

## **ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРНОГО РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ФАЗОВОМ И ЧАСТОТНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ**

С.В. Дзлиев, Д.А. Патанов

Санкт-Петербургский Государственный Электротехнический Университет,  
Россия, 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

### **ABSTRACT**

Two ways of output power regulation in the voltage transistor inverter for induction heating are considered. This is a frequency and a phase way of regulation. Researches with the help of the developed model of the transistor inverter are carried out. Switching processes in transistors at output power regulation of the inverter are investigated. The regulation curve of the inverter, value of power losses in transistors and efficiency of the inverter at frequency and phase regulation are received. Researches have shown that both these ways of regulation can be used at control system designing for induction heating power supply.

### **ВВЕДЕНИЕ**

Транзисторные инверторы напряжения широко используются в источниках питания установок индукционного нагрева металла. Многие технологии индукционного нагрева требуют глубокого регулирования мощности. В источниках питания, выполненных по схеме резонансного инвертора напряжения, регулирование мощности можно осуществлять путем частотного и фазового регулирования инвертора или путем регулирования выходного напряжения выпрямителя.

Регулируемый выпрямитель или широтно-импульсный регулятор на выходе выпрямителя усложняют силовую схему источника питания.

Частотный и фазовый способы регулирования при комплексном и согласованном использовании позволяют обеспечить широкий диапазон регулирования при сохранении высоких энергетических показателей.

Доклад посвящен анализу этих двух способов регулирования.

### **ФАЗОВЫЙ И ЧАСТОТНЫЙ СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ**

Частотный способ регулирования резонансных инверторов напряжения широко применяется на практике [1]. Он основан на свойстве последовательного резонансного контура с затуханием, который, как правило, является нагрузкой инвертора напряжения в установках индукционного нагрева, потреблять максимальную активную мощность на резонансной частоте. Чем выше добротность нагрузочного контура, тем острее регулировочная характеристика инвертора.

Для обеспечения “мягкой” [2, 3] коммутации транзисторов частота выходного напряжения инвертора во всем диапазоне регулирования должна быть выше резонансной частоты нагрузочного контура, что соответствует индуктивной расстройке. В этом режиме включение транзистора происходит при нулевом напряжении на нем без потерь (ток в момент подачи импульса управления течет через обратный диод транзистора). Выключение транзистора происходит при токе, который существенно меньше максимального, что обуславливает низкие потери при

выключении. Дополнительное снижение потерь при выключении транзисторов обеспечивается путем снижения скорости нарастания напряжения на них за счет установки дополнительных демпфирующих конденсаторов.

Фазовый принцип управления основан на изменении времени задержки импульсов управления одного плеча инверторного моста по отношению к моменту их подачи на другое плечо [4]. При этом в цикле работы инвертора появляется интервал фазового рассогласования  $T_\alpha$  (рис. 6а), в течение которого нагрузочная диагональ отключена от источника и замкнута. За счет изменения длительности этого интервала осуществляется изменение выходной мощности инвертора.

## МОДЕЛЬ МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Характеристики при фазовом и частотном регулировании рассчитаны на модели мостового инвертора напряжения с последовательным резонансным нагрузочным контуром, настроенным на частоту  $f=66$  кГц.

Расчетная схема инвертора показана на рис. 1. Инвертор питается от источника постоянного напряжения  $V_1=500$ В, который моделирует выпрямитель.

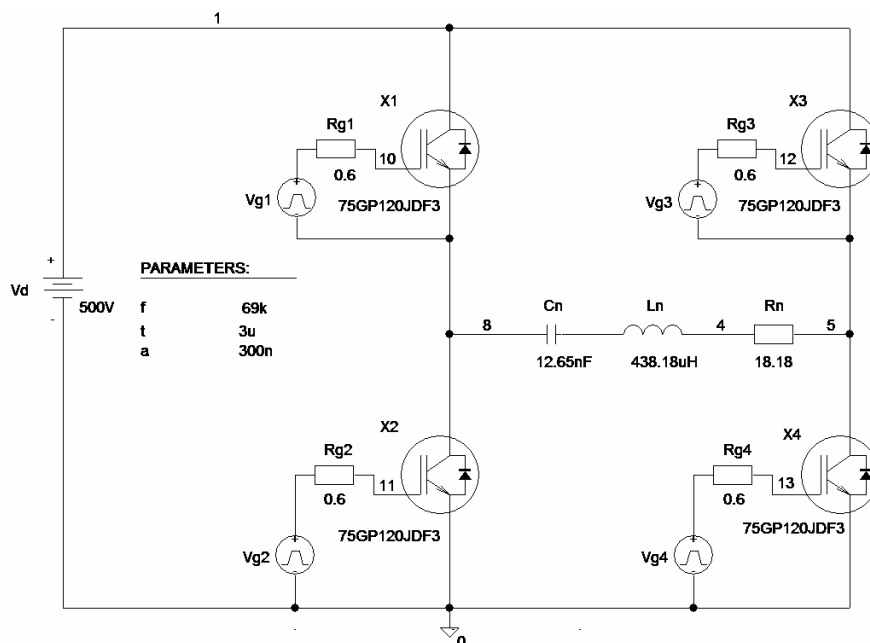


Рис. 1. Расчетная схема мостового резонансного инвертора напряжения

Расчет параметров нагрузки произведен для коэффициента мощности индуктора  $\cos\varphi=0.1$  на мощность  $P_n=10$  кВт в режиме резонанса с нулевым фазовым сдвигом по формулам:

$$R_n = \frac{8 \cdot U^2}{\pi^2 \cdot P_n}; \quad L_n = \frac{R_n}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \cos\varphi}; \quad C_n = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L_n},$$

где  $U=V_1=500$ В – амплитуда прямоугольных импульсов выходного напряжения инвертора.

Моделирование выполнено в среде ORCAD 9.2. Модель IGBT транзистора APT75GP120JDF3, использованная в расчетной схеме, предоставлена фирмой производителем Advanced Power Technology.

## РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Регулировочные характеристики рассчитаны в частотном диапазоне 66 – 72 кГц (индуктивная расстройка нагрузочного контура) при изменении интервала фазового рассогласования  $T_\alpha$  от 0 до 6 мкс.

На рис. 2 показана зависимость выходной мощности инвертора от  $f$  и  $T_{\text{зад}}=T_\alpha$ . Из графика видно, что комплексное использование частотного и фазового каналов позволяет регулировать выходную мощность инвертора от номинального значения практически до нуля.

КПД инвертора (рис. 3) максимален на резонансной частоте при  $T_\alpha=0$  и опускается ниже 90% только в области глубокого снижения выходной мощности.

На рис. 4 и 5 показаны графики средней мощности потерь в транзисторах левого плеча инвертора  $P_{x1}=P_{x2}=P_{x1,x2}$  и правого плеча  $P_{x3}=P_{x4}=P_{x3,x4}$  соответственно.

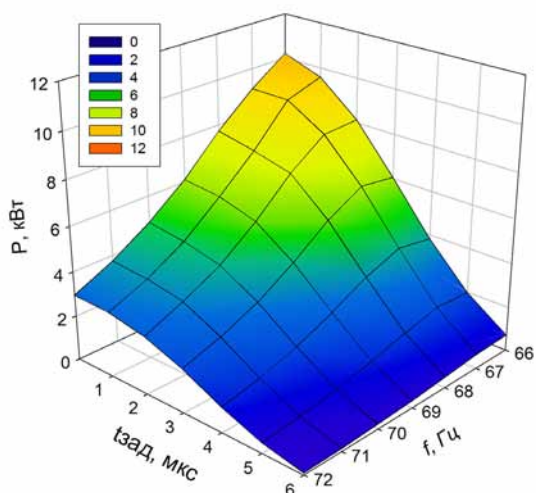


Рис. 2. Выходная мощность инвертора

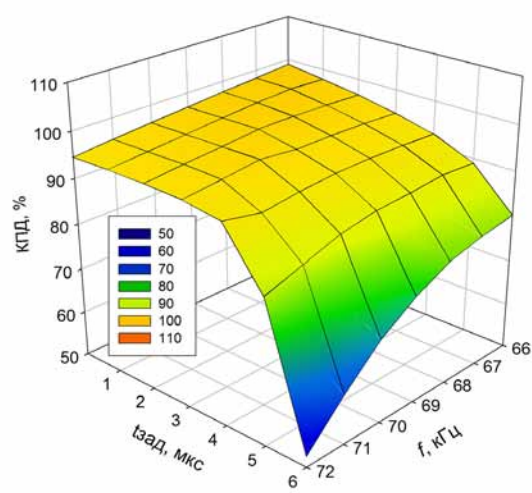


Рис. 3. КПД инвертора

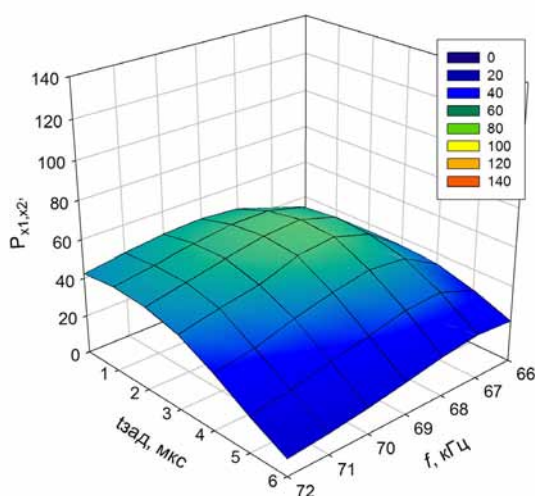


Рис. 4. Мощность потерь в транзисторах X1, X2

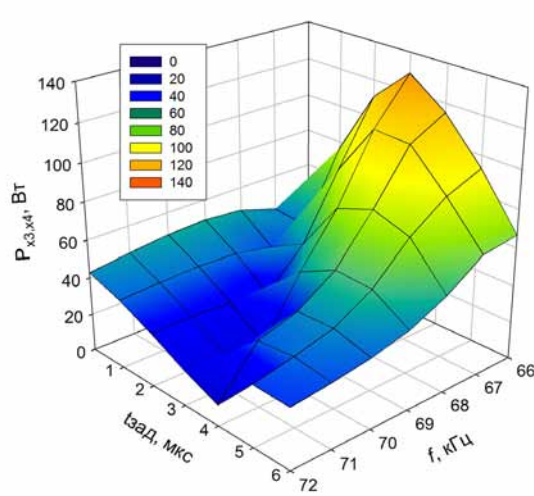


Рис. 5. Мощность потерь в транзисторах X3, X4

Потери в транзисторах левого и правого плеча инвертора в симметричном режиме ( $T_\alpha=0$ ) равны во всем диапазоне изменения частоты.

При введении фазового рассогласования  $T_\alpha$  симметрия режима работы транзисторов нарушается. При любой фиксированной частоте для транзисторов левого плеча инвертора (X1 и X2) сохраняется режим “мягкой” коммутации (включение при нулевом напряжении) во всем диапазоне фазового регулирования, а у транзисторов правого плеча (X3 и X4) при определенной фазовой расстройке происходит переход к режиму жесткой емкостной коммутации, сопровождающейся протеканием импульсов сквозного тока через оба транзистора этого плеча и ростом коммутационных потерь. Чем выше частота, тем при большей фазовой расстройке наступает режим жесткой коммутации. Мощность потерь в транзисторах правого плеча инвертора в режиме жесткой коммутации достигает 130Вт, что приблизительно в 2.5 раза превышает максимальное значение потерь в другом плече инвертора.

В то же время, на поверхности (рис. 5), характеризующей зависимость мощности потерь в транзисторах правого плеча от  $f$  и  $T_\alpha$  имеется область минимальных потерь, которая в виде “оврага” начинается в точке  $f=66\text{кГц}=f_{\text{рез}}$ ,  $T_\alpha=0$  и проходит до точки  $f=72\text{кГц}$ ,  $T_\alpha=4\text{мкс}$ . В этой области мощность потерь в X3 и X4 не превышает 20-30Вт, т.е. меньше, чем в левом плече инвертора при тех же условиях работы.

Можно утверждать, что траектория “оврага” является лучшей комбинацией управляющих воздействий  $f$  и  $T_\alpha$ , поэтому система регулирования должна быть построена так, чтобы автоматически отслеживать эту траекторию.

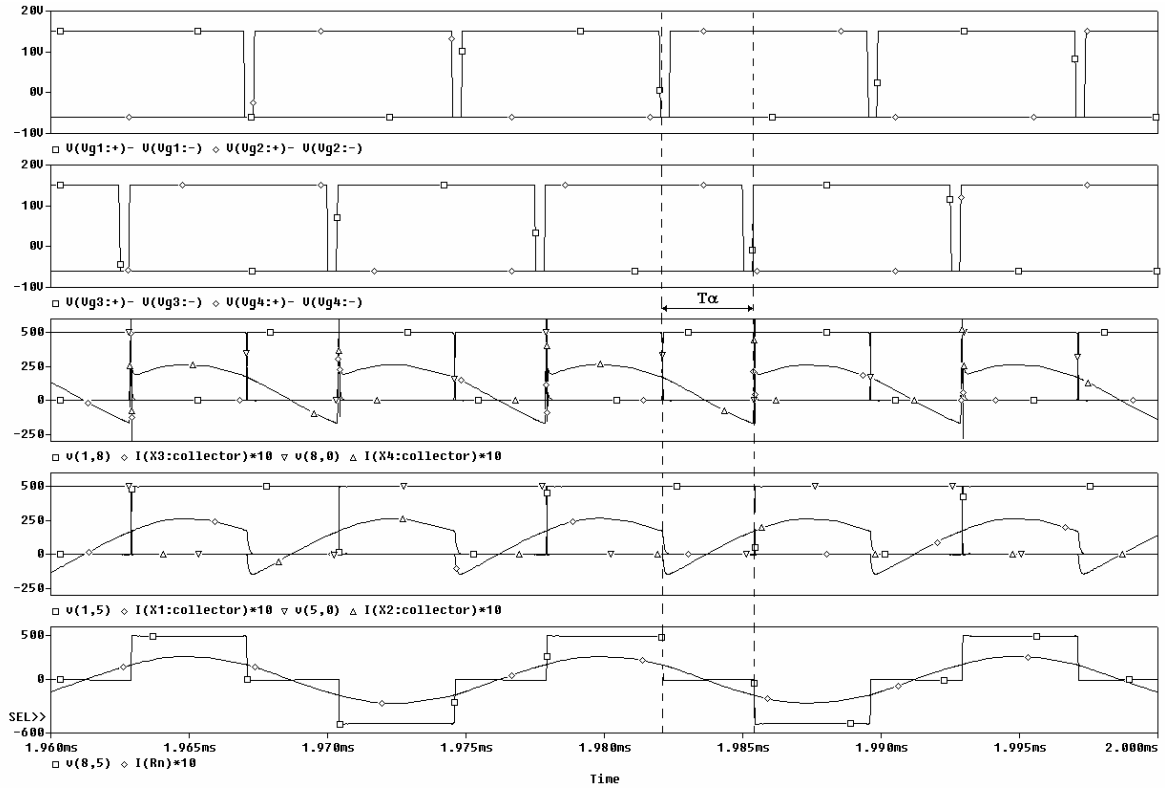
## АЛГОРИТМ ФАЗОВОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С ПОДСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ

На рис. 6 приведены временные диаграммы управляющих сигналов, тока и напряжения транзисторов левого и правого плеча инвертора, а также тока и напряжения нагрузочной диагонали инвертора (нижний график).

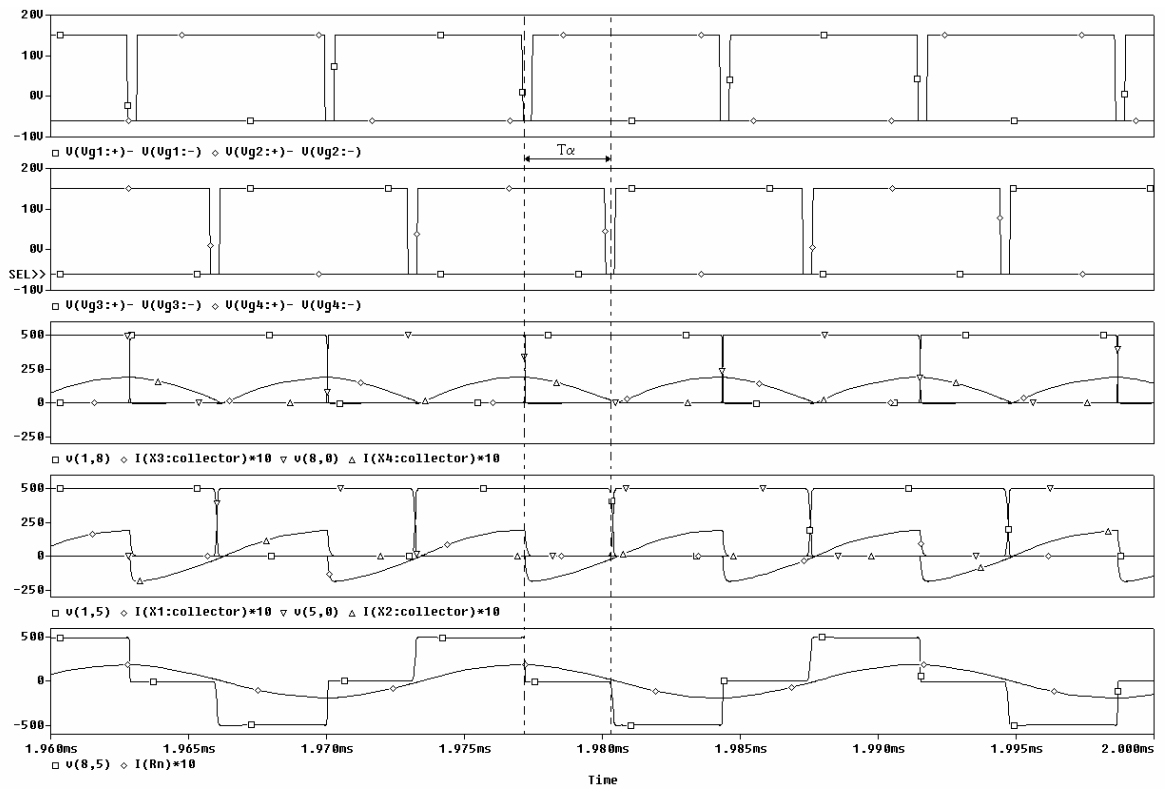
Рис. 6а иллюстрирует режим работы инвертора на резонансной частоте нагрузочного контура при фазовом рассогласовании  $T_\alpha=3\text{мкс}$ . Режим характеризуется “мягкой” коммутацией транзисторов опережающего плеча (X1 и X2) и “жесткой” коммутацией транзисторов отстающего плеча (X3 и X4) с протеканием через них сквозного тока. Режим жесткой коммутации недопустим из-за больших коммутационных потерь в транзисторах, что может привести к выходу их из строя.

На рис. 6б показаны аналогичные графики при том же фазовом рассогласовании  $T_\alpha=3\text{мкс}$ , но на частоте выше резонанса (эта точка лежит на траектории “оврага” рис. 5). На этой частоте транзисторы X3 и X4 переключаются в момент перехода тока нагрузочной диагонали через ноль, что обеспечивает оптимальный режим их коммутации при нулевом токе и при нулевом напряжении (ZVS и ZCS). Сохраняется также режим мягкой коммутации при нулевом напряжении (ZVS) транзисторов левого плеча.

Для реализации такого режима на практике необходимо при регулировании одновременно и менять фазовое рассогласование и подстраивать частоту управления, например, так, как показано на функциональной схеме преобразователя со стабилизацией мощности (входного тока инвертора  $I_d$ ) на рис. 7.



а)



б)

Рис. 6. Временные диаграммы мостового инвертора напряжения  
(а) при  $f=66\text{кГц}$  и  $T_\alpha=3\text{мкс}$  и (б) при  $f=69\text{кГц}$  и  $T_\alpha=3\text{мкс}$

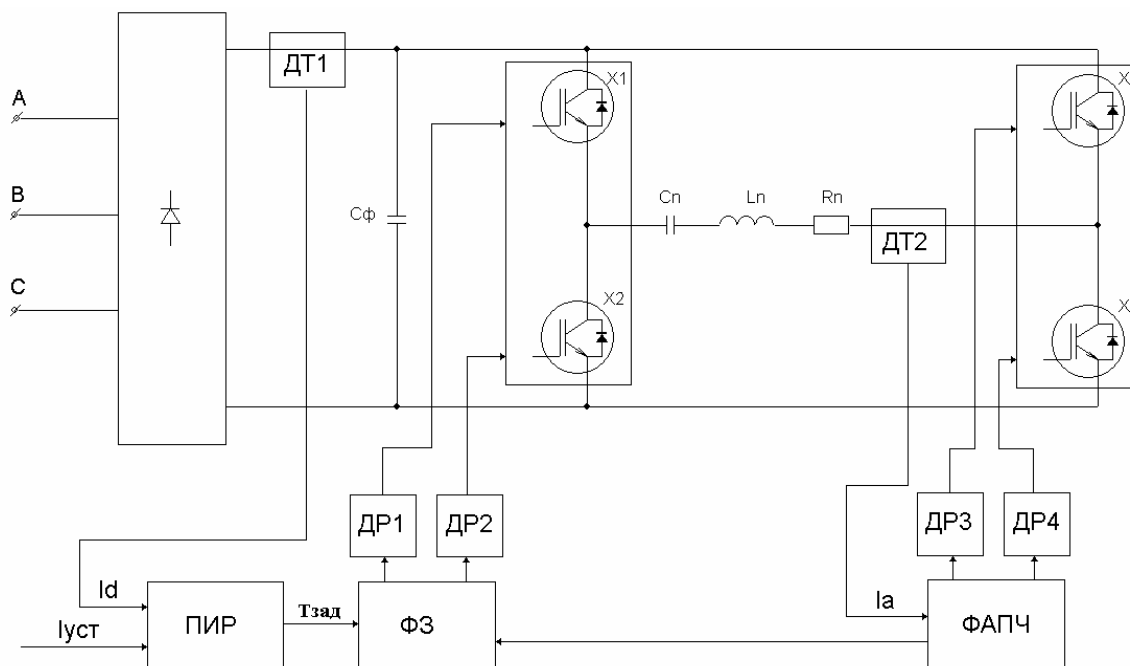


Рис. 7. Функциональная схема преобразователя со стабилизацией мощности за счет фазового регулирования с подстройкой частоты

Система управления преобразователя в этом случае состоит из трех основных блоков:

1. ФАПЧ – блок фазовой автоподстройки частоты, обеспечивающий переключение транзисторов правого плеча инвертора при переходе тока диагонали через ноль. Импульсы управления с блока ФАПЧ подаются на драйверы ДР3 и ДР4 транзисторов X3 и X4.

2. ПИР- блок пи-регулятора, который сравнивает сигнал уставки  $I_{уст}$  с измеренным значением входного тока инвертора  $I_d$  (датчик ДТ1) и выдает сигнал, пропорциональный интервалу фазового рассогласования  $T_{зад}=T_\alpha$ .

3. ФЗ – блок фазового сдвига, обеспечивающий сдвиг импульсов управления левого плеча инвертора относительно правого на величину  $T_\alpha$ . Импульсы управления с блока ФЗ подаются на драйверы ДР1 и ДР2 транзисторов X1 и X2.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные характеристики наглядно показывают наличие оптимальной траектории согласованного изменения частоты и фазы при регулировании выходной мощности инвертора напряжения.

Предложенная конфигурация системы управления инвертором напряжения с комбинированным фазовым и частотным регулированием обеспечивает глубокое регулирование мощности преобразователя при существенно меньшем диапазоне изменения частоты по сравнению с традиционным частотным регулированием. Кроме того, система автоматически поддерживает режим минимальных коммутационных потерь в силовых транзисторах во всех режимах работы, отслеживая оптимальную траекторию согласованного изменения частоты и фазы.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. / R. W. Erickson, D. Maksimovic / University of Colorado, Boulder / Publisher: Kluwer Academic Publishers, 2001
2. Коммутационные процессы в транзисторных инверторах для индукционного нагрева / Бондаренко Д.Н., Дзлиев С.В., Патанов Д.А. // Изв. ГЭТУ. – 1996. - Вып. 497. - С.98-110.
3. Общие проблемы снижения коммутационных потерь в инверторах напряжения / Д.А. Патанов // Журнал “Схемотехника” №7, 2001г.
4. Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications / H. Kifune, Y. Hatanaka, M. Nakaoka // IEE Proc. - Electr Power Appl. Vol. 151, No 1, January 2004. – p. 19.