

Общие проблемы снижения коммутационных потерь в инверторах напряжения

Снижение коммутационных потерь в силовых транзисторах инверторов вторичных источников питания с высокочастотным промежуточным преобразованием является очень важной задачей, решение которой позволяет не только увеличить КПД преобразователя и, как следствие, повысить загрузку силовых транзисторов, но и в целом улучшить массогабаритные показатели и уменьшить стоимость источника питания.

Одним из основных типов инверторов, используемых в мощных источниках питания (более 5 кВт), является инвертор напряжения [4], который относится к классу инверторов с открытым входом, то есть не имеет индуктивности на входе. Отсутствие дросселя существенно улучшает массогабаритные показатели преобразователя. Инверторы напряжения условно можно разделить на нерезонансные [5] и резонансные [6]. Отличие их друг от друга заключается в наличии или отсутствии резонансной цепи в нагрузочном контуре инвертора. Достоинство резонансных инверторов состоит в том, что они обеспечивают режим работы силовых транзисторов с минимальными коммутационными потерями в широком диапазоне регулирования выходной мощности (тока, напряжения). Для снижения коммутационных потерь до минимума необходимо обеспечить "мягкую" коммутацию транзисторов, то есть коммутацию при нулевом напряжении (ZVS — Zero Voltage Switching) или при нулевом токе (ZCS — Zero Current Switching). Это может быть достигнуто двумя способами. Первый из них предполагает совершенствование самой транзисторной ячейки и цепей ее управления путем подключения к силовому транзистору вспомогательных цепей для повышения скорости переключения и обеспечения "мягкой" коммутации [2, 3]. Второй способ связан с выбором благоприятного момента для переключения транзисторов, причем переключение тока с одной транзисторной ячейки на другую организуется как единый оптимальный процесс [1]. Для инверторов напряжения можно использовать оба эти способа.

Существует два основных метода регулирования в таких инверторах: широтно-импульсный и частотный. Первый, как правило, используется в нерезонансных инверторах напряжения, второй — в резонансных. От способа регулирования зависит возможность сохранения режима "мягкой" коммутации транзисторов во всем диапазоне изменения выходной мощности.

Для исследования коммутационных процессов в резонансных и нерезонансных инверторах напряжения предназначены две расчетные схемы

(рис. 1). Исследование проводилось с помощью программы PSpice. На рис. 1 показаны полумостовой нерезонансный и резонансный инверторы напряжения. В качестве силовых транзисторов используются IGBT-модули фирмы International Rectifier GA100TS120U ($I_c=100\text{ A}$, $U_{ce}=1200\text{ В}$), которые являются одними из самых быстрых в своем классе. Оба инвертора согласованы на максимальную выходную мощность около 10 кВт и имеют рабочую частоту 100 кГц. Нагрузкой обоих инверторов является эквивалентная цепь, не учитывающая параметры трансформатора, выпря-

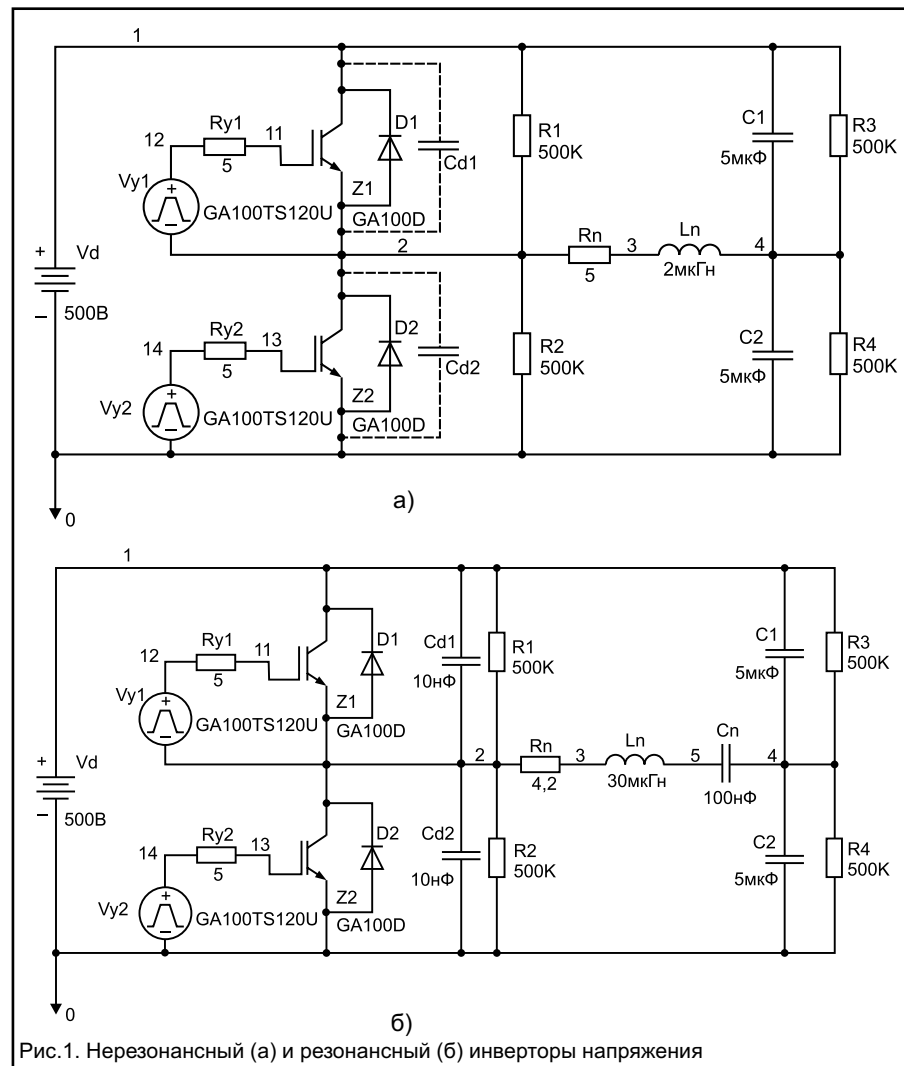
мителя и фильтра. Для резонансного инвертора напряжения с частотным регулированием максимальная выходная мощность обеспечивается на частоте 100 кГц.

Рассмотрим теперь подробнее процессы коммутации в нерезонансном и резонансном инверторах напряжения.

Нерезонансный инвертор напряжения

Как видно из временных диаграмм на рис. 2, а и 3, а, ток через транзистор нарастает по экспоненте. Время нарастания тока до максимума зависит от индуктивности L_n и сопротивления R_n контура нагрузки. Чрезмерное увеличение индуктивности приводит к необоснованному увеличению реактивной мощности.

Если длительность импульса управления транзистором больше времени нарастания тока, то выключение силовых транзисторов Z1, Z2 происходит при максимальном токе. При выключении транзистора ток нагрузочного контура будет протекать через обратный диод противоположного транзистора. Таким образом, если выключается транзистор Z1, ток потечет через обратный диод транзистора Z2.



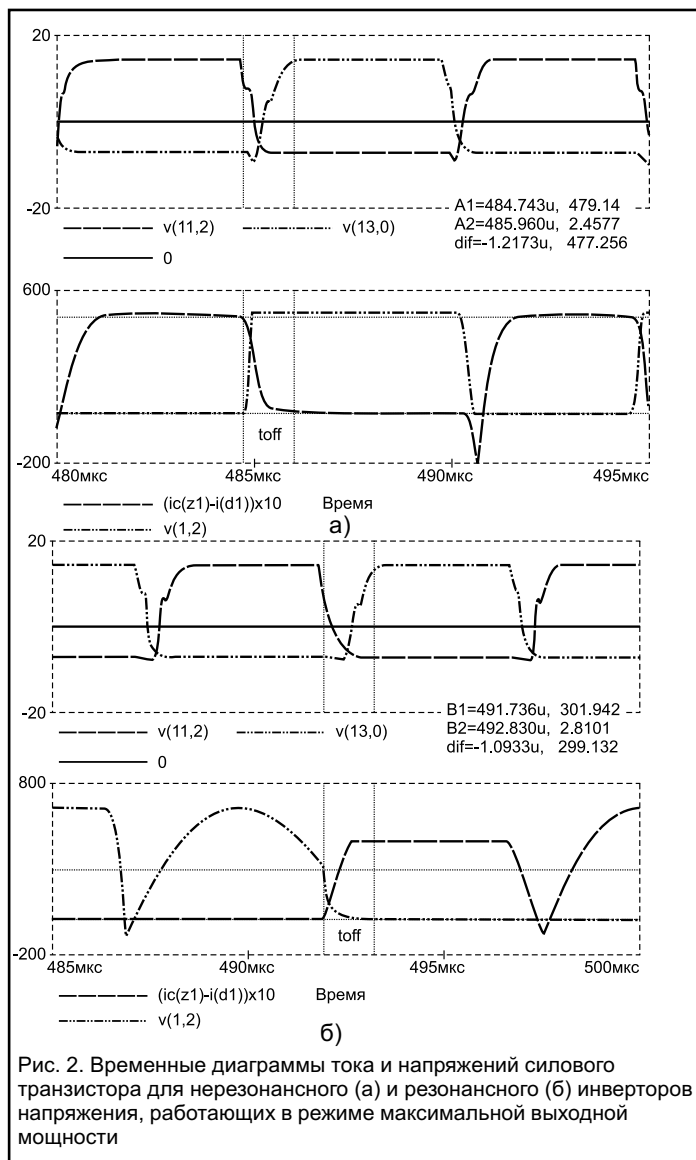


Рис. 2. Временные диаграммы тока и напряжений силового транзистора для нерезонансного (а) и резонансного (б) инверторов напряжения, работающих в режиме максимальной выходной мощности

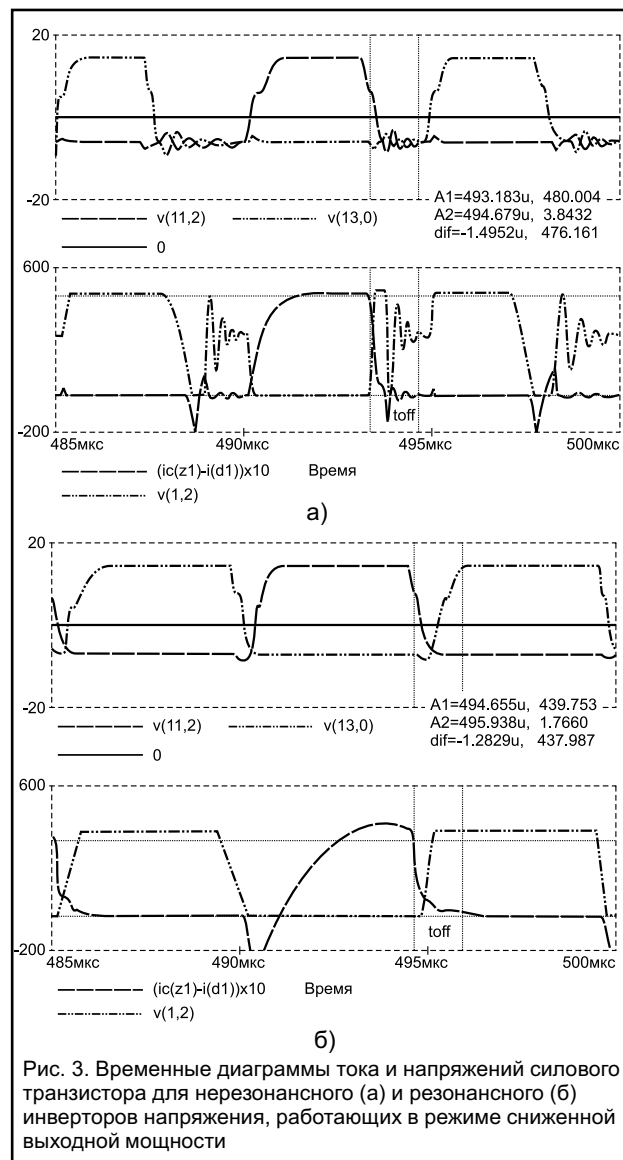


Рис. 3. Временные диаграммы тока и напряжений силового транзистора для нерезонансного (а) и резонансного (б) инверторов напряжения, работающих в режиме сниженной выходной мощности

Время протекания тока через обратный диод — это тот интервал времени, когда включение транзистора происходит без коммутационных потерь. Из рис. 3, а видно, как происходит коммутация транзисторов при регулировании, то есть когда включение транзистора происходит вне этого интервала времени.

Так как выключение силового транзистора в полумостовом нерезонансном инверторе напряжения происходит при максимальном токе, для уменьшения коммутационных потерь можно использовать демпфирующие С- или RC-цепи, которые устанавливаются параллельно каждому силовому транзистору. При выключении силового транзистора ток делится между внутренней емкостью транзистора и емкостью конденсатора демпфирующей цепи, уменьшая при этом скорость нарастания напряжения на приборе (dU/dt) и, таким образом, обеспечивая уменьшение коммутационных потерь при выключении транзистора. Выбирать величину демпфирующих конденсаторов необходимо

исходя из времени выключения силовых транзисторов. Как видно из временных диаграмм на рис. 2, а и 3, а, полный спад тока при выключении силового транзистора происходит за достаточно большое время t_{off} , равное приблизительно 1,2 мкс.

Следует учитывать, что установка демпфирующих цепей приводит к уменьшению времени протекания тока через обратный диод силового транзистора, тогда как для обеспечения “мягкой” коммутации силового транзистора необходимо включать его в тот момент, когда напряжение на нем равно нулю, т. е. в момент протекания тока через его обратный диод.

Из временных диаграмм видно, что, даже не учитывая влияния демпфирующих конденсаторов, диапазон регулирования выходной мощности инвертора при сохранении “мягкой” коммутации силовых транзисторов минимален.

Решить эту проблему позволяют активные демпфирующие цепи, которые находят все более широкое применение в нерезонансных инверторах напряжения.

Резонансный инвертор напряжения

Для минимизации коммутационных потерь в резонансных инверторах напряжения необходимо, чтобы коммутация происходила в момент, когда ток выключаемых транзисторов близок к нулю, то есть в момент, близкий к переходу через ноль тока нагрузочной диагонали. При этом возможны два варианта: либо коммутация происходит до перехода тока нагрузочной диагонали через ноль (индуктивная реакция нагрузочной диагонали), либо после перехода тока через ноль (емкостная реакция).

При емкостном характере нагрузки (частота управления инвертора ниже собственной частоты нагрузочного контура) выключение транзисторов происходит без потерь, так как их встречные диоды в этот момент уже проводят ток и, следовательно, коллекторный ток и напряжение на транзисторах равны нулю.

Включение транзисторов, напротив, сопровождается большими потерями, так как при этом источник питания U_d

оказывается на некоторое время зако- роченным из-за обратной проводимос- ти встречных диодов силовых транзис- торов. Кроме больших коммутационных потерь, такой режим может привести к выходу транзисторов из строя и поэто- му является недопустимым.

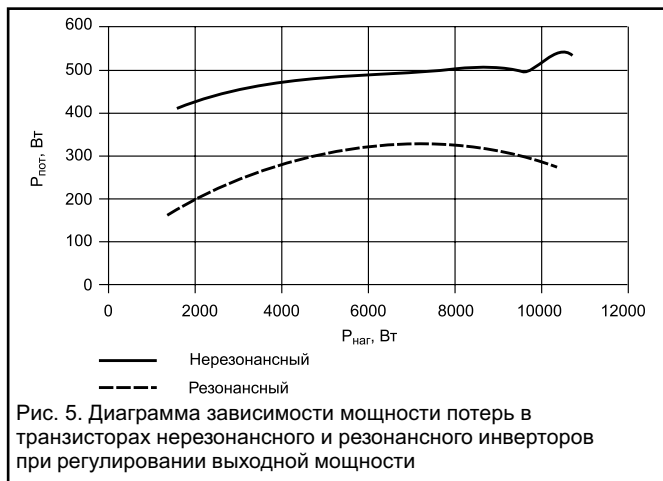
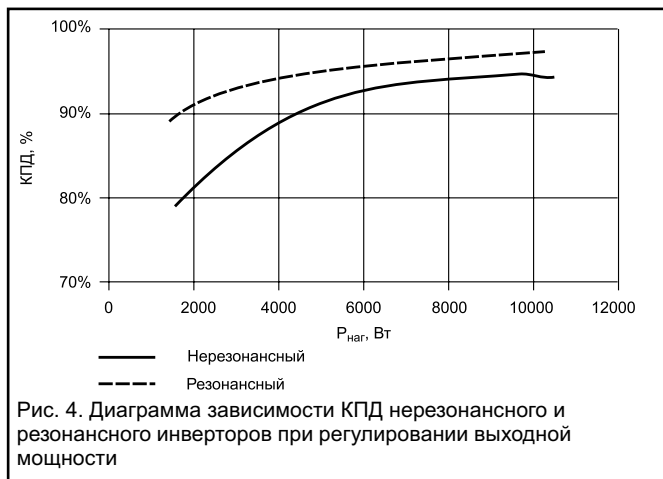
При индуктивном характере нагрузки (частота управления инвертора выше собственной частоты нагрузочного кон- тура) выключение силовых транзис- торов Z1, Z2 происходит на коротком ин- тервале времени при малом уровне выключаемого тока (рис. 2, б), что обе- спечивает небольшие потери выключе- ния. Установка параллельно силовым транзисторам демпфирующих конден- саторов, которые снижают скорость на- растания напряжения на приборе (dU/dt), еще более снижает эти потери.

После выключения транзистора Z1 ток протекает через собственные ем- кости транзисторов Z1 и Z2 и емкости

При регулировании выходной мощно- сти, т. е. увеличении индуктивной рас- стройки резонансного контура (рис. 3, б), выключение транзисторов происходит при большем токе, и коммутационные потери при выключении растут. Поэто- му очень важным является выбор вели- чины демпфирующих конденсаторов, исходя из времени выключения силово- го транзистора. Следует отметить, что чрезмерное увеличение демпфирующих конденсаторов приводит к необоснова- нному увеличению реактивного тока тран- зистору. Как видно из временных диа- грамм на рис. 2, б и 3, б, время полного спада тока при выключении силового транзистора t_{off} составляет достаточно большую величину, равную прибли- зительно 1,2 мкс. Исходя из этого, емкость демпфирующих конденсаторов была выбрана равной 10 нФ.

Таким образом, режим коммутации при индуктивной расстройке нагрузочно- го контура обеспе- чивает малые ком- утационные по- тери при выклю- чении и практиче- ски нулевые при включении транзис- торов.

На рис. 4 и 5 по- казаны графики за- висимости КПД и мощности потерь в транзисторах нерезо- нансного и резо-



соответствующих демпфирующих кон- денсаторов Cd1 и Cd2, заряжая первые и разряжая вторые. В момент, когда емкости Z2 и Cd2 разряжаются до нуля, включается обратный диод этого тран- зистора. Если теперь транзистор Z2 будет включен во время проводимости встречного диода, то потери при вклю- чении исчезают, так как включение транзистора происходит при нулевом токе и нулевом напряжении.

нансного инверторов при регулировании вы- ходной мощности. Из них видно, что потери в нерезонансном ин- верторе напряжения выше во всем диапа- зоне регулирования выходной мощности. Поэтому использована- ние резонансных ин-

верторов напряжения в качестве звена промежуточной частоты в источниках пи- тания является предпочтительнее.

Литература

1. Коммутационные процессы в транзис- торных инверторах для индукционного нагрева. Д. Н. Бондаренко, С. В. Дзлийев, Д. А. Патанов // Изв. ГЭТУ. Вып. 497, 1996, с. 98–110.
2. Силовой транзисторный ключ с ак- тивной демпфирующей цепью. С. В. Дзлийев, Д. А. Патанов// Изв. ГЭТУ. Вып. 511, 1997, с. 25–29.
3. Свидетельство на полезную модель 5296 RU, МКИ 6Н02 Н7.122. Демпфирующая цепь. С. В. Дзлийев, Д. А. Патанов// N96117896; Заявл. 06.09.96; Опубл. 16.10.97. Бюл. N10.
4. Высокочастотные транзисторные преобразователи. Э. М. Ромаш, Ю. И. Дра- бович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко – М.: Радио и связь, 1988, с. 288.
5. Satoshi Hamada and Mutsuo Nakaoka. Analysis and Design of a Saturable Reactor Assisted Soft-Switching Full-Bridge dc-dc Converter. / IEEE Trans. on Power Electronics. – 1994. – Vol. 9, N 3. – P. 309-317.
6. Alexa D., Neacsu D.O., Donescu V. Three- phase AC/single-phase AC converters with resonant circuits for high operating frequencies / IEE Proc. – Electr. Power Applications. – 1997. – Vol. 144, N 3. – P. 207-213.
7. M. I. Castro Simas, and J. Costa Freire. CAD Tools to Optimize Power MOSFET Performance Using Channel Reverse Conduction / IEEE Trans. on Power Electronics. – 1994. – Vol. 9, N 5. – P. 522-531.

Дмитрий Патанов
dmitrp@actor.ru



www.platan.ru ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

International Rectifier

Схема управления балластами флюоресцентных ламп IR21571 фирмы International Rectifier

- Минимум дополнительных компонентов, простота подключения и адаптации к различным типам ламп
- Высоковольтный (600В) драйвер и схема управления в одном корпусе
- Программируемое время предварительного подогрева и программируемая частота
- Программируемое время ожидания и программируемые характеристики поджига
- Автоматический рестарт
- Защита от перегрева, защита от нерезонансной работы
- Защита от электростатического пробоя
- Рабочая температура -55 +150 °С
- Максимальный ток до 500мА

Пример схемы применения



121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр.2
тел./факс: (095) 73-75-999

Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: ir@platan.ru

