

4. Богомолов В. С. Судовые электроэнергетические установки подчиненного управления. /Ред. С. А. - Горбунова; Калининград: Кн. изд-во. 1996. – 240 с.
5. Дворак В. Н. Стабилизация динамических характеристик автоматизированного дизель-генераторного агрегата // Матеріали міжнародної науково-технічної конференції «Електротехніка і електромеханіка ЕТЕМ-2005». – Миколаїв, 2005. – С. 16–21.
6. Болотин Б. И., Вайнер В. Л. Инженерные методы расчетов устойчивости судовых автоматизированных систем. – Л.: Судостроение, 1974. – 332 с.
7. Дворак В. Н. К расчету реакции САУ скользящего режима дизель-генераторного агрегата на внезапное изменение нагрузки и возбуждения // Рыбное хозяйство Украины.– 2006. –№7. – С. 7–8.

Поступила в редакцию 27.10.06 г.

После доработки 28.02.07г.

В умовах паралельної роботи валогенератора з генераторами судової електростанції шляхом використання регулятора ковзного режиму, що функціонує разом з фази-регулятором, вирішена задача зменшення коливань частоти обертання й кута навантаження валогенератора.

The parallel work of shaft-generator with generators of ship power station using the sliding mode regulator that functions together with a fuzzy-regulator, the problem of reduction of rotation frequency fluctuations and of shaft-generator loading corner is solved.

УДК 621.314.5

В. В. Семенов, Г. Н. Стрункин, С. А. Попов

Потери мощности в инверторах с однополярной и двуполярной широтно-импульсной модуляцией

В статье рассмотрена задача расчета мощности динамических потерь в силовых полупроводниковых приборах инверторов с одно- и двуполярной ШИМ. Приведены зависимости полных потерь мощности потерь в ключах от несущей частоты и рабочего напряжения.

Как известно, серьезным недостатком преобразователей частоты на базе автономных инверторов напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) является снижение их коэффициента полезного действия (КПД) с ростом несущей частоты, связанное с ростом потерь при коммутации силовых приборов. Одно из возможных решений проблемы заключается в применении схем многоуровневых инверторов, позволяющих уменьшить напряжения, прикладываемые к силовым приборам. В этой связи особый интерес вызывает схема трехуровневого АИН [1], позволяющая формировать однофазное напряжение методом однополярной широтно-импульсной модуляции (ОШИМ). Достоинством этой схемы является и то обстоятельство, что к силовым приборам прикладывается напряжение, вдвое меньшее, чем в классической схеме, формирующей двуполярную ШИМ (ДШИМ). Однако, увеличение количества силовых приборов, включенных в контуре тока нагрузки, приводит к росту мощности статических потерь [2]. Вопрос оценки мощности динамических потерь, а также полных потерь в ключах трехуровневого инвертора в современной литературе освещен недостаточно. Данная статья посвящена оценке динамических потерь в силовых приборах однофазных инверторов напряжения с ОШИМ и ДШИМ при жесткой коммутации, а также сравнению полных потерь в этих схемах.

Схемы однофазных инверторов напряжения с ДШИМ и ОШИМ приведены на рис. 1. Работа схем до-

статочно подробно рассмотрена в [1–3]. Будем считать, что устройства формирования траектории переключения приборов (снабберы) не используются, и силовые приборы работают в режиме так называемой «жесткой» коммутации. Такой режим происходит, например, в преобразователях небольшой мощности при использовании интеллектуальных модулей на основе IGBT, в которых подключение снабберов затруднено.

Для оценки коммутационных потерь в транзисторах инвертора рассмотрим более детально процессы при их включении и выключении. Предположим, что при включении транзистора ток коллектора нарастает по линейному закону [4]:

$$I_m(t) = I_m \frac{t}{t_{\text{вкл}}}, \quad (1)$$

где I_m – ток, протекающий через транзистор, $t_{\text{вкл}}$ – время включения транзистора.

При жесткой коммутации, как показано на рис. 2, а, напряжение между коллектором и эмиттером транзистора при нарастании коллекторного тока остается постоянным и мгновенно спадает лишь после того, как происходит восстановление сопротивления обратного диода. С учетом этого процессы при включении можно разбить на два интервала. На первом (от нуля до $t_{\text{вкл}}$) протекает линейно изменяющийся ток при пол-

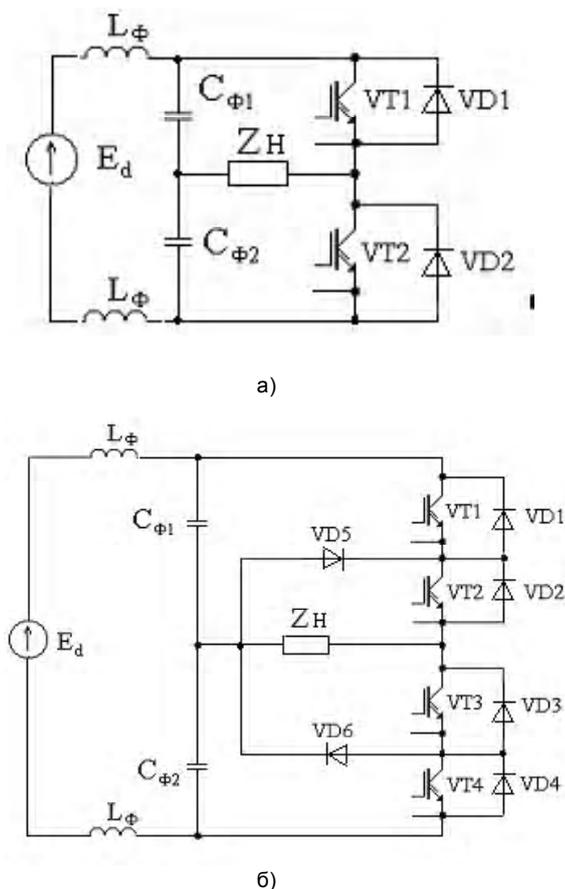


Рис. 1. Упрощенные электрические схемы инверторов: а) АИН с ДШИМ; б) АИН с ОШИМ

ном напряжении. На втором (от $t_{\text{вкл}}$ до $t_{rr}/2$) ток коллектора транзистора равен сумме тока нагрузки и обратного тока диода. Предположим, что диод закроется в момент времени $t_{rr}/2$, а, значит, через транзистор должен пройти заряд $Q_{rr}/2$, где t_{rr} и Q_{rr} – соответственно время и заряд обратного восстановления диода. Тогда энергию потерь при включении можно вычислить по уравнению:

$$W_{\text{вкл}} = \int_0^{t_{\text{вкл}}} U I_m \frac{t}{t_{\text{вкл}}} dt + U \cdot \left(\frac{I_m t_{rr} + Q_{rr}}{2} \right) = \frac{U}{2} \cdot (I_m t_{\text{вкл}} + I_m t_{rr} + Q_{rr}), \quad (2)$$

где U – напряжение на транзисторе в закрытом состоянии.

Аналогично, в процессе выключения можно предположить, что ток коллектора линейно спадает:

$$I_m = I_m \left(1 - \frac{t}{t_{\text{выкл}}} \right), \quad (3)$$

а напряжение между коллектором и эмиттером мгновенно нарастает, как показано на рис. 2, б. Тогда энергию потерь при выключении $W_{\text{выкл}}$ определим как:

$$W_{\text{выкл}} = \int_0^{t_{\text{выкл}}} U I_m \left(1 - \frac{t}{t_{\text{выкл}}} \right) dt = \frac{I_m U}{2} \cdot t_{\text{выкл}}, \quad (4)$$

где $t_{\text{выкл}}$ – время выключения.

При использовании IGBT в качестве ключей, приходится учитывать влияние так называемого «токового хвоста» – спада тока коллектора вследствие рассеивания не основных носителей заряда (разряд диффузионной емкости коллекторного перехода). Известно, что заряд диффузионной емкости пропорционален протекающему току. В статье [5] представлена эмпирическая зависимость заряда Q_{tail} от тока для приборов на средние мощности:

$$Q_{\text{tail}} \approx 3 \cdot 10^{-7} I_m, \quad (5)$$

с учетом чего находится энергия потерь «токового хвоста» W_{tail} :

$$W_{\text{tail}} = Q_{\text{tail}} U \approx 3 \cdot 10^{-7} I_m U. \quad (6)$$

Для расчета коммутационных потерь диодов достаточно учесть лишь энергию выключения [4] (процесс выключения диода показан на рис. 2, в):

$$W_{VD} = \frac{1}{2} Q_{rr} U. \quad (7)$$

При различных видах ШИМ и активно-индуктивной нагрузке амплитуда импульсов тока через прибор изменяется по синусоидальному закону. В схеме инвертора с ДШИМ транзисторы и диоды проводят ток в течение половины периода, а среднее значение коллекторного тока транзистора и анодного тока диода определяется соотношением:

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{I_m}{\pi}. \quad (8)$$

Для диодов средний заряд обратного восстановления, который пропорционален протекающему току, находится аналогично:

$$Q_{rr\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} Q_{rr} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{Q_{rr}}{\pi}. \quad (9)$$

Для инвертора с ОШИМ можно учесть коммутационные потери только транзисторов VT1, VT4, так как остальные транзисторы часть периода проводят ток непрерывно, а оставшуюся часть работают при нулевом напряжении, что дает право пренебречь их коммутационными потерями. Кроме того, следует еще раз отметить, что все полупроводниковые приборы в трехуровневом АИН работают при половинном напряжении $E_d/2$.

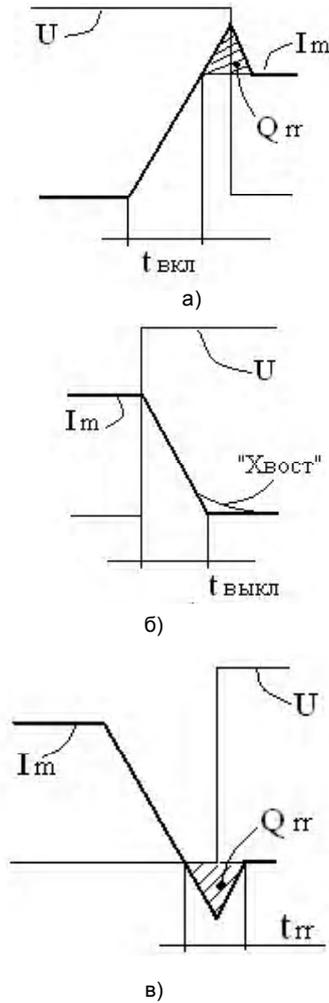


Рис. 2. Временные диаграммы: а) включения транзистора; б) выключения транзистора; в) включения диода

Таким образом, среднее значение коллекторного тока транзисторов рассчитывается в виде:

$$I_{ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} I_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{I_m}{2\pi} \cdot (1 + \cos \varphi), \quad (10)$$

где φ – угол между первой гармоникой выходного напряжения и током нагрузки.

Средние заряды для диодов VD5, VD6 можно определить по формуле (9), а для диодов VD1–VD4 – из соотношения:

$$Q_{rrcp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi} Q_{rr} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{Q_{rr}}{2\pi} \cdot (1 - \cos \varphi). \quad (11)$$

В любой схеме мощность динамических потерь, которая пропорциональна полной энергии коммутации и частоте переключения, можно определить по формуле:

$$P_{Дин} = W \cdot f_H, \quad (12)$$

где W – суммарная энергия коммутации, равная сумме энергий включения, выключения и энергии «хвоста»; f_H – несущая частота.

Тогда для инвертора с ДШИМ будем иметь:

$$P_{Дин}^{ДШИМ} = \frac{U}{\pi} \cdot [t_{вкл} + t_{выкл} + t_{rr} + 1,5 \cdot 10^{-7}] \cdot I_m + 2Q_{rr} \cdot f_H; \quad (13)$$

и, соответственно, для инвертора с ОШИМ:

$$P_{Дин}^{ОШИМ} = \frac{U}{2\pi} [(1 + \cos \varphi) \cdot (t_{вкл} + t_{выкл} + t_{rr} + 1,5 \cdot 10^{-7}) \cdot I_m + (5 - \cos \varphi) \cdot Q_{rr}] \cdot f_H. \quad (14)$$

Параметры $t_{вкл}$, $t_{выкл}$, Q_{rr} , t_{rr} можно найти в справочных материалах фирм-производителей полупроводниковых приборов.

Другой важной составляющей потерь в ключах являются статические потери. Их значение можно вычислить по формулам, приведенным в работе [2]. На рис. 3, а представлены результаты мощности полных потерь расчета от несущей частоты для АИН с ДШИМ и АИН с ОШИМ, отнесенных к мощности нагрузки при рабочем напряжении 300 В, выполненные для приборов фирмы International rectifier [6]. Аналогичные зависимости, рассчитанные для напряжения 600 В, показаны на рис. 3, б. Представленные зависимости показывают, что с рос-

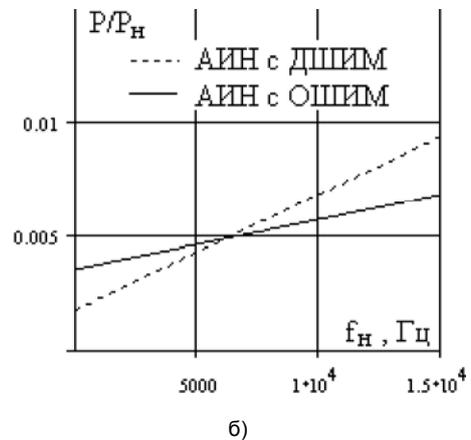
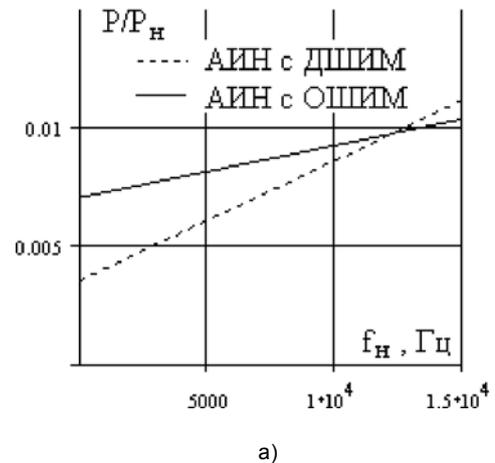


Рис. 3. Зависимость мощности потерь в инверторах от несущей частоты: а) при напряжении 300 В; б) при напряжении 600 В.

том несущей частоты динамические потери мощности увеличиваются. При низких частотах, когда преобладают статические потери мощности, полные потери в АИН с ОШИМ становятся больше. При повышении напряжения и несущей частоты начинают преобладать динамические потери мощности. В этом случае полные потери становятся больше в АИН с ДШИМ.

На рис. 4 показана зависимость полных потерь мощности от выходного напряжения инверторов (при использовании IGBT с рабочим напряжением до 1200 В при несущей частоте 10 кГц). График иллюстрирует возможную область применения инверторов по рабочему напряжению, ориентировочно позволяя произвести выбор схемы, исходя из мощности полных потерь в ключах.

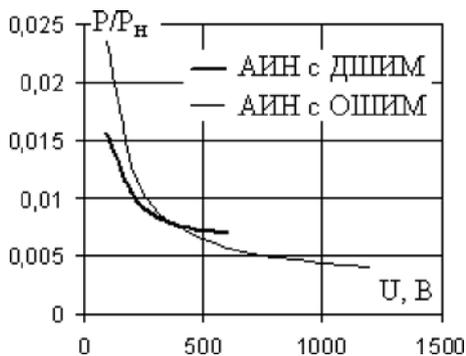


Рис. 4. Зависимость мощности потерь в инверторах от рабочего напряжения

С использованием предложенных выражений и данных из [6] были рассчитаны полные потери мощности в силовых полупроводниковых приборах инверторов напряжения мощностью 2,5 кВт при напряжении 220 В и 600 В ($\varphi = 0,8$, коэффициент модуляции $M = 0,9$).

Вывод

1. При низких значениях рабочих напряжений (до 400–500 В) и частотах (до 10 кГц), независимо от типа применяемых IGBT (S, F, U, K или W), полная мощность потерь в АИН с ДШИМ меньше, чем в АИН с ОШИМ, что говорит о целесообразности применения первой схемы.

2. При использовании недорогих транзисторов (типа S), в АИН с ДШИМ невозможно использовать частоты модуляции выше 2–3 кГц, так как это может привести к завышенным массогабаритным показателям выходного фильтра [1]. В трехуровневом инверторе, благодаря

меньшим коммутационным потерям схемы, удается повысить рабочую частоту до 4–5 кГц для этого типа приборов (что оказывается предпочтительнее, чем использование высоковольтных приборов типа F, U, K или W в АИН с ДШИМ).

3. При повышении рабочего напряжения (свыше 500 В) на практике предпочтительнее оказывается переход к инвертору с ОШИМ, так как из-за его низких динамических потерь суммарные потери в инверторе оказываются меньшими, чем у АИН с ДШИМ. В пользу этой схемы в данном случае свидетельствует и то обстоятельство, что, используя низковольтные транзисторы с меньшей стоимостью, возможно получение более благоприятного спектра выходного напряжения.

4. Важно заметить, что при использовании относительно менее быстродействующих приборов с меньшим прямым падением напряжения, в АИН с ОШИМ наблюдается определенная компенсация повышенных статических потерь в сравнении с двухуровневой схемой, для которой требуется применение высоковольтных транзисторов (у которых прямое падение напряжения больше).

5. В целом трехуровневая схема позволяет увеличить рабочую частоту для всех типов транзисторов примерно в 1,5 раза по сравнению с АИН с ДШИМ.

Перечень ссылок

1. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
2. Переверзев А. В., Семенов В. В., Струнkin Г. Н. Расчет рабочих режимов силовых приборов в полумостовой схеме инвертора напряжения с однополярной ШИМ // Электротехника та електроенергетика. – 2006. – №2. – С. 8–12.
3. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника. Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002. – 304 с.
4. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 240 с.
5. Al-Naseem Osama A, Erickson Robert W and Palmer Carlin. Prediction of Switching Loss Variations by Averaged Switch Modeling [C]. In: IEEE Applied Power Electronics Conference, New Orleans: APEC. 2000. – P. 242–248.
6. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додека-XXI, 2001. – 384 с.

Поступила в редакцию 23.01.07 г.

После доработки 22.02.07г.

У статті розглянуто задачу розрахунку потужності динамічних витрат у силових напівпровідникових приладах інверторів з одно- та двополярною ШІМ. Наведено залежності повних витрат потужності у ключах від несучої частоти та робочої напруги.

In the paper the power semiconductor losses in the inverters with one-side and two-side PWM is calculated. Dependences of total losses in switch device from switching frequency and working voltage are given.