

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА С ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ МОЩНОСТИ В ИНДУКТОРЕ

Д.Б. Бородин, магистрант 2го года каф. ПрЭ,
Р.Г. Калинин, м.н.с. ЛИМОС

Научный руководитель: В.Д. Семёнов, к.т.н., проф. Каф. ПрЭ
г.Томск, ТУСУР, Borodindanila@mail.ru

В литературе [1], были рассмотрены основные схемотехнические решения преобразователей постоянного напряжения в переменное напряжение, а также алгоритмы регулирования мощности в индукторе. По результатам исследований, рассматривающих преобразователи с точки зрения количества элементов силовой цепи и алгоритма управления транзисторными ключами, обеспечивающие наименьшие потери, был выбран одноконтурный полумостовой резонансный преобразователь с частотным регулированием. В таком преобразователе для реализации «мягкого переключения» необходимо, чтобы частота переключения силовых ключей была приближена к резонансной частоте LC -контура нагрузки. При рабочей частоте, меньшей резонансной, переключение силовых транзисторов происходит в «жёстком» режиме, что сопровождается большими потерями в транзисторах.

Одним из решений данной проблемы является введение в схему непосредственного преобразователя напряжения и дополнительного контура обратной связи для регулирования мощности в индукторе при помощи изменения величины входного напряжения преобразователя.

В данной статье приводится сравнение двух преобразователей с двойным регулированием мощности в индукторе. В обоих преобразователях частота переключения транзисторов совпадает с резонансной частотой LC -контура, на который нагружены эти преобразователи. Мощность индуктора регулируется посредством изменения амплитуды напряжения на выходе преобразователей: в одном случае на входе инвертора стоит регулируемый источник постоянного напряжения (НПН-1), в другом амплитуда напряжения регулируется за счет изменения относительного времени открытого состояния транзисторов инвертора. Структурные схемы реализации двух типов регулирования мощности резонансного преобразователя представлены на рисунке 1.

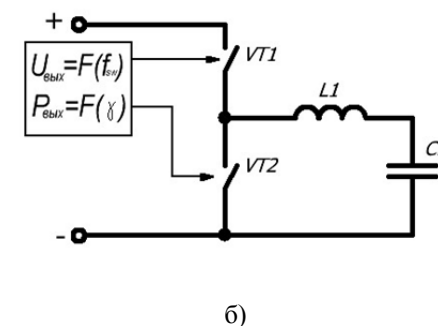
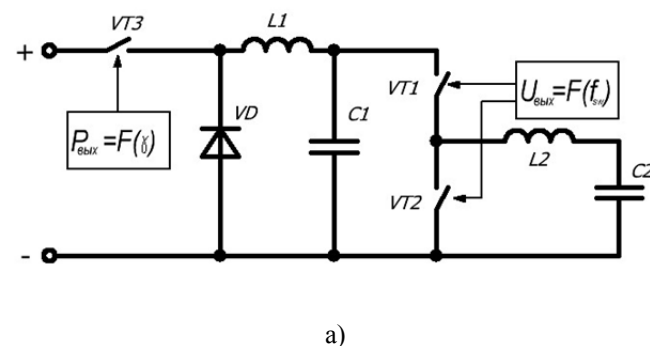


Рис. 1 – Схемы реализации широтно-импульсного регулирования (а) и несимметрично-импульсного регулирования (б).

Моделирование проводилось в среде схемотехнического моделирования LTSpice IV. Сравнение эффективности представленных преобразователей и их алгоритмов регулирования осуществлялось путем сравнения потерь мощности в силовых ключах и КПД преобразователей. Графики зависимостей динамических потерь на ключевых элементах схемы от величины относительной длительности импульсов представлены на рисунках 2, 3.

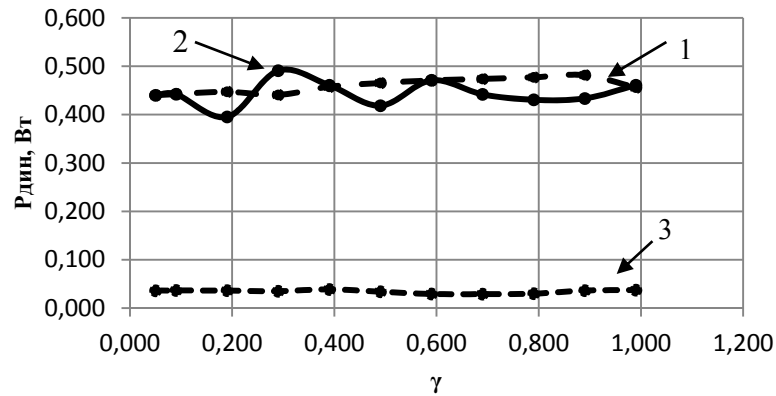


Рис. 2 – Зависимость динамических потерь ключевых элементов от относительной длительности импульсов при ШИР (1,2 – верхний и нижний ключ резонансного преобразователя соответственно, 3 – ключ входного широтно-импульсного регулятора).

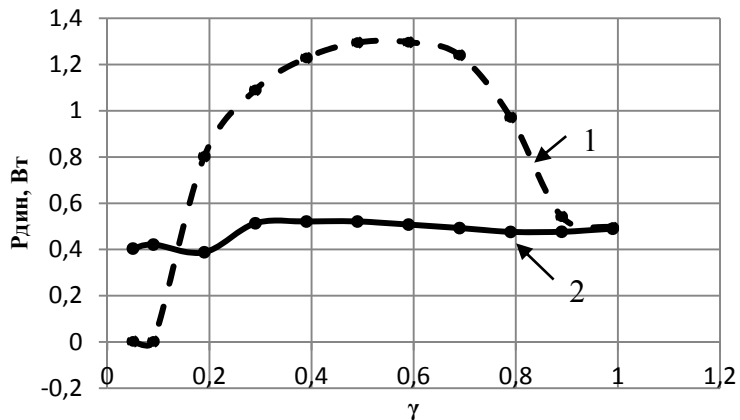


Рис. 3 – Зависимость динамических потерь ключевых элементов от относительной длительности импульсов при НИР (1,2 – верхний и нижний ключ резонансного преобразователя соответственно).

Как видно из рисунков 2 и 3, динамические потери на ключевых элементах при широтно-импульсном регулировании много меньше, чем при несимметричном широтно-импульсном регулировании, что позволяет сохранить высокие энергетические

показатели при данном способе регулирования и позволяет сохранить режим «мягкой коммутации»[2].

На рисунке 4 представлена зависимость суммарных потерь мощности на транзисторах от времени относительной длительности импульса.

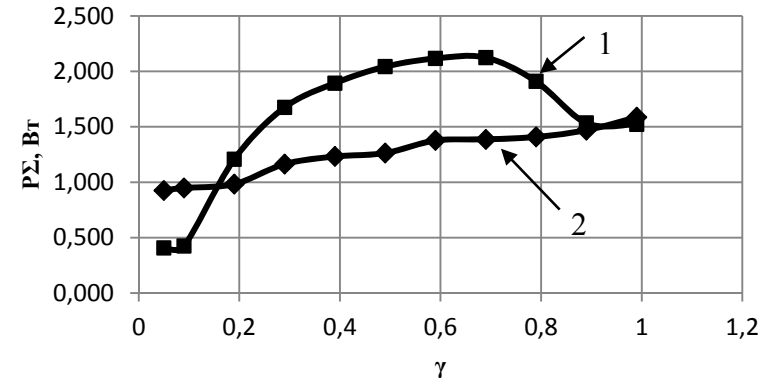


Рис. 4 – Зависимость суммарных потерь на ключевых элементах от относительной длительности импульса при несимметричном широтно-импульсном (1) и широтно-импульсном (2) регулировании мощности резонансного преобразователя.

Как видно из рисунка 4, суммарные потери при несимметричном широтно-импульсном регулировании (НИР) увеличиваются – это обуславливается неравномерной нагрузкой ключевых элементов схемы – при нелинейно-импульсном регулировании, при увеличении γ , уменьшается длительность открытого состояния верхнего ключа и увеличивается длительность открытого состояния нижнего [1]. Таким образом нижний транзистор полумоста включается в мягком режиме во всем диапазоне регулирования. Верхний ключ, по мере уменьшения гаммы переходит в режим жесткой коммутации. Также необходимо отметить изменение КПД резонансного преобразователя при НИР. На рисунке 5 представлены зависимости КПД резонансного преобразователя от γ , при различных способах регулирования.

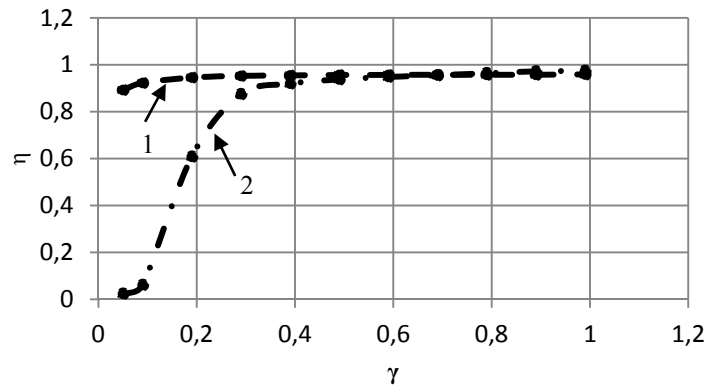


Рис. 5 – Зависимость КПД резонансного преобразователя от относительной длительности импульса при ШИР(1) и НИР(2).

Низкий КПД при малых значениях γ , в случае НИР, обуславливается большими потерями мощности в ключевых элементах в результате «жесткой» коммутации верхнего транзистора. На участке от $0,5\gamma$ до $0,8\gamma$, КПД совпадает, а от $0,8\gamma$ КПД преобразователя с НИР превышает КПД преобразователя с предварительным ШИР на 2%. Это объясняется наличием регулируемого входного источника в схеме с предварительной ШИР. На участке $0,1-0,4\gamma$ КПД преобразователя с НИР значительно отличается от КПД преобразователя с ШИР. Это связано с большими потерями на верхнем ключе полумоста.

Поэтому, предпочтительнее использовать схему резонансного преобразователя с широтно-импульсным регулированием из-за равномерной нагрузки на силовые ключи. Также возможно увеличить КПД данного преобразователя при помощи введения квазирезонансной цепи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Калинин Р.Г. Устройство индукционного нагрева для снятия изоляции с проводов: диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук: 05.09.12 / Калинин Роман Геннадьевич.– Томск, 2014 – 171с.

2. Дзлиев С.В. Характеристики резонансного транзисторного инвертора напряжения при фазовом и частотном регулировании / Дзлиев С.В., Патанов Д.А.// Актуальные проблемы теории и практики индукционного нагрева(АРИН-2005). Материалы международной научно-технической конференции., Санкт-Петербург, 2005г., Май 25-26[Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://intern.su/pdfs/25.pdf>