермии. Здесь предложены схемные решения цепей рекуперации энергии, в которых реализован принцип ограничения напряжения на нагрузке на различных уровнях. Приведены результаты исследований математических моделей данных схемных решений и получены их характеристики, которые подтверждают, что коммутационная устойчивость сохраняется в широком диапазоне изменения нагрузки. В работе [5] рассмотрены способы обеспечения допустимых режимов работы вентиля в ТПЧ для индукционного нагрева металлов и предложена универсальная адаптивная структурная схема ТПЧ к изменению параметров нагрузки в широком диапазоне.

Рассматривая характеристики резонансных инверторов и их схем, можно отметить общую для них особенность - резкую зависимость от нагрузки, как выходного напряжения, так и параметров, определяющих коммутационную устойчивость т.е. допустимую работу вентиля, в частности, время восстановления их запирающих свойств, напряжение на вентиле, ток через вентиль [1, 2]. Это обстоятельство усложняет исполь-

зование ТПЧ с резонансным инвертором при индукционном нагреве, где строго постоянная нагрузка встречается очень редко. Поэтому правильный выбор параметров элементов инвертора очень важен для безаварийной работы преобразователя и установки в целом.

Если рассматривать применение ТПЧ для установок индукционного нагрева на основе резонансных инверторов, то для установок мощностью до 50 кВт целесообразно использовать полумостовой инвертор, от 50 до 320 кВт обычно используют мостовой инвертор, выше 320 кВт можно применить двухмостовой инвертор, но целесообразней инвертор тока. Анализ работы мостового и двухмостового инверторов очень хорошо освещены в литературе [1 - 9], поэтому остановимся и проанализируем работу полумостового резонансного инвертора.

**Целью настоящей работы** является определение влияния параметров реактивных элементов полумостового резонансного инвертора на его коммутационную устойчивость и нагрузочную способность при изменении параметров нагрузки и частоты управления.

**Изложение материала и его результаты.** В настоящей работе приведены результаты исследований математической модели полумостового резонансного инвертора, схема которого представлена на рисунке 1, получены его нагрузочные и регулировочные характеристики при различных соотношениях реактивных элементов инвертора.

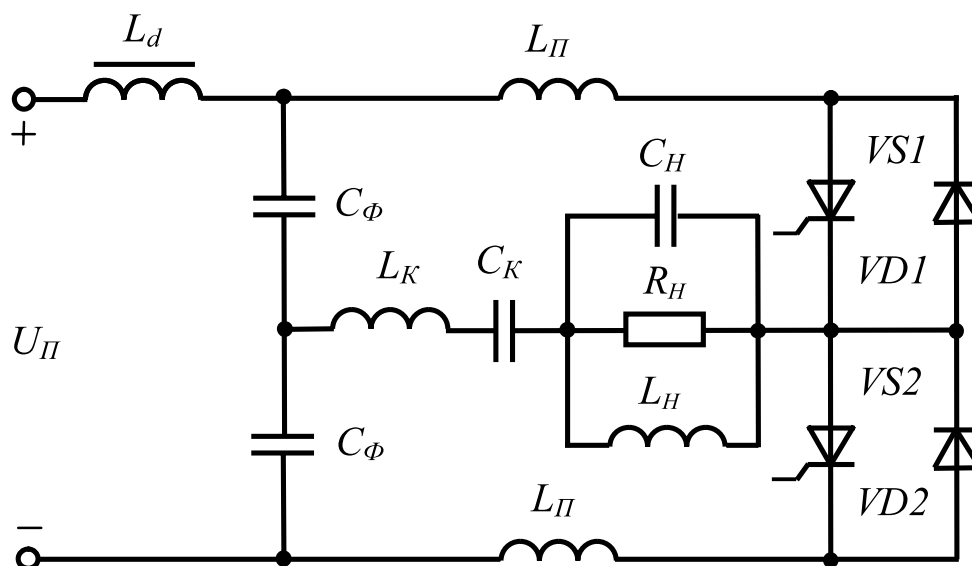


Рисунок 1 - Схема полумостового резонансного инвертора

Для исследования инвертора использовался метод математического моделирования электромагнитных процессов с помощью программы анализа схем силовой электроники ПАКЛС [5], при общепринятых до-

пущениях учета схем замещения ключевых и реактивных элементов. В математической модели исследуемой схемы входной источник был представлен в виде постоянной ЭДС, нагрузка учтена в виде параллельного RLC – контура. Для повышения эффективности анализа и придания ему универсальности использовалась система относительных единиц. В этом случае были приняты следующие основные базовые величины: источник постоянного напряжения  $U_{II} = 1$ , суммарная коммутирующая индуктивность  $L_{K\Sigma} = L_K + L_{II} = 1$ , эквивалентная коммутирующая ёмкость  $C_{KЭ} = (C_K \cdot C_\Phi) / (C_K + C_\Phi) = 1$ , 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.

Для анализа влияния параметров реактивных элементов полумостового резонансного инвертора на его коммутационную устойчивость и нагрузочную способность при изменении параметров нагрузки была исследована математическая модель инвертора. Моделирование осуществлялось для двух вариантов соотношения ёмкостей  $C_K$  и  $C_\Phi$  (а -  $C_K = C_\Phi = 2$  и б -  $C_\Phi = 1$ ,  $C_K$  отсутствует) с тремя случаями распределения коммутирующей индуктивности (1 -  $L_{II} = 1$ ; 2 -  $L_K = 1$  и 3 -  $L_K = L_{II} = 0.5$ ). В результате исследований для всех вариантов были получены и представлены на рисунке 2 нагрузочные характеристики инвертора при частоте управления равной резонансной частоте коммутирующего контура  $f_v = f_{PE3} = 1 / 6.28 \sqrt{L_{K\Sigma} \cdot C_{KЭ}}$ .

Одновременно с этими характеристиками, для оценки загрузки ключевых элементов инвертора, были получены и здесь же представлены зависимости изменения амплитудных значений напряжения на тиристорах  $U_{VSm}$  и тока через них  $I_{VSm}$ , а также тока обратных диодов  $I_{VDm}$  от коэффициента нагрузки  $K_H = R_H / Z_K = R_H / \sqrt{L_{K\Sigma} / C_{KЭ}}$ , где  $R_H$  - эквивалентное сопротивление нагрузки для параллельной схемы замещения;  $Z_K$  - волновое сопротивление коммутирующего контура. На рисунках 2,а и 2,б обозначены кривые  $U_{VSm1}$ ,  $U_{VSm2}$  и  $U_{VSm3}$  соответственно для первого случая распределения коммутирующей индуктивности когда  $L_{II} = 1$ , для второго когда  $L_K = 1$  и для третьего когда  $L_K = L_{II} = 0.5$ . Все остальные кривые для трёх случаев совпадают и представлены одной кривой с соответствующим обозначением без индексов.

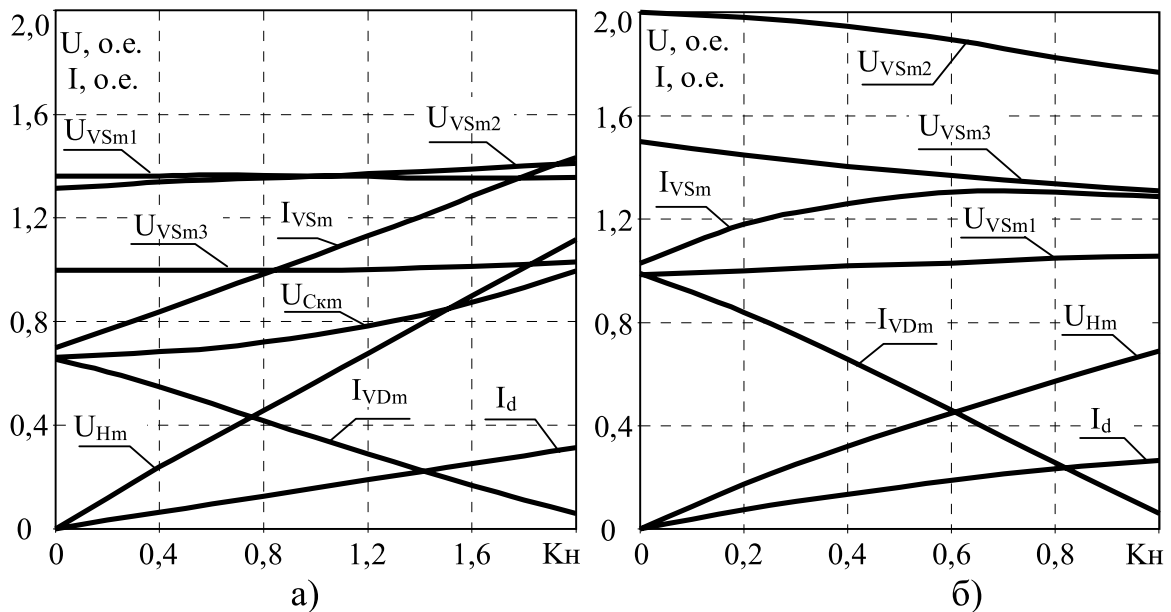


Рисунок 2 – Нагрузочные характеристики полумостового резонансного инвертора для схемы с: а)  $C_K = C_\phi = 2$ ; б)  $C_\phi = 1$ ,  $C_K$  отсутствует

Для анализа работы инвертора при изменении эквивалентного сопротивления нагрузки  $R_H$  были исследованы и проанализированы электромагнитные процессы протекающие в инверторе для двух вариантов соотношения ёмкостей  $C_K$  и  $C_\phi$  и трёх случаев распределения коммутирующей индуктивности. Типовые временные диаграммы работы инвертора для всех случаев приведены на рисунке 3. Здесь также как и на рисунках 2,а и 2,б, приведены кривые  $U_{VSm1}$ ,  $U_{VSm2}$  и  $U_{VSm3}$  с соответствующими обозначениями. Все остальные кривые для трёх случаев совпадают и представлены одной кривой с соответствующим обозначением без индексов.

В результате анализа нагрузочных характеристик  $I_d = f(K_H)$ ,  $U_{Hm} = f(K_H)$ , зависимостей  $U_{VSm} = f(K_H)$ ,  $I_{VSm} = f(K_H)$ ,  $I_{VDm} = f(K_H)$ , приведенных на рисунке 2, и временных диаграмм, приведенных на рисунке 3, видно, что режим работы инвертора зависит не только от соотношения ёмкостей  $C_K$  и  $C_\phi$ , но и от распределения индуктивностей  $L_K$  и  $L_\Pi$ . Если сравнивать работу инвертора по зависимостям изменения входного тока  $I_d = f(K_H)$ , напряжения на нагрузке  $U_{Hm} = f(K_H)$ , по нагрузке током тиристора  $I_{VSm} = f(K_H)$  и диода  $I_{VDm} = f(K_H)$  или по временным диаграммам для двух случаев соотношения ёмкостей  $C_K$  и  $C_\phi$  при различных распределениях индуктивностей то видно, что любое соотношение индуктивностей в обоих случаях не влияет на электромагнитные процессы в инверторе, но зато существенно влияет на величину и форму напряжения на тиристорах.

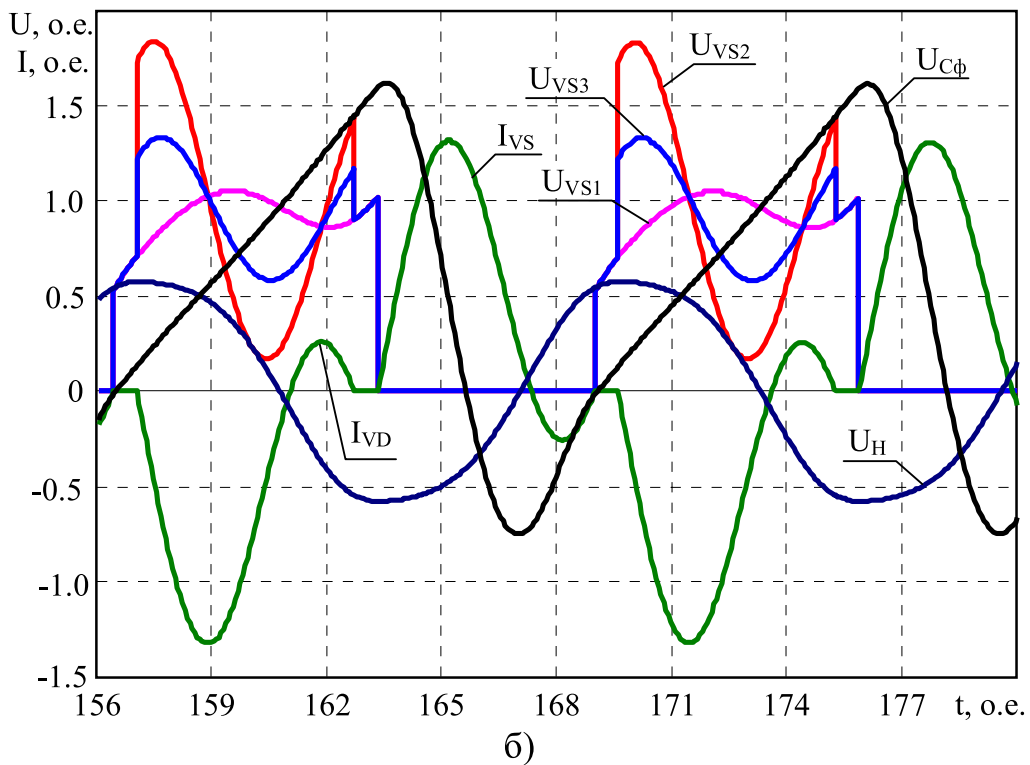
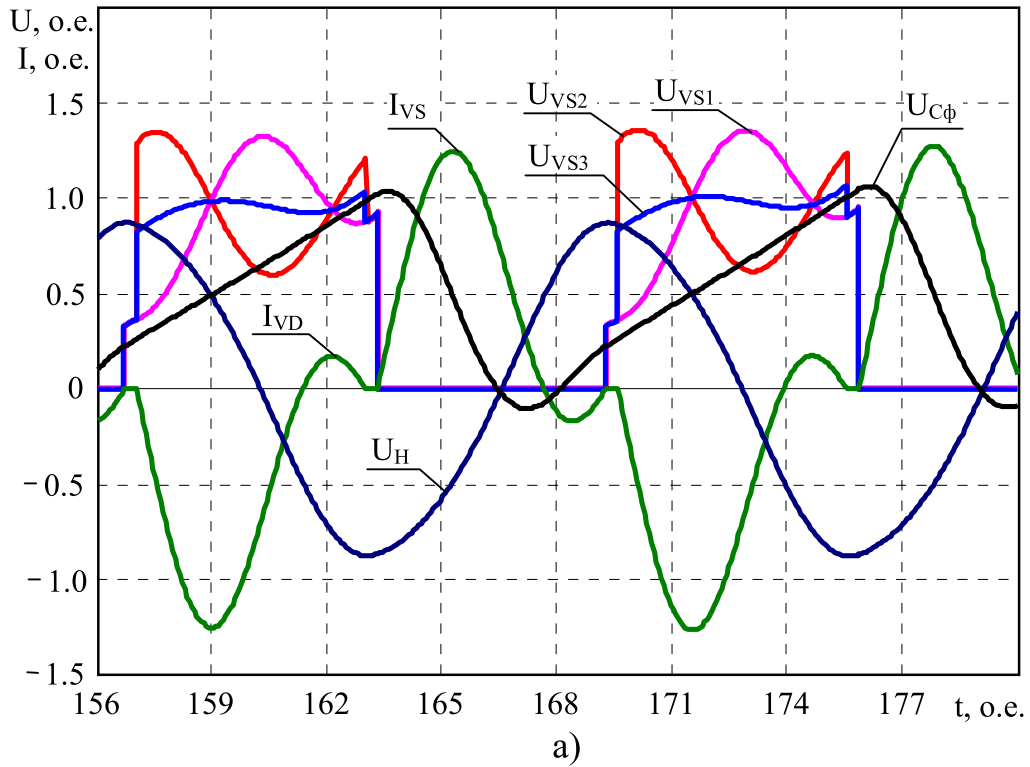


Рисунок 3 – Временные диаграммы работы полумостового резонансного инвертора для схемы с:

а)  $C_K = C_\phi = 2$  при  $K_H = 1.6$ ; б)  $C_\phi = 1$ ,  $C_K$  отсутствует при  $K_H = 0.8$

В результате, можно сделать вывод, что для двух случаев соотношения ёмкостей  $C_K$  и  $C_\Phi$  существует оптимальное распределение коммутационной индуктивности с точки зрения величины напряжения на тиристоре. Как видно из графика зависимости  $U_{VSm} = f(K_H)$  и из временных диаграмм для схемы с  $C_K = 1$  оптимальным распределением является  $L_\Pi = 1$  и  $L_K = 0$ , т.к. в этом случае напряжение имеет минимальное значение на уровне  $U_{VSm} = 1$  о.е. То есть при переводе в абсолютные величины это соответствует значению напряжения на входе инвертора  $U_\Pi$ . А для схемы с  $C_K = C_\Phi = 2$  оптимальным распределением является  $L_K = L_\Pi = 0.5$ , и в этом случае напряжение также имеет минимальное значение на уровне  $U_{VSm} = 1$  о.е. Также следует отметить, что для схемы с  $C_K = C_\Phi = 2$  напряжение на фильтровом конденсаторе  $U_{C\Phi}$  меньше, но при этом увеличивается напряжение на нагрузке  $U_{Hm}$  и входной ток инвертора  $I_d$ , а следовательно и мощность передаваемая в нагрузку.

Таким образом анализ полученных характеристик и временных диаграмм показал, что режим работы исследуемой схемы инвертора с  $C_K = C_\Phi = 2$  энергетически более выгоден, чем при  $C_\Phi = 1$ , так как в этом случае инвертор может работать при больших коэффициентах нагрузки, а это говорит о том, что нагрузочная способность такой схемы выше.

Для анализа регулировочных свойств полумостового инвертора для двух случаев соотношения ёмкостей  $C_K$  и  $C_\Phi$  с оптимальными значениями индуктивностей при значениях  $K_H$  близких к максимальным (для  $C_K = C_\Phi = 2$   $K_H = 1.6$ , для  $C_\Phi = 1$  и отсутствии  $C_K$   $K_H = 0.8$ ) была исследована математическая модель инвертора, в результате чего получены и представлены на рисунке 4 его регулировочные характеристики и зависимости изменения амплитудных значений напряжения на тиристорах  $U_{VSm}$  и тока через них  $I_{VSm}$ , а также тока обратных диодов  $I_{VDm}$  от коэффициента управления  $K_y = f_y / f_{yном}$ , где  $f_{yном}$  – номинальная частота управления равная резонансной частоте нагрузочного контура.

Из полученных регулировочных характеристик видно, что схема инвертора с  $C_K = C_\Phi = 2$  обладает большей глубиной регулирования выходного напряжения, чем схема с  $C_\Phi = 1$ , что подтверждается кривой изменения напряжения на нагрузке  $U_{Hm}$ . То есть при частотном регулировании в диапазоне  $(0.8 - 1)f_{yном}$  значение напряжения на нагрузке для схемы с  $C_K = C_\Phi = 2$  может достигать  $(0.17-0.9)U_\Pi$ , а для схемы с  $C_\Phi = 1$  -  $(0.25-0.6)U_\Pi$ . Тогда как максимальная мощность преобразователя для обеих схем, оцениваемая по входному току инвертора  $I_d$ , практически одинаковая. При этом, как показывают зависимости  $I_{VSm} = f(K_y)$ ,  $U_{VSm} = f(K_y)$  и  $I_{VDm} = f(K_y)$  максимальное значение тока тиристоров инвертора, напряжения на них и тока обратных диодов для схемы с  $C_K = C_\Phi = 2$  может достигать соответственно на 18%, 11% и 18% меньше чем для схемы с  $C_\Phi = 1$ , что увеличивает коммутационную ус-

тойчивость схемы. Одновременно с этим для схемы с  $C_K = C_\Phi = 2$  для больших значениях  $K_H$  при увеличении частоты управления выше номинальной существует момент, когда ток обратных диодов значительно уменьшается, а значит и уменьшается время для восстановления запирающих свойств тиристоров, что может привести к опрокидыванию инвертора и выходу его из строя. Поэтому в системе управления должен быть предусмотрен контроль тока обратных диодов или ограничен верхний предел диапазона частоты управления.

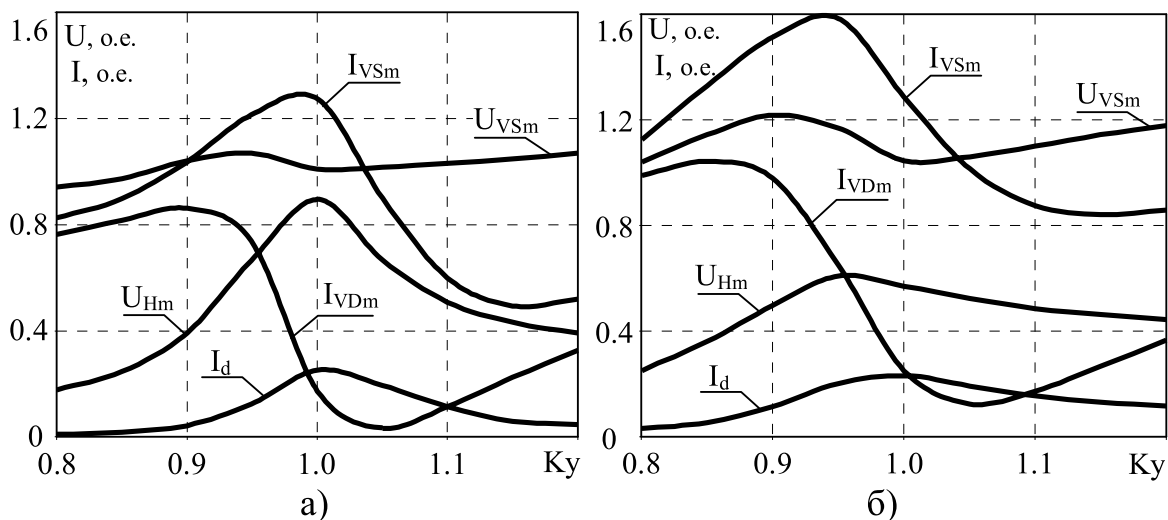


Рисунок 4 – Регулировочные характеристики полумостового резонансного инвертора для схемы с:  
 а)  $C_K = C_\Phi = 2$ ; б)  $C_\Phi = 1$ ,  $C_K$  отсутствует.

В целом у обеих схем наблюдаются регулировочные свойства, позволяющие устойчиво работать инвертору при изменении параметров нагрузки и обеспечивать необходимую нагрузочную способность для соответствующей индукционной нагрузки.

#### Выводы.

1. С помощью математического моделирования доказано, что на коммутационную устойчивость и нагрузочную способность полумостового резонансного инвертора влияет распределение его реактивных элементов.

2. Анализ результатов моделирования показал, что для схемы с  $C_K = C_\Phi = 2$  оптимальным распределением индуктивностей является  $L_K = L_\Pi = 0.5$ , а для схемы с  $C_K = 1 - L_\Pi = 1$  и  $L_K = 0$ .

3. Установлено, что при изменении параметров нагрузки и частоты управления схема инвертора с  $C_K = C_\Phi = 2$  и  $L_K = L_\Pi = 0.5$  имеет большую нагрузочную способность и обладает повышенной коммутационной устойчивостью.



## 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, 1983. - 208с.

3. Повышение мощности резонансных инверторов с удвоением частоты для индукционных установок / В.Л. Дзюба, В.И. Ушаков, А.Г. Глебин [та ін.] // Ресурсозберігаючі технології виробництва та обробки тиском матеріалів в машинобудуванні: зб. наук. пр. СУНУ ім. В.Даля. - 2004.- Ч. 2. - С. 3-9.

4. Повышение коммутационной устойчивости тиристорных преобразователей частоты для электротермии / В.И. Ушаков, Д.В. Кобец, Р.Н. Саратовский [та ін.] // Сборник научных трудов ДонГТУ. - 2005. - № 19. - С. 424 - 433.

5. Способы повышения надёжности работы тиристорных преобразователей частоты для индукционного нагрева металлов путём стабилизации режимов работы вентиля / В.Л. Дзюба, В.И. Ушаков, Р.Н. Саратовский, А.Г. Глебин // Сб. науч. тр. по материалам 5-ой междунар. науч.-техн. конф., Харьковского физико-технического института. - 2004. - С. 43 - 47.

6. Согласование тиристорного преобразователя частоты с индукционной нагрузкой / Р.Н. Саратовский, В.И. Ушаков, А.Н. Баранов, А.Г. Глебин // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". - 2005. - Ч.4. - С. 20 - 23.

7. Саратовский Р.Н. Комбинированный способ согласования тиристорного преобразователя частоты с индукционной плавильной печью / Р.Н. Саратовский // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". - 2006. - Ч.4. - С. 39 - 44.

8. Согласование тиристорного преобразователя частоты с нагрузкой / Ю.М. Гусев, А.К. Белкин, А.А. Шуляк, Л.Э. Рогинская // Техн. електродинаміка. Спец. Випуск. - 1998. - №2. - Т2. - С. 23 - 26.

9. Ушаков В.И. Тиристорные преобразователи частоты для индукционных нагревательных установок / В.И. Ушаков // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». - 2002. - Ч.5. - С. 63 - 66.

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