

КОММУТАЦИИ ТРАНЗИСТОРОВ ИНВЕРТОРА И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО ТОКА В ИНВЕРТОРЕ НАПРЯЖЕНИЯ В УСТАНОВКАХ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

Турсунова З.Б.¹, Содикова Н.Б.²

¹Турсунова Зухра Ботировна - старший преподаватель;
²Содикова Наргиза Бахтияровна - старший преподаватель,
кафедра физики, математики и информационных технологий, факультет промышленной фармации,
Ташкентский фармацевтический институт,
г. Ташкент, Республика Узбекистан

Аннотация: рассмотрены коммутационные процессы в инверторе напряжения при значительном индуктивном рассогласовании и в околарезонансном режиме. Предложен способ определения оптимального тока коммутации силовых транзисторов, при котором потери в ключах обусловлены только перезарядом их проходных емкостей.

Введение.

С появлением силовых приборов MOSFET и IGBT, инверторы на их основе стали успешно применяться в составе источников питания установок индукционного нагрева. При использовании в составе источника питания инвертора напряжения, как правило, применяется частотный способ регулирования выходной мощности и неуправляемый выпрямитель [1]. Основным недостатком такой структуры построения источника питания является увеличение потерь в транзисторах при отклонении от резонансного режима, которое обусловлено ухудшением коммутационных процессов и загрузкой реактивным током силовых транзисторов инверторного моста. Это приводит к неоптимальному использованию силовых приборов и к снижению энергетических показателей транзисторного инвертора.

Для транзисторного инвертора напряжения благоприятным с точки зрения коммутационных потерь является режим небольшой индуктивной расстройки нагрузочного контура [2, 3]. В этом режиме обеспечивается минимальный уровень потерь – транзисторы нагружены только активным током, вся реактивная мощность индуктора локализована в колебательном контуре. Для обеспечения такого режима работы инвертора и глубокого регулирования выходной мощности источника питания наиболее подходящей структурой построения является структура с использованием управляемого выпрямителя для регулирования выходной мощности, и инвертора, который должен всегда работать с оптимальным рассогласованием. Основной проблемой при реализации такой структуры источника питания является определение оптимального рассогласования инвертора.

Исследование коммутационных процессов силовых MOSFET транзисторов в инверторе напряжения.

Рассмотрим процессы коммутации силовых ключей на PSPACE модели транзисторного инвертора. Расчетная схема инвертора приведена на рис. 1. В расчетной схеме Vd моделирует силовой выпрямитель, Lind, Rind – схема замещения индукционной системы, Ccomp – конденсатор, компенсирующий реактивную мощность индукционной системы, M1, M2, M3 и M4 – модели силовых транзисторов IXFN50N80Q2, Vg1, Vg2, Vg3 и Vg4 – импульсные источники напряжения, управляющие силовыми транзисторами, Rg1, Rg2, Rg3 и Rg4 – сопротивления в цепи затвора силовых транзисторов. Параметры нагрузочного контура инвертора рассчитаны на мощность 12 кВт при резонансной частоте, равной 66 кГц.

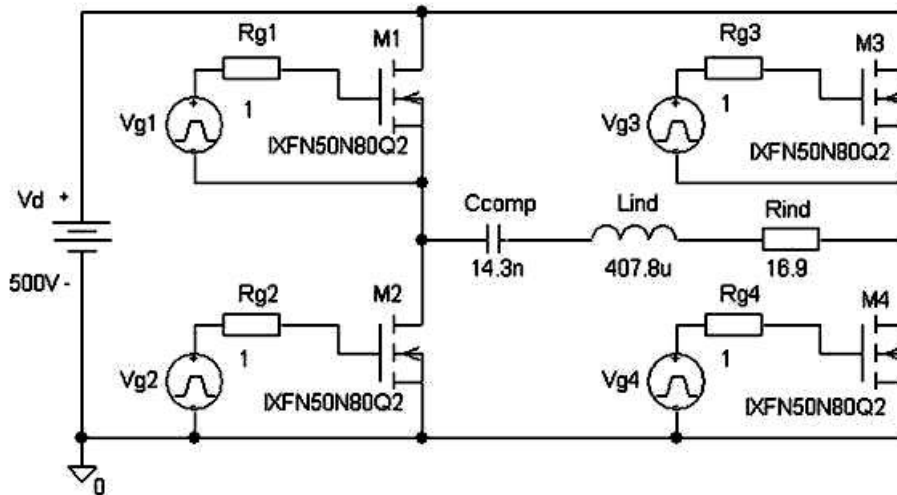


Рис. 1. Расчетная схема мостового инвертора напряжения на базе MOSFET транзисторов

В инверторе напряжения коммутация транзисторов начинается с выключения пары транзисторов одной диагонали моста (например, M1 и M4), после чего с некоторой задержкой (мертвое время) включается пара транзисторов другой диагонали (M2 и M3). На рис. 2. приведены временные диаграммы, иллюстрирующие режим работы силовых транзисторов инверторного моста при индуктивном рассогласовании (частота работы инвертора равна 68 кГц). В момент времени t_1 с транзисторов M1 и M4 снимается импульс управления. На временном интервале $t_1 t_2$ входная емкость затвор – исток разряжается через сопротивление управляющего устройства. Напряжение затвор – исток падает, значение тока стока не изменяется. Транзисторы все это время открыты. Они начнут закрываться только тогда, когда напряжение затвор – исток достигнет значения $U_{GS(th)max}$ (момент времени t_2). С этого момента полупроводниковая структура транзисторов начинает закрываться, сопротивление прямой проводимости увеличивается, напряжение на транзисторах возрастает. В момент времени t_3 напряжение затвор – исток сравнивается с напряжением сток – исток и проявляется эффект Миллера [4].

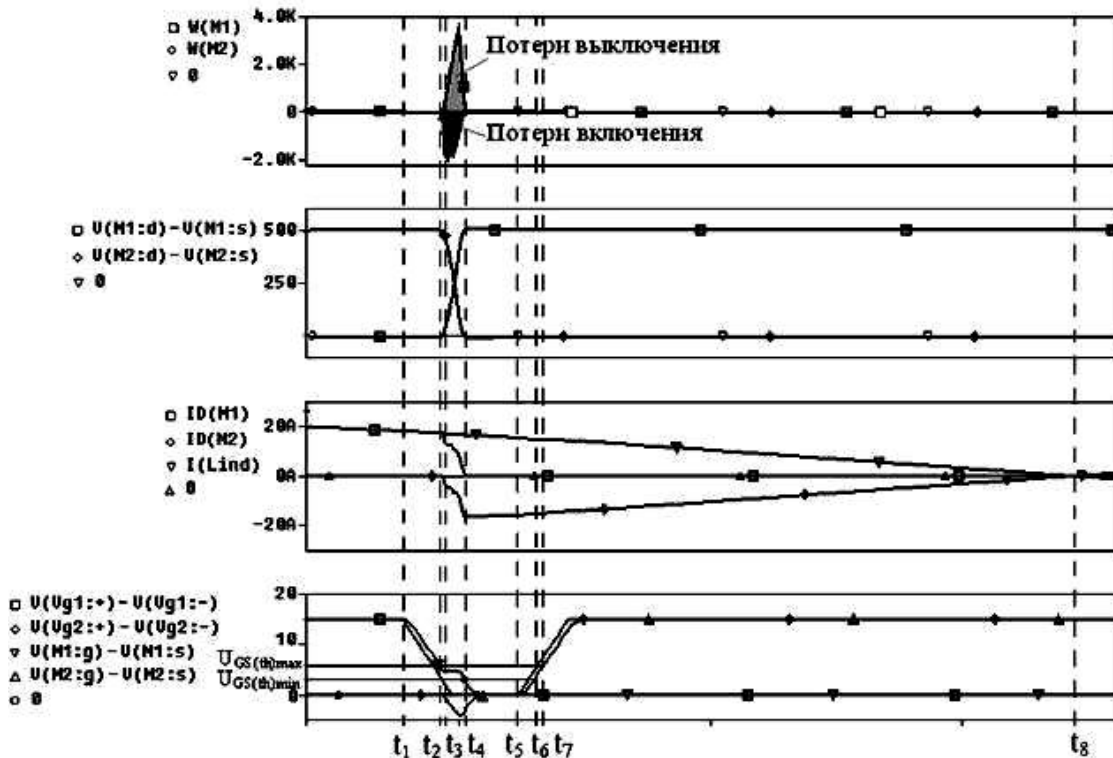


Рис. 2. Временные диаграммы коммутационного процесса при работе инвертора с индуктивным рассогласованием

На временном интервале t_3t_4 снижение напряжения затвор – исток замедляется, ток стока снижается, напряжение сток – исток увеличивается. Транзисторы полностью закроются, когда напряжение затвор – исток достигнет значения $U_{GS(th)min}$. На временном интервале t_2t_4 ток нагрузки складывается из тока, проходящего через закрывающуюся полупроводниковую структуру силовых транзисторов М1 и М4 и тока заряда емкостей сток – исток силовых транзисторов М1 и М4 и разряда аналогичных емкостей транзисторов М2 и М3. Потери выключения силовых транзисторов М1 и М4 выделяются на временном интервале t_2t_4 и складываются из потерь в закрывающейся полупроводниковой структуре и потерь, связанных с зарядом проходных емкостей.

После полного перезаряда проходных емкостей включаются обратные диоды транзисторов М2 и М3 (момент времени t_4), которые проводят до момента t_8 , когда ток в нагрузочном контуре меняет знак. Управляющий импульс на включение транзисторных ячеек М2 и М3 подается в момент времени t_5 . Полупроводниковая структура этих транзисторов начнет открываться в момент времени t_6 при достижении напряжением затвор – исток значения $U_{GS(th)min}$. Полностью эта пара транзисторов откроется, когда напряжение затвор – исток достигнет значения $U_{GS(th)max}$. Потери включения транзисторов М2 и М3 обусловлены только зарядом проходных емкостей. Отрицательный импульс мгновенной мощности физически означает отдачу энергии, накопленной в проходных емкостях транзисторов. Потери в открывающейся полупроводниковой структуре отсутствуют, так как коммутация осуществляется при отсутствии тока и напряжения на ключах. Временной интервал t_4t_8 является самым благоприятным для включения транзисторов М2 и М3. Включение этих транзисторов должно начинаться после полного перезаряда проходных емкостей и заканчиваться до перехода тока нагрузочного контура через ноль. Если включить транзисторы М2 и М3 на интервале t_1t_2 , когда проводят транзисторы М1, М4, то будет закорочен источник питания инвертора, что приведет к выходу из строя силовых ключей инверторного моста. Включение транзисторов на интервале t_2t_4 приведет к росту потерь включения, так как оно осуществляется при наличии напряжения на включаемых транзисторах. Включение транзисторов М2, М3 после момента времени t_8 , вызовет бросок тока восстановления обратных диодов транзисторов М1, М4, что также приведет к увеличению потерь включения.

Для снижения коммутационных потерь выключения необходимо уменьшить ток, протекающий через закрывающуюся полупроводниковую структуру силовых транзисторов. Этого можно добиться путем уменьшения индуктивной расстройки инверторного моста. На рис. 3. приведены временные диаграммы коммутационного процесса с минимальными потерями в силовых ключах, которые обусловлены только перезарядом их проходных емкостей. Частота работы инвертора составляет 66,2 кГц. В момент времени t_1 с транзисторов М1, М4 снимается импульс управления. На временном интервале t_1t_2 входная емкость затвор – исток разряжается через сопротивление управляющего устройства. Напряжение затвор – исток падает, значение тока стока не изменяется. Транзисторы все это время открыты. Они начнут закрываться только тогда, когда напряжение затвор – исток достигнет значения $U_{GS(th)max}$ (момент времени t_2). С этого момента полупроводниковая структура транзисторов начинает закрываться, сопротивление прямой проводимости увеличивается, напряжение на транзисторах возрастает. Транзисторы полностью закроются, в момент времени t_3 , когда напряжение затвор – исток достигнет значения $U_{GS(th)min}$. В данном случае эффект Миллера проявляется после полного закрытия полупроводниковой структуры силовых транзисторов. Это связано с уменьшением скорости изменения напряжения сток – исток. На временном интервале t_2t_3 ток нагрузочного контура поддерживается током, проходящим через закрывающуюся полупроводниковую структуру транзисторов М1 и М4. На временном интервале t_3t_4 ток нагрузки поддерживается за счет тока заряда емкостей сток – исток силовых транзисторов М1 и М4 и разряда аналогичных емкостей транзисторов М2 и М3. Потери выключения силовых транзисторов М1 и М4 выделяются на временном интервале t_2t_4 . Их уровень значительно ниже, чем при работе на частоте 68 кГц. Это связано с уменьшением уровня тока, проходящего через закрывающиеся транзисторы, а также со значительным снижением временного интервала закрытия полупроводниковой структуры транзисторов. Управляющий импульс на включение транзисторов М2 и М3 подается в момент времени t_4 .

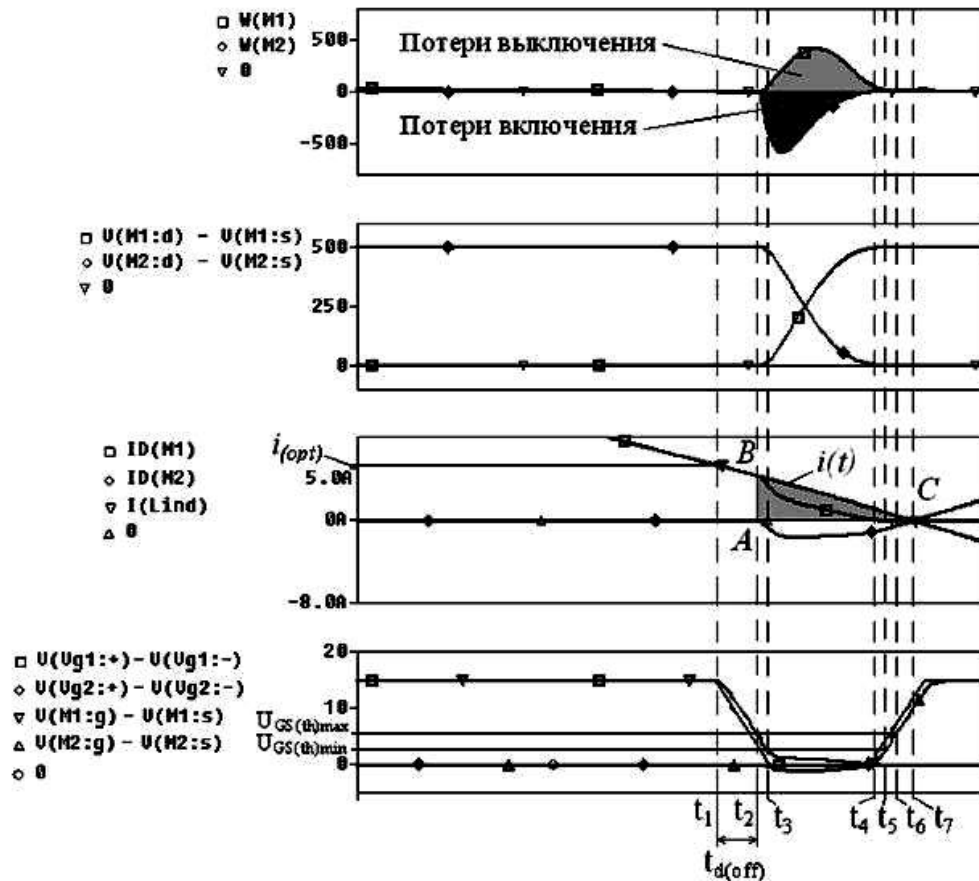


Рис. 3. Временные диаграммы при работе на околорезонансной частоте

Полупроводниковая структура этих транзисторов начнет открываться в момент времени t_5 при достижении напряжением затвор – исток значения $U_{GS(th)min}$, к этому моменту обязательно должен завершиться процесс перезаряда проходных емкостей силовых транзисторов. Полностью транзисторы M2 и M3 откроются при достижении напряжением затвор – исток значения $U_{GS(th)max}$ (момент времени t_6). Коммутация для транзисторов M2 и M3 пройдет с небольшими потерями, которые обусловлены разрядом проходных емкостей этих транзисторов.

Определение оптимального тока коммутации силовых MOSFET транзисторов в инверторе напряжения.

Оптимальное индуктивное рассогласование транзисторного инвертора напряжения обеспечивается путем снятия импульсов управления с силовых транзисторов проводящей диагонали в момент, когда ток этих транзисторов достигнет значения $i_{(opt)}$. При коммутации на этом токе потери в транзисторах носят только емкостной характер. Величину тока $i_{(opt)}$ можно определить следующим образом. Рассмотрим рис. 3. Так как в большинстве случаев нагрузкой инвертора является высокодобротный колебательный контур, то ток, протекающий в инверторе можно считать близким к синусоидальному, следовательно, мгновенное значение тока $i(t)$ может быть выражено формулой:

$$\bar{i}(t) = I_m \sin \omega \cdot t = I_m \sin \frac{2\pi}{T} t \quad (1)$$

где I_m – амплитудное значение, а T – период выходного тока инвертора. Значение $i_{(opt)}$ определим как

$$\bar{i}_{(opt)} = \bar{i}(t_1) = I_m \sin \frac{2\pi}{T} t_1 \quad (2)$$

$$t_1 = t_2 - t_{d(off)} \quad (3)$$

где $t_{d(off)}$ – время, за которое напряжение затвор – исток снизится с максимального уровня напряжения управляющего устройства до значения $U_{GS(th)max}$ (паспортные данные транзистора для определенных значений сопротивления затвора и параметров управляющего устройства).

Момент времени t_2 определяется из условия, что площадь фигуры ABC равна заряду, накопленному в проходных емкостях транзисторов. Его можно определить следующим образом:

$$S_{ABC} = Q_C = 2C_{DS}U \quad (4)$$

где C_{DS} – емкость сток – исток транзистора, которую можно определить по его паспортным данным ($C_{DS} = C_{oss} - C_{rss}$), U – напряжение питания инвертора.

С другой стороны:

$$S_{ABC} = Q_C = \int_{t_2}^{T/2} i(t) dt = \int_{t_2}^{T/2} I_m \sin \frac{2\pi t}{T} dt = \frac{I_m T}{2\pi} \cos \frac{2\pi}{T} t \Big|_{t_2}^{T/2} = \frac{I_m T}{2\pi} \left(1 + \cos \frac{2\pi}{T} t_2 \right) \quad (5)$$

Приравняв выражения (4) и (5) получим:

$$2(C_{oss} - C_{rss})U = \frac{I_m T}{2\pi} \left(1 + \cos \frac{2\pi}{T} t_2 \right) \Rightarrow t_2 = \frac{T}{2\pi} \arccos \left(\frac{4\pi(C_{oss} - C_{rss})U}{I_m T} - 1 \right) \quad (6)$$

Из выражений (2), (3) и (6) получаем:

$$i_{(opt)} = I_m \sin \frac{2\pi}{T} \left(\frac{T}{2\pi} \arccos \left(\frac{4\pi(C_{oss} - C_{rss})U}{I_m T} - 1 \right) - t_{d(off)} \right) \quad (7)$$

Система управления должна отслеживать момент времени, когда мгновенное значение выходного тока инвертора будет равно току $i_{(opt)}$, определенному по формуле (7). В этот момент с проводящих транзисторов должен сниматься импульс управления. Импульс на включение другой пары транзисторов должен подаваться после полного перезаряда проходных емкостей. Параметры C_{oss} , C_{rss} , $t_{d(off)}$, характеризуют коммутационные способности силового ключа. Параметр $i_{(opt)}$ задает оптимальное рассогласование инвертора напряжения.

Заключение.

Для обеспечения минимальных коммутационных потерь в силовых транзисторах инвертора напряжения необходимо снимать импульс управления с проводящих транзисторов тогда, когда выходной ток инвертора достигает значения $i_{(opt)}$, включение другой пары транзисторов должно начинаться после полного перезаряда проходных емкостей транзисторов и заканчиваться до перехода тока нагрузочного контура через ноль. Такой режим работы инвертора с оптимальным использованием силовых приборов позволит повысить частотный диапазон источников питания и улучшить их энергетические показатели.

Список литературы

1. Современные энергосберегающие электротехнологии: Учеб. Пособие для вузов / Ю.И. Блинов, А.С. Васильев, А.Н. Никаноров и др. СПб: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2010. 564 с.: ил.
2. Коммутационные процессы в транзисторных инверторах для индукционного нагрева/ Бондаренко Д.Н., Дзлиев С.В., Патанов Д.А. // Изв. ГЭТУ, 2006. Вып. 497. С. 98-110.
3. Общие проблемы снижения коммутационных потерь в инверторах напряжения / Д.А. Патанов // Журнал «Схемотехника». № 7, 2011.
4. Семенов Б.Ю. Силовая электроника. М.: Солон. Р., 2013. 327 с.