

## О «КРИТИЧЕСКОЙ» ЧАСТОТЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДВУХЗВЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ СО ЗВЕНОМ НА ОСНОВЕ ИНВЕРТОРА ТОКА

*Для дволанковых перетворювачів постійної напруги з первинною ланкою на базі інвертора напруги (ІН) на IGBT або інвертора струму на IGBT з послідовним діодом, при цьому у ІН використовується режим ввімкнення ключів в нулях напруги та снабєрного конденсаторного вимикання, а в ІС – вимикання в нулях струму та снабєрного дросельного вмикання, введено поняття «критичної» частоти. При частоті перетворення вище «критичної», для ключів ІН, через ефект «хвоста» струму, статичні втрати разом з втратами вимикання перевершують статичні ключів ІС. Для перетворювачів з IGBT різних виробників і граничних напруг дана оцінка величин «критичних» частот. Бібл. 10, табл. 1.*

*Ключові слова:* дволанковий перетворювач постійної напруги, інвертор напруги, інвертор струму, IGBT, статичні втрати, динамічні втрати, частота перетворення.

*Для двухзвенных преобразователей постоянного напряжения с первичным звеном на основе инвертора напряжения (ИН) на IGBT либо инвертора тока (ИТ) на IGBT с последовательным диодом, причем в ИН используется режим включения ключей в нулях напряжения и снабєрного конденсаторного выключения, а в ИТ – выключения в нулях тока и снабєрного дросельного включения, введено понятие «критической» частоты. При частоте преобразования выше «критической», для ключей ИН, из-за эффекта «хвоста» тока, статические потери и вместе с потерями выключения превышают статические потери ключей ИТ. Для преобразователей с IGBT различных производителей и предельных напряжений дана оценка величин «критических» частот. Библ. 10, табл. 1.*

*Ключевые слова:* двухзвенный преобразователь постоянного напряжения, инвертор напряжения, инвертор тока, IGBT, статические потери, динамические потери, частота преобразования.

**Введение.** Двухзвенные преобразователи постоянного напряжения в постоянное с трансформаторной гальванической развязкой (DC/DC конвертеры) продолжают оставаться объектами исследований в области преобразовательной техники, поскольку подобные преобразователи широко применяются во вторичных источниках электропитания, в преобразователях для альтернативной, в т.ч. солнечной энергетики, технологии передачи электроэнергии постоянным током, в технологии SMARTGRID и т.п. В таких преобразователях с одним направлением потока энергии – от источника постоянного напряжения к нагрузке – силовой коммутатор первичного звена представляет собой автономный инвертор, а вторичного – выпрямитель. В силовых коммутаторах первичного звена осуществляется однократная модуляция – на периоде преобразования один силовой ключ производит одно включение и одно выключение.

Основной тенденцией в этой области продолжает оставаться повышение частоты преобразования, что позволяет уменьшать габариты и массу силовых разделительных трансформаторов и величины емкостей и индуктивностей (и габариты и массу) силовых пассивных фильтров преобразователя, улучшать управляемость преобразователей. Повышение частоты преобразования, с другой стороны, сопровождается пропорциональным ростом динамических потерь (потерь переключения) силовых полупроводниковых ключей силовых коммутаторов преобразователя. Ограничение динамических потерь ключей может достигаться как применением современных быстродействующих приборов (на основе карбида кремния, нитрида галлия) при традиционной схемотехнике преобразователей, так и использованием различных технологий комму-

тации силовых ключей. Так, при использовании в преобразователях с однократной коммутацией режима естественного включения ключа (в нулях напряжения – режим Zero Voltage Switching, ZVS) равны нулю коммутационные потери включения; при этом второе переключение – выключение – принудительное. При использовании режима естественного выключения ключа (в нулях тока – режим Zero Current Switching, ZCS) – равны нулю коммутационные потери выключения; при этом второе переключение – включение – принудительное. В резонансных и квазирезонансных преобразователях могут для силовых ключей достигаться естественное либо включение, либо выключение, либо как включение, так и выключение, однако недостатком подобных решений является наличие силового колебательного контура с установленной мощностью, соизмеримой с мощностью нагрузки. Далее решения на основе резонансных инверторов не рассматриваются.

Коммутационные потери при принудительном переключении ограничивают применением снабберов: индуктивных, на основе дросселей, устанавливаемых в цепь включающегося прибора последовательно с ним, и емкостных, устанавливаемых параллельно выключающемуся прибору. При использовании режимов ZVS емкостные снабберы принудительного выключения бездиссипативные; при использовании режимов ZCS индуктивные снабберы принудительного включения также бездиссипативные. Применение также бездиссипативные. Применение упомянутых режимов коммутации ключей позволяет в ряде случаев приблизить величину суммарных (статических и динамических) потерь ключей к величине

статических потерь (потерь проводимости).

**Постановка задачи.** Известно, что при величинах входных напряжений DC/DC конверторов примерно до 400 В в качестве силовых управляемых ключей коммутатора первичного звена целесообразно использовать полевые транзисторы (MOSFET) как наиболее быстродействующие управляемые ключи. Считается, что для таких приложений при повышенных частотах преобразования целесообразно использовать именно MOSFET как приборы на основных носителях в режиме ZVS [1] со снабберным емкостным выключением. Для MOSFET практически всегда по известным выражениям (см., напр., [2]) можно подобрать такую величину емкости снаббера, чтобы потери выключения были существенно меньше статических, т.е. считать потери в ключах коммутатора лишь статическими потерями. Силовые ключи первичного преобразователя не имеют обратной блокирующей способности из-за наличия в структуре MOSFET встроенного обратного диода, и силовой коммутатор представляет собой автономный инвертор напряжения (АИН).

При более высоких величинах напряжений выключенных силовых ключей использование в силовом коммутаторе MOSFET не эффективно из-за катастрофического увеличения падения напряжения на включенном ключе с ростом класса прибора (при рациональной величине плотности тока). При напряжении питания шины постоянного тока более 400 – 500 В традиционно используют биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), несмотря на худшие частотные свойства (по крайней мере для кремниевых приборов). Падение напряжения на выключенном IGBT, определяющее величину статических потерь, в зависимости от технологии изготовления и величины предельно допустимого напряжения в выключенном состоянии (класса прибора) составляет от примерно 1,7 до 4 В и слабо, в отличие от MOSFET, зависит от величины тока. Что касается коммутационных потерь, то применение режима ZVS для ключей АИН (обратный диод в ключе на основе IGBT может быть встроен в корпус прибора) так же, как и в случае MOSFET, позволяет практически исключить потери включения, а применение емкостных снабберов выключения – ограничить потери выключения.

Существенной особенностью IGBT как прибора на неосновных носителях является наличие т. наз. «хвоста» тока. При выключении прибора в режиме жесткой (безснабберной) коммутации быстрое полевое выключение MOSFET-части ячейки прибора приводит к отсечке базовой  $n^-$  – области и дальнейшему уменьшению накопленного заряда только на основе рекомбинационных эффектов, что, в свою очередь, определяет наличие дополнительной фазы в выключаемом токе транзистора – хвостовой части тока коллектора (tail current) [3]. Наличие «хвоста» тока увеличивает коммутационные потери выключения и накладывает определенные ограничения на алгоритм управления IGBT (например, в инверторной стойке АИН выдача сигнала включения на затвор одного из

транзисторов должна производиться лишь после полного выключения другого, с учетом длительности «хвоста»).

Для IGBT различных технологий – PT (Punch-Trough), NPT (Non-Punch-Trough), FS-IGBT (Field-Stop), SPT-IGBT (Soft-Punch-Trough – IGBT), T-IGBT (Trench IGBT), CSTBGT (Carrier Storage Trench IGBT), LPT-IGBT (Light PT-IGBT) и др. наблюдается «хвост», причем производители стремятся уменьшить составляющую потерь выключения, связанную с «хвостом».

Для приборов всех технологий характерна зависимость длительности «хвоста» (и, следовательно, величины энергии выключения) от режима коммутации, в частности, от величины емкости снабберного конденсатора (при определенной величине коммутируемого тока и напряжения), что подтверждается данными литературы. В ряде источников (см., напр., [2, 4, 5]) указывается, что увеличением емкости снабберных конденсаторов удастся снизить коммутационные потери в сравнении с режимом безснабберного выключения не более чем примерно в два раза. Очевидно, с ростом частоты преобразования коммутационные потери выключения будут расти.

Альтернативным решением, позволяющим повысить частоту преобразования за счет снижения коммутационных потерь, является применение режима выключения ключа ZCS. Для этого первичное звено преобразователя может быть выполнено на основе автономного инвертора тока (АИТ) [6], при этом силовой ключ выполняется как последовательное соединение IGBT и диода. Для такого решения, в режиме ZCS в силу отсутствия эффекта хвоста тока коммутационные потери выключения существенно снижаются в сравнении с режимом жесткой коммутации [7] и могут практически отсутствовать [8]. В этом случае коммутационные потери принудительного включения можно ограничить на порядок и более в сравнении с потерями включения при жесткой коммутации соответствующим выбором величины индуктивности снаббера [9]. Суммарные коммутационные потери управляемых ключей АИТ, таким образом, могут быть радикально ограничены (быть пренебрежимо малыми в сравнении со статическими) – как это происходит в схемах резонансных и квазирезонансных преобразователей, но при отсутствии силовых колебательных цепей, обеспечивающих благоприятные режимы переключения.

Очевидный недостаток применения АИТ в качестве звена двухзвенного преобразователя – повышенные статические потери при использовании последовательного соединения IGBT и диода. Однако, несмотря на повышенные статические потери в ключах АИТ на основе IGBT, существенное ограничение динамических потерь позволяет повысить частоту преобразования и делает использование режима ZCS привлекательным [10].

Так как с ростом частоты преобразования в определенном частотном диапазоне потери в ключах АИТ в вышеописанных режимах определяются лишь статическими и мало зависят от частоты, а в ключах

АИН – увеличиваются с ростом частоты (очевидно, статические потери в ключах АИТ выше, чем в ключах АИН при использовании таких же IGBT), будет существовать такая частота переключений, выше которой суммарные статические и динамические потери снабберного выключения ключей АИН будут превышать статические потери ключей АИТ. Назовем такую частоту «критической»  $f_{kr}$ . Величина  $f_{kr}$  дает границу частоты преобразования, выше которой целесообразно использование АИТ в качестве первичного звена DC/DC конвертора.

Целью данной работы является оценка величины «критической» частоты преобразования для преобразователей с использованием IGBT производства ряда ведущих производителей приборов – Semikron, ABB, WESTCODE, Infineon, Mitsubishi.

#### Принцип оценки «критической» частоты.

Пусть силовой коммутатор первичного звена DC/DC конвертора выполнен на основе АИН со следующими особенностями:

- на входе АИН установлен идеальный емкостной фильтр;
  - силовой ключ АИН представляет собой параллельное соединение двух однотипных IGBT с обратными диодами, схема силового коммутатора АИН – полумостовая;
  - ток единичного прибора представляет собой импульсы прямоугольной формы амплитудой  $I_{cnom}$ : величина коммутируемого тока совпадает с величиной классификационного (номинального) тока прибора  $I_{cnom}$ ;
  - режимы коммутации транзисторов: включение – естественное (ZVS), выключение – принудительное снабберное, коммутационные потери включения отсутствуют;
  - интервалы коммутации ключей пренебрежимо малы в сравнении с длительностью полупериода;
  - коэффициент заполнения  $\tau$  импульса тока ключа АИН равен 0,5 (на самом деле величина  $\tau$  несколько меньше величины 0,5, поскольку имеется временной интервал перезаряда снабберных конденсаторов). Таким образом, считаем, что входной ток АИН постоянен и равен току  $I_{cnom}$ ;
  - величина коммутируемого напряжения (т.е. входного напряжения АИН) совпадает с величиной коммутируемого напряжения IGBT при жесткой коммутации, указанного в справочных данных транзистора и для которого приведена величина  $E_{off}$  энергии выключения при такой коммутации (как правило, это напряжение равно половине номинального напряжения IGBT);
  - снабберные конденсаторы имеют такую емкость, что при коммутации тока  $I_{cnom}$  энергия выключения одного IGBT составляет половину от величины  $E_{off}$ .
- Для первичного звена DC/DC конвертора на основе АИТ:
- силовой коммутатор выполнен по мостовой схеме, в нем установлены IGBT с последовательным диодом; последний имеет те же характеристики, что и обратный диод транзистора АИН;
  - входной ток идеально сглажен, а его величина совпадает с классификационным (номинальным) то-

ком прибора  $I_{cnom}$ , ток прибора представляет собой импульсы прямоугольной формы амплитудой  $I_{cnom}$ ;

- режимы коммутации транзисторов: выключение – естественное (ZCS), включение – принудительное снабберное, коммутационные потери как включения, так и отключения отсутствуют;
- интервалы коммутации ключей пренебрежимо малы в сравнении с длительностью полупериода;
- коэффициент заполнения импульса тока ключа АИТ  $\tau$  равен 0,5 (на самом деле величина  $\tau$  несколько превышает величину 0,5 для того, чтобы на интервале коммутации не прерывать при помощи управления ток выключающегося ключа);
- величина коммутируемого напряжения (т.е. входного напряжения АИТ) совпадает с величиной коммутируемого напряжения IGBT при жесткой коммутации, указанного в справочных данных и для которого приведена величина  $E_{off}$  энергии выключения при такой коммутации при номинальном токе (как правило, это напряжение равно половине номинального напряжения IGBT).

Таким образом, считаем, что количество IGBT в схемах АИН и АИТ одинаково (равно четырем), приборы идентичны, коммутируют одинаковые токи (равные по величине  $I_{cnom}$ ) и напряжения (равные половине номинальной величины). Также считаем, что температура кристаллов (переходов) приборов совпадает с температурой, для которой в справочных данных указаны величины падений напряжений  $V_{CEsat}$  на IGBT, на диоде  $V_F$  (при номинальном токе) и энергии выключения  $E_{off}$  при жесткой коммутации (как правило, 125 °С).

Статические потери в одном IGBT для ключей АИН  $P_{st(VSI)}$  составят величину

$$P_{st(VSI)} = I_{cnom} \cdot V_{CEsat} \cdot \tau = (I_{cnom} \cdot V_{CEsat}) / 2. \quad (1)$$

Примем, в соответствии с положениями предыдущего раздела, что динамические потери выключения в режиме снабберной коммутации ключей АИН  $P_{off(VSI)}$  составляют половину от динамических потерь выключения в режиме жесткой коммутации:

$$P_{off(VSI)} = (E_{off} \cdot f) / 2, \quad (2)$$

где  $f$  – частота переключений.

Статические потери в одном IGBT для ключей АИТ  $P_{st(CSI)}$  составят величину

$$P_{st(CSI)} = I_{cnom} \cdot V_{CEsat} \cdot \tau = (I_{cnom} \cdot V_{CEsat}) / 2. \quad (3)$$

Статические потери в одном последовательном диоде для ключей АИТ  $P_{VD(CSI)}$  составят величину

$$P_{VD(CSI)} = I_{cnom} \cdot V_F \cdot \tau = (I_{cnom} \cdot V_F) / 2. \quad (4)$$

Для «критической» частоты  $f_{kr}$ , приравняв сумму статических и динамических потерь IGBT АИН и сумму статических потерь IGBT и последовательного диода АИТ, получим

$$P_{st(VSI)} + P_{off(VSI)} = P_{st(CSI)} + P_{VD(CSI)}, \\ (I_{cnom} \cdot V_{CEsat}) / 2 + (E_{off} \cdot f_{kr}) / 2 = (I_{cnom} \cdot V_{CEsat}) / 2 + (I_{cnom} \cdot V_F) / 2. \quad (5)$$

Из последнего равенства (5) найдем оценку для «критической» частоты  $f_{kr}$ :

$$f_{kr} = V_F \cdot (I_{cnom} / E_{off}) \quad (6)$$

Таблица 1

Усредненные значения величин  $V_F$  и  $f_{kr}$  для IGBT различных производителей, предельных напряжений и технологий

Производитель	Номинальное напряжение, В	Технология	Кол-во приборов в группе, рабочая температура перехода	$V_F$ , В (усредненное)	$(E_{off}/I_{nom})$ , мДж/А (усредненное по группе значение)	$f_{kr}$ , Гц (усредненное по группе значение)
Semikron	600	IGBT3 (Trench)	14, $T_j=150^\circ\text{C}$	1,41	0,0456	32634
		NPT IGBT (Standard)	8, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,44	0,0321	46114
		NPT IGBT (Ultrafast)	3, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,23	0,0179	83627
	650	IGBT3 (Trench)	3, $T_j=150^\circ\text{C}$	1,47	0,0354	41506
		IGBT4 (Trench)	2, $T_j=150^\circ\text{C}$	1,35	0,0705	19152
	1200	IGBT3 (Trench)	7, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,6	0,1453	11047
		IGBT4 (Trench)	17, $T_j=150^\circ\text{C}$	2,2	0,1076	20855
		NPT IGBT (Ultrafast)	8, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,16	0,1108	20038
	1700	IGBT3 (Trench)	10, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,6	0,3872	4142
IGBT4 (Trench)		10, $T_j=150^\circ\text{C}$	2,13	0,4086	5217	
NPT IGBT (Standard)		5, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,94	0,2987	6561	
Infineon	1200	IGBT4	4, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,8	0,1519	12166
		IGBT3	3, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,27	0,1576	14372
		IGBT4 Fast (IHM B)	3, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,75	0,1669	10586
		IGBT4 Standard (IHM B)	5, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,75	0,2318	7562
	1700	IGBT4 Standard (IHM B)	6, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,65	0,3596	4602
	3300	IGBT2 Standard (IHV A)	4, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,8	1,2729	2200
		IGBT3 Standard (IHV A)	4, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,58	1,5521	1660
	4500	IGBT3 (IHV B)	3, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,5	4,4167	568
6500	IGBT3 Standard (IHV A)	5, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,95	5,6183	560	
ABB	1700	5SN	6, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,75	0,3740	4830
	2500		1, $T_j=125^\circ\text{C}$	1,95	1,4667	1330
	3300		6, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,28	1,7107	1341
	4500		4, $T_j=125^\circ\text{C}$	3,46	4,5716	761
	6500		3, $T_j=125^\circ\text{C}$	3,4	6,4556	536
WEST-CODE	2500		3, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,27	1,6944	1336
	4500		6, $T_j=125^\circ\text{C}$	3,66	4,8703	761
	6500		2, $T_j=125^\circ\text{C}$	3,43	5,9767	575
Mitsubishi	1700	IGBT Modules S series	7, $T_j=150^\circ\text{C}$	2,77	0,27	10293
	2500	HVIGBT Modules/ H series	4, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,61	1,0208	2571
	3300	HVIGBT Modules/ H series	5, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,8	1,2725	2200
	3300	HVIGBT Modules/ R series	2, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,3	1,6417	1400
	4500	HVIGBT Modules/ H series	3, $T_j=125^\circ\text{C}$	3,6	2,9722	1212
	4500	HVIGBT Modules/ R series	2, $T_j=125^\circ\text{C}$	2,8	3,1979	875
	6500	HVIGBT Modules/ H series	3, $T_j=125^\circ\text{C}$	3,73	6,6389	564

«Критические» частоты преобразователей с IGBT различных производителей. В данной работе дается оценка величины «критической» частоты для приборов таких производителей: Semikron, ABB, Westcode, Infineon, Mitsubishi. Для каждого производителя на основании информации, доступной на сайте производителя, были выбраны приборы (IGBT модули), содержащие в корпусе либо лишь собственно IGBT с обратным диодом, либо инверторную стойку (два последовательно соединенных IGBT с обратным

диодом каждый). Для таких приборов для ключей разных классов напряжений, номинальных токов и технологий определялись величины  $V_F$  падения напряжения на диоде при номинальном токе (при указанной в справочных данных величине рабочей температуры перехода, как правило,  $125^\circ\text{C}$ ), и энергии выключения  $E_{off}$  в режиме жесткой коммутации при величине коммутируемого тока, равной номинальному при рекомендованной величине коммутируемого напряжения (равной половине предельно допустимо-

го, т.е. номинального напряжения) также при указанной в справочных данных величине рабочей температуры перехода (как правило, 125 °С). Всего были проанализированы данные для 180 приборов. В результате анализа выявлено, что для группы приборов того же производителя, одинаковой технологии и номинального напряжения значения величин  $(I_{cном}/E_{off})$  (см. выражение (5)) для различных значений  $I_{cном}$  практически совпадают. Мало отличаются в группе и величины  $V_F$ .

Для приборов разных значений  $I_{cном}$  в каждой группе производилось вычисление «критической» частоты  $f_{kr}$  по выражению (5). Значения  $f_{kr}$  в группе практически совпадают. Усредненные значения величин  $V_F$ ,  $(I_{cном}/E_{off})$  и  $f_{kr}$  для соответствующих групп представлены в табл. 1. Из данных табл. 1 можно видеть, что значения «критических» частот преобразования, выше которых для DC/DC конверторов первичное звено целесообразно выполнять на основе не АИН, а АИТ с использованием режима выключения ключей ZCS и снабберного индуктивного включения, для ключей на основе IGBT с предельным напряжением 600 – 650 В, лежат в диапазоне 30 – 80 кГц, для предельных напряжений 1200 В – 10 – 20 кГц, для напряжений 1700 В – 4 – 5 кГц, для напряжений 2500 В – 1,3 – 2,5 кГц, для напряжений 3300 В – 1,3 – 2,2 кГц, для напряжений 4500 В – 0,7 – 1,2 кГц, а для напряжений 6500 В – около 560 Гц. По видимому, исходя из критерия минимизации потерь мощности в ключах силового коммутатора первичного звена DC/DC конверторов, при использовании в качестве ключей первичного звена IGBT с предельным напряжением до 1200 В включительно, выполнение силового коммутатора по схеме АИН предпочтительнее. При использовании в качестве ключей первичного звена IGBT (с последовательным диодом с теми же характеристиками, что и у обратного диода в IGBT модуле в АИН) с предельными напряжениями свыше (1700 – 2500 В), согласно критерию минимизации потерь мощности в ключах силового коммутатора первичного звена, выполнение силового коммутатора первичного звена по схеме АИТ становится привлекательным, поскольку может обеспечить достаточно высокое значение частоты преобразования – единицы килогерц.

#### Выводы.

1. Для DC/DC конверторов с однократной модуляцией, одна из коммутаций на периоде преобразования в первичном звене которых производится в режиме ZVS, а другая коммутация – снабберная емкостная (звено – АИН на основе IGBT с обратным диодом) либо одна из коммутаций на периоде преобразования в первичном звене производится в режиме ZCS, а другая коммутация – снабберная индуктивная (звено – АИТ на основе IGBT с обратным диодом) введено понятие «критической» частоты.

2. Для частот преобразования выше «критической» суммарные статические и динамические потери выключения ключей АИН (последние из-за эффекта хвоста тока можно лишь ограничить, но не устранить) превышают суммарные статические потери (в IGBT и последовательном диоде) ключей АИТ.

3. Для силовых ключей на основе IGBT различных технологий и предельных напряжений ряда производителей дана оценка величин «критических» частот.

4. Для DC/DC конверторов с ключами на основе IGBT при предельных напряжениях ключей свыше 1700 – 2500 В, выполнение силового коммутатора по схеме АИТ становится привлекательным, поскольку позволяет обеспечить достаточно высокое значение частоты преобразования – единицы килогерц.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. X. Zhang, H. S. Chung, X. Ruan and A. Ioinovici. «A ZCS Full-Bridge Converter Without Voltage Overstress on the Switches» *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 25, no. 3, March, 2010, pp. 686-698. doi: **10.1109/TPEL.2009.2035124**.
2. Naayagi, R.T.; Shuttleworth, R.; Forsyth, A.I.; «Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT turn-off.» 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2011, pp. 50-55, Jan. 2011. doi: **10.1109/ICEES.2011.5725301**.
3. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Изд. Дом Додэка-XXI, 2005. – 384 с.
4. Blinov, A.; Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. «Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier» /IECON 2012 – 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 5179-5184, 25-28 Oct. 2012. doi: **10.1109/IECON.2012.6389549**.
5. Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W.; «Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.23, no.1, pp.172-179, Jan. 2008. doi: **10.1109/TPEL.2007.911771**.
6. Ивахно В.В., Замаруев В.В., Стысло Б.А. О возможности снижения динамических потерь в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения с разделенной коммутацией / Проблемы современной электротехники – 2014, XIII Міжнародна науково-технічна конференція, 2-6 червня, 2014 Київ, Україна: Технічна електродинаміка. Інститут електродинаміки Національної академії наук України № 4, 2014 (июль/август) С. 84 – 86
7. A. Mousavi, G Moschopoulos, «A New ZCS-PWM Full-Bridge Dc-Dc Converter with Simple Auxiliary Circuits». *IEEE Transactions on Power Electronics*, no.3, 2014, pp. 1321-1330. doi: **10.1109/TPEL.2013.2259847**.
8. Yong P. Li, Fred C. Lee, and Dushan Boroyevich. IGBT Device Application Aspects for 50-kW Zero-Current-Transition Inverters *IEEE transactions on industry applications*, vol. 40, no. 4, july/august 2004, pp. 1039-1048. doi: **10.1109/TIA.2004.830742**.
9. Руководство Семикрон 2000 г. стр. 246 - 252. [http://www.gaw.ru/html/cgi/txt/doc/transistor/igbt\\_semi/index.htm,3\\_8\\_3\\_3\\_9\\_11.pdf](http://www.gaw.ru/html/cgi/txt/doc/transistor/igbt_semi/index.htm,3_8_3_3_9_11.pdf).
10. A. Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos. «A Comparative Study of a New ZCS DC-DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter. *IEEE transactions on power electronics*, vol. 27, no. 3, March 2012. pp 1347-1358. doi: **10.1109/TPEL.2011.2118233**.

#### REFERENCES

1. X. Zhang, H. S. Chung, X. Ruan and A. Ioinovici. «A ZCS Full-Bridge Converter Without Voltage Overstress on the Switches» *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 25, no. 3, March 2010, pp. 686-698 doi: **10.1109/TPEL.2009.2035124**.
2. Naayagi, R.T.; Shuttleworth, R.; Forsyth, A.I.; «Investigating the effect of snubber capacitor on high power IGBT turn-

off» *1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, 2011, pp. 50-55, Jan. 2011. doi: **10.1109/ICEES.2011.5725301**.

3. Voronin P.A. Power Semiconductor switches: families, characteristics, the usages. *Ed. 2nd, Revised. and additional.* – M.: Dodeka-XXI, 2005. – 384 p.

4. Blinov, A.; Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. «Experimental Verification of DC/DC Converter with Full-Bridge Active Rectifier». *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp.5179-5184, 25-28 Oct. 2012 doi: **10.1109/IECON.2012.6389549**.

5. Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W.; «Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs Under Hard-and Soft-Switching Conditions», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.23, no.1, pp.172-179, Jan. 2008. doi: **10.1109/TPEL.2007.911771**.

6. Ivakhno V.V., Zamaruev V.V., Styslo B.A. On the possibility of reducing dynamic losses in the two-tier DC converter with the divided switching / *Problems of modern electrical engineering – 2014, XIII International Scientific Conference, 2-6 June, 2014 Kyiv, Ukraine: Tehnichna Elektrodynamika № 4, 2014 (July/August) pp. 84-86.*

7. A. Mousavi, G Moschopoulos, «A New ZCS-PWM Full-Bridge DC-DC Converter with Simple Auxiliary Circuits». *IEEE Transactions on Power Electronics*, no.3, 2014, pp. 1321-1330. doi: **10.1109/TPEL.2013.2259847**.

8. Yong P. Li, Fred C. Lee, and Dushan Boroyevich, «IGBT Device Application Aspects for 50-kW Zero-Current-Transition Inverters» *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 40, no. 4, July/August 2004, p.p. 1039-1048. doi: **10.1109/TIA.2004.830742**.

9. Manual Semikron 2000 г. стр. 246 - 252. Available at [http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/transistor/igbt\\_semi/index.htm,3\\_8\\_3\\_3-3\\_9\\_11.pdf](http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/transistor/igbt_semi/index.htm,3_8_3_3-3_9_11.pdf).

10. A Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos. «A Comparative Study of a New ZCS DC–DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter». *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 27, no. 3, March 2012. pp. 1347-1358. doi: **10.1109/TPEL.2011.2118233**.

Поступила (received) 21.01.2015

Ивахно Владимир Викторович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
Замаруев Владимир Васильевич<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
Стысло Богдан Александрович<sup>1</sup>, аспирант,  
Ясько Алексей Сергеевич<sup>1</sup>, магистрант,

<sup>1</sup>Национальный технический университет  
«Харьковский политехнический институт»  
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,  
тел/phone +38 057 7076044, e-mail: v-ivakhno@ukr.net,  
vvz1@ukr.net, bohdanstyslo@gmail.com, lefarf.fan@ukr.net

V.V. Ivakhno<sup>1</sup>, V.V. Zamaruev<sup>1</sup>, B.A. Styslo<sup>1</sup>, A.S. Jas'ko<sup>1</sup>

<sup>1</sup>National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

### About the «critical» conversion frequency for two-stage DC/DC converters with stage based on current source inverter.

**Purpose.** For two-stage DC/DC converters with stage based on voltage source inverter (VSI) and two-stage DC/DC converters with stage based on current source inverter (CSI) the concept of the «critical» frequency was introduced. As VSI's power switches the Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT) is used, its turn-on switching occur under Zero Voltage Switching (ZVS) and its turn-off switching occur by using the snubber capacitors. As CSI's power switches the IGBT with series diode is used, its turn-off switching occur under Zero Current Switching (ZCS) and its turn-on switching occur by using the snubber reactor. For VSI's power switches, the power loss in IGBT is determined by the IGBT conduction losses and turn-off losses. Due to the effect of the tail current the IGBT turn-off losses under capacitance snubber switching can be reduced by about half compared to the turn-off losses under hard switching, therefore losses will increase with increasing frequency. For CSI's power switches, the power loss in IGBT and series diode is determined by only the IGBT and series diode conduction losses. To conversion frequencies above the «critical» the total conduction and turn-off losses under capacitance snubber switching in VSI switches exceed the total conduction losses in CSI switches (IGBT and series diode) (switching losses in CSI switches is negligible). The purpose of article is to evaluate values of «critical» frequency for DC/DC converters with IGBT of different vendors and different collector-emitter stress voltage. **Methodology.** When evaluating loss the data sheets for 180 IGBT modules Semikron, ABB, Westcode, Infineon, Mitsubishi were used. It was assumed that the nominal currents are switched, switched voltage equal to half of the collector-emitter stress voltage, the voltage across the CSI's series diode is at operating temperature, the VSI switch turn-off energy is equal to half of the energy under hard switching and under operating temperature. **Results.** For devices with stress voltage 600 V a «critical» frequency have the range 30 - 80 kHz, with 1200 V - 10 - 20 kHz, with 1700 V - 4 - 5 kHz, with 2500 V - 1,3 - 2,5 kHz, with 3300 V - 1,3 - 2,2 kHz, with 4500 - 0,7 - 1,2 kHz and with 6500 V - 560 Hz. **Originality.** For two-stage DC/DC converters with stage based on current source inverter with IGBT based power switches the approach to determining the appropriate frequency is offered. **Practical value.** It is proved that for two-stage DC / DC converters with the primary stage power switches based on IGBT, for values of power switches stress voltage more than 1700 - 2500 V, the use of CSI as the primary stage becomes attractive, because it allows to provide high enough value of conversion frequency - units of kilohertz. References 10, table 1.

**Key words:** two-stage DC/DC converter, voltage source inverter, current source inverter, IGBT, conduction losses, switching losses, conversion frequency.