

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ LCD СНАББЕРА НА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ ИППН

А.М. Афанасьев, В.И. Ушаков, А.В. Еремина.
Донбасский государственный технический университет
ДонГТУ, пр. Ленина 16, г. Алчевск, 94204, Украина
Тел. +38 (06442) 2-02-02, e-mail: alexandr.afanasyev@gmail.com

Annotation – Estimation of energy efficiency of pulse DC converter on IGBT base operating in discontinuous current mode depending on LCD snubber parameters.

Key words – energy efficiency, pulse DC converter, IGBT, LCD snubber, discontinuous current mode.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из наиболее интенсивно развивающихся направлений в области электротехнологий является индукционная обработка металла. Для источников питания высокочастотных установок индукционного нагрева (УИН) в качестве силовых ключей применяются два основных типа транзисторов: MOSFET и IGBT. Выбор соответствующего типа транзистора обусловлен требуемыми выходными параметрами источника, среди которых наиболее важными являются выходная частота и мощность, отдаваемая в нагрузку.

Уникальные характеристики IGBT позволяют создавать эффективные преобразователи для УИН с выходной частотой 10 – 150 кГц и мощностью, отдаваемой в нагрузку, единицы – сотни киловатт.

В преобразователях электроэнергии для высокочастотных УИН, наибольшее распространение получили схемные топологии, базирующиеся на классических схемах автономных резонансных инверторов (АИР) с последовательной, параллельной и смешанной компенсацией индуктивности нагрузки. Для повышения коэффициента мощности источника питания и обеспечения глубоких регулировочных характеристик применяются выпрямители с активной коррекцией коэффициента мощности [1] и неуправляемые выпрямители с импульсным преобразователем постоянного напряжения (ИППН) [2].

Схемные решения, на основе ИППН, предполагают следующие режимы работы:

1) по характеру тока накопительной индуктивности - режим непрерывных токов (РНТ) и режим прерывистых токов (РПТ) [3],

2) по характеру коммутационных процессов в преобразователях - режимы жесткого переключения (HS), переключения при нулевом токе (ZCS) и переключения при нулевом напряжении (ZVS) [4].

Эффективность работы IGBT зависит как от режимов переключения, так и от режимов работы накопительной индуктивности. При работе накопительной индуктивности в РНТ, переключение IGBT происходит при максимальном токе, в режиме HS. В случае работы в РПТ, включение происходит в нуле тока, что характерно для ZCS режима, а выключение – при максимальном токе, т.е. в HS режиме.

При коммутации токов силовыми ключами неизбежны перенапряжения обусловленные наличием паразитных индуктивностей. Для защиты ключей от перенапряжений, применяются диссипативные RC и RDC цепи [5] или регенеративные LCD-снабберы [6]. Применение LCD-снабберов позволяет не только защитить силовой ключ от перенапряжений, но и минимизировать динамические потери мощности в транзисторе за счет формирования траектории переключения, при этом накопленная в снабберной емкости энергия регенерируется в нагрузку или источник питания. Такое решение повышает эффективность работы IGBT, но при этом необходимо учесть потери мощности в дополнительных элементах схемы.

Целью данной работы является получение аналитических выражений для оценки энергоэффективности работы понижающего ИППН с IGBT в зависимости от вариации параметров LCD снаббера.

ИССЛЕДУЕМАЯ СХЕМА

Оценка энергоэффективности проводилась для наиболее часто применяемой в УИН схемы понижающего ИППН с пассивным LCD-снаббером. В качестве силового ключа в этой схеме принят IGBT. Принцип работы каждой из схем подробно описан в публикациях [3], [4], [5], [6], поэтому рассмотрим особенности, которые учитывались при анализе их совместной работы.

На рис.1 показана схема понижающего ИППН с LCD-снаббером, регенерирующим энергию снабберного конденсатора C_S в нагрузку.

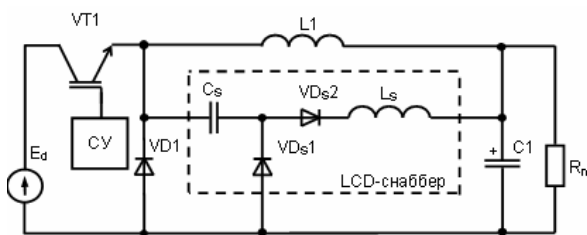


Рисунок 1 – Схема импульсного преобразователя с пассивным LCD-снаббером

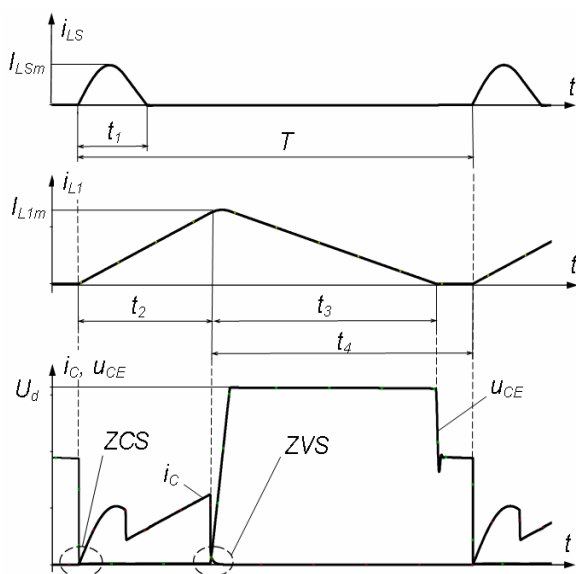


Рисунок 2 – Временные диаграммы, характерные для работы исследуемой схемы

Работу понижающего ИППН с LCD-снаббером в РПТ характеризуют временные диаграммы тока снабберной индуктивности i_{LS} , тока индуктивности i_{LL} , тока коллектора i_C и напряжения коллектор-эмиттер u_{CE} (рис. 2). На приведенных временных диаграммах выделены:

I_{LSm} – амплитудное значение тока снабберной индуктивности L_S

T – период следования импульсов управления ИППН,

$t_1 = \frac{T_S}{2}$ – время протекания тока I_{LS} , где

$$T_S = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_S \cdot C_S};$$

I_{LLm} – амплитудное значение тока накопительной индуктивности L_L ;

t_2 – время импульса управления ;

t_3 – время спада тока накопительной индуктивности I_{LL} до нуля;

t_4 – время паузы между управляющими импульсами;

U_d – напряжение источника питания.

На совмещенных временных диаграммах тока i_C и напряжения u_{CE} выделены процессы переключения IGBT в режимах ZCS и ZVS.

ОЦЕНКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ

Оценка энергоэффективности, проводилась на основе анализа зависимости коэффициента полезного действия (КПД) предложенной схемы, от значений индуктивности L_S и емкости C_S LCD-снаббер'а.

С целью унификации результатов оценки введены энергетические коэффициенты K_{Eon} и K_{Eoff} позволяющие оценить соответственно долю энергий снабберной индуктивности E_{LS} и снабберного конденсатора E_{CS} к нормированным значениям энергий потерь включения E_{on}^* и выключения E_{off}^* исследуемого IGBT.

$$K_{Eon} = \frac{E_{LS}}{E_{on}^*} \quad (1)$$

$$K_{Eoff} = \frac{E_{CS}}{E_{off}^*} \quad (2)$$

Энергия E_{LS} определяется по формуле

$$E_{LS} = \frac{L_S \cdot I_{LSm}^2}{2}, \quad (3)$$

где L_S – индуктивность LCD снаббера;
Энергия E_{CS} определяется по формуле

$$E_{CS} = \frac{C_S \cdot U_d^2}{2}, \quad (4)$$

где C_S – емкость снабберного конденсатора;

U_d – напряжение источника питания.

Энергия E_{on}^* вычисляется по формуле

$$E_{on}^* = E_{on} \cdot \frac{U_{CEon}}{U_{CCref}}, \quad (5)$$

где E_{on} – рассчитанное значение энергии включения;

$U_{CEon} = (U_d - U_n)$ – напряжение на транзисторе соответствующее моменту включения;

где U_n – напряжение нагрузки;

U_{CCref} – напряжение на транзисторе, для которого приведена паспортная зависимость $E_{on} = f(I_C)$.

Энергия E_{off}^* вычисляется по формуле

$$E_{off}^* = E_{off} \cdot \frac{U_{CEoff}}{U_{CCref}}, \quad (6)$$

где E_{off} – рассчитанное значение энергии выключения;

$U_{CEoff} = \frac{I_{L1m} \cdot t_{off}}{C_S}$ – напряжение на

транзисторе соответствующее моменту выключения.

Для расчета энергий E_{on} и E_{off} использовались паспортные зависимости $E_{on} = f(I_C)$ и $E_{off} = f(I_C)$ исследуемого транзистора, в качестве которого был выбран Superfast NPT-IGBT фирмы SEMIKRON SKM 75GB063D. Аналитические выражения были получены методом кусочно-линейной аппроксимации указанных выше зависимостей.

На рис. 3 представлены исходные графики зависимостей $E_{on} = f(I_C)$ и $E_{off} = f(I_C)$ где показаны значения, взятые для расчета E_{on} .

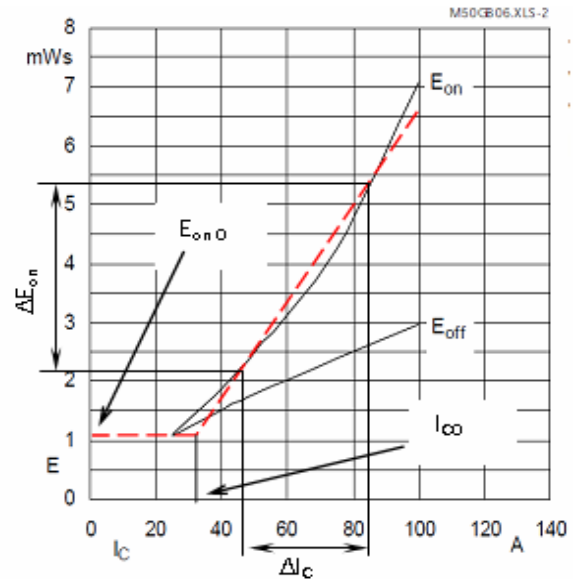


Рисунок 3 – График зависимости энергий E_{on} и E_{off} от тока коллектора I_C исследуемого IGBT SKM 75GB063D

Энергии E_{on} и E_{off} определяются из выражений:

$$E_{on} = (I_{Con} - I_{C0}) \cdot \frac{\Delta E_{on}}{\Delta I_C} + E_{on0}, \quad (7)$$

где I_{Con} – значение тока транзистора на момент времени t_r ;

t_r – паспортное значение времени включения транзистора

$\frac{\Delta E_{on}}{\Delta I_C}$

– наклон характеристики;

E_{on0} – граничное значение энергии включения.

$$E_{off} = (I_{Coff} - I_{C0}) \cdot \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_C} + E_{off0}, \quad (8)$$

где I_{Coff} – значение тока транзистора на момент времени выключения;

I_{C0} – ток коллектора, соответствующий граничному значению энергии выключения E_{off0} ;

E_{off0} – граничное значение энергии выключения;

$\frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_C}$ – наклон характеристики.

КПД схемы определяется по формуле

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + P_{VT1} + P_{VD1} + P_{VD2}}, \quad (9)$$

где P_n – мощность нагрузки;
 P_{VT1} – мощность потерь в транзисторе VT1;

P_{VD1} – мощность потерь в диоде VD1;

P_{VD2} – мощность потерь в диоде VD2.

Мощность нагрузки определяется выражением

$$P_n = I_n^2 \cdot R_n, \quad (10)$$

где I_n – ток нагрузки;

R_n – сопротивление нагрузки.

$$P_{VT1} = P_{st} + P_{dyn}, \quad (11)$$

где P_{st} – мощность статических потерь;

P_{dyn} – мощность динамических потерь.

$$P_{st} = U_{CE0} \cdot I_C + r_{VTdif} \cdot I_{Crms}^2, \quad (12)$$

где U_{CE0} – напряжение транзистора в открытом состоянии;

I_C – среднее значение тока транзистора;

r_{VTdif} – дифференциальное сопротивление транзистора;

I_{Crms} – действующее значение тока транзистора.

$$P_{dyn} = (E_{on}^* + E_{off}^*) \cdot \frac{I}{T} \quad (13)$$

$$P_{VD1} = U_0 \cdot I_{a1} + r_{VD1dif} \cdot I_{a1rms}^2, \quad (14)$$

где U_0 – напряжение диода в открытом состоянии;

I_{a1} – среднее значение тока диода VD1;

r_{VD1dif} – дифференциальное сопротивление диода VD1;

I_{a1rms} – действующее значение тока диода VD1.

$$P_{VD2} = U_0 \cdot I_{a2} + r_{VD2dif} \cdot I_{a2rms}^2, \quad (15)$$

где I_{a2} – среднее значение тока VD2

r_{VD2dif} – дифференциальное сопротивление диода VD2;

I_{a2rms} – действующее значение тока диода VD2.

Среднее значение тока транзистора определяется выражением

$$I_C = I_{L1m} \cdot \frac{t_2}{2 \cdot T} + \frac{I_{Lsm}}{T \cdot \pi} \cdot T_S, \quad (16)$$

Амплитудное значение тока индуктивности LI определим по формуле

$$I_{L1m} = \frac{U_d - U_n}{LI} \cdot t_2, \quad (17)$$

Амплитудное значение снабберной индуктивности L_S определим по формуле

$$I_{Lsm} = \frac{U_d - U_n}{\sqrt{L_S / C_S}}, \quad (18)$$

Время спада тока индуктивности I_{LI} до нуля определим по формуле

$$t_3 = \frac{LI \cdot I_{L1m}}{U_n}, \quad (19)$$

Значение снабберного конденсатора C_S для другого типа IGBT, определяется по формуле (20) полученной из (2), (6), (8).

$$C_S = \frac{2 \cdot K_{Eoff}}{U_d^2} \cdot \left[(I_{L1m} - I_{C0}) \cdot \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_C} + E_{off0} \right] \quad (20)$$

Аналогично рассчитывается значение снабберной индуктивности L_S , по формуле (21) полученной из (1), (5), (7).

$$L_S = \frac{2 \cdot K_{Eon}}{I_{Lsm}^2} \cdot \left[(I_{Con} - I_{C0}) \cdot \frac{\Delta E_{on}}{\Delta I_C} + E_{on0} \right] \quad (21)$$

По полученным аналитическим выражениям в среде MathCAD выполнены расчеты и построены графики зависимостей мощности потерь в транзисторе VT1, диодах VD1 и VD2, мощности нагрузки и КПД от параметров снаббера.

Исходными данными для проведения расчетов были приняты:

- напряжение источника питания $U_d=310В$;
- период следования импульсов управления $T=30мкс$;
- время импульса $t_2=10 мкс$;
- время паузы $t_4=20 мкс$;
- сопротивление загрузки $R_n=1.5 Ом$;
- величина накопительной индуктивности $L1=15 мкГн$;
- диапазон изменения снабберной индуктивности $L_S=0,1...3 мкГн$;
- диапазон изменения снабберной емкости $C_S=0,01...1 мкФ$.

На рис. 4 приведены графики зависимостей энергетических коэффициентов K_{Eon} и K_{Eoff} , а также мощности потерь в транзисторе P_{VT1} от параметров L_S и C_S LCD-снаббера.

На рис.5 приведены графики статической, динамической и полной мощности потерь, соответственно P_{st} , P_{dyn} , P_{VT1} , транзистора VT1, а также мощности нагрузки P_n и КПД η в зависимости от коэффициентов K_{Eon} и K_{Eoff} .

Полученные зависимости мощности потерь P_{VT1} , P_{VD1} , P_{VD2} , и КПД от параметров L_S и C_S , подтверждают эффективность применения LCD-снаббера, для ИППН-1 с IGBT в РНТ. Из построенных графических зависимостей при вариации параметров LCD-снаббера $L_S=0,1...3 мкГн$ и $C_S=0,01...1 мкФ$ определено:

- уменьшение динамических потерь мощности IGBT P_{dyn} с 295Вт до 17 Вт;
- увеличение статических потерь мощности IGBT P_{st} с 68Вт до 104 Вт;
- уменьшение общих потерь мощности IGBT P_{VT1} с 397Вт до 100 Вт;
- увеличение мощности нагрузки P_n с 7000Вт до 8000Вт;
- увеличение коэффициента полезного действия η с 0,94 до 0,98.

Установлено, что максимальная энергоэффективность исследуемой схемы ограничена значениями энергетических коэффициентов в диапазоне:

- K_{Eon} от 8 до 35;
- K_{Eoff} от 20 до 175.

Т.к. указанные коэффициенты являются функцией от параметров L_S и C_S , которые влияют на массогабаритные показатели и частотные свойства устройства, целесообразно уменьшить диапазон коэффициентов K_{Eon} , K_{Eoff} до значений:

- K_{Eon} от 8 до 12;
- K_{Eoff} от 20 до 30.

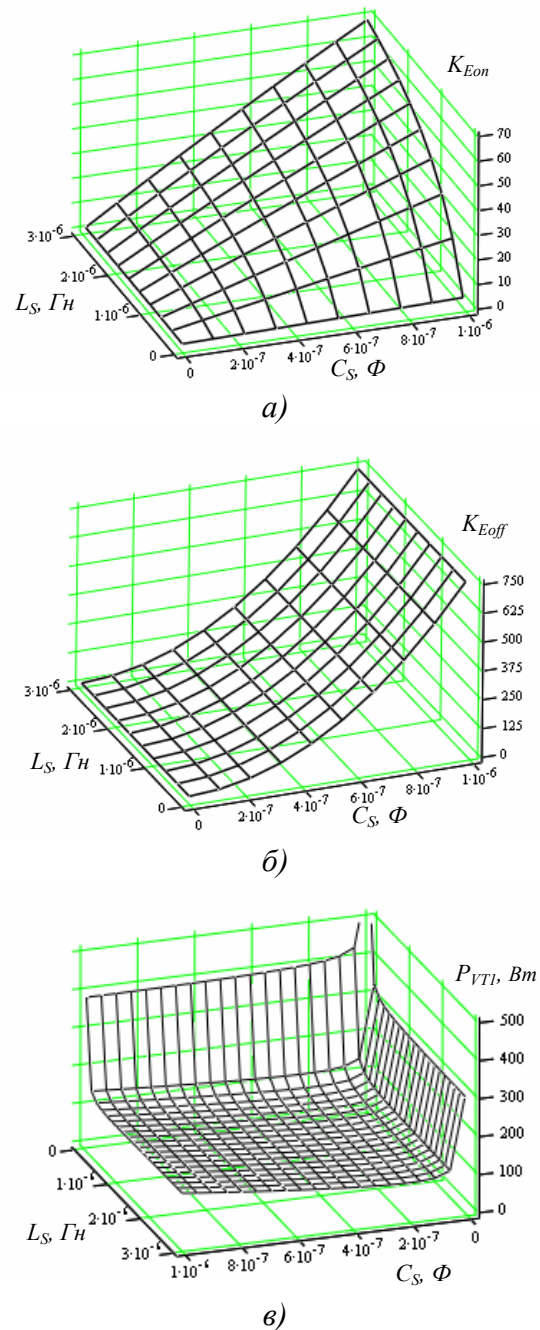


Рисунок 4 – Графики зависимостей коэффициента K_{Eon} (а), коэффициента K_{Eoff} (б), мощности потерь P_{VT1} (в) от L_S и C_S

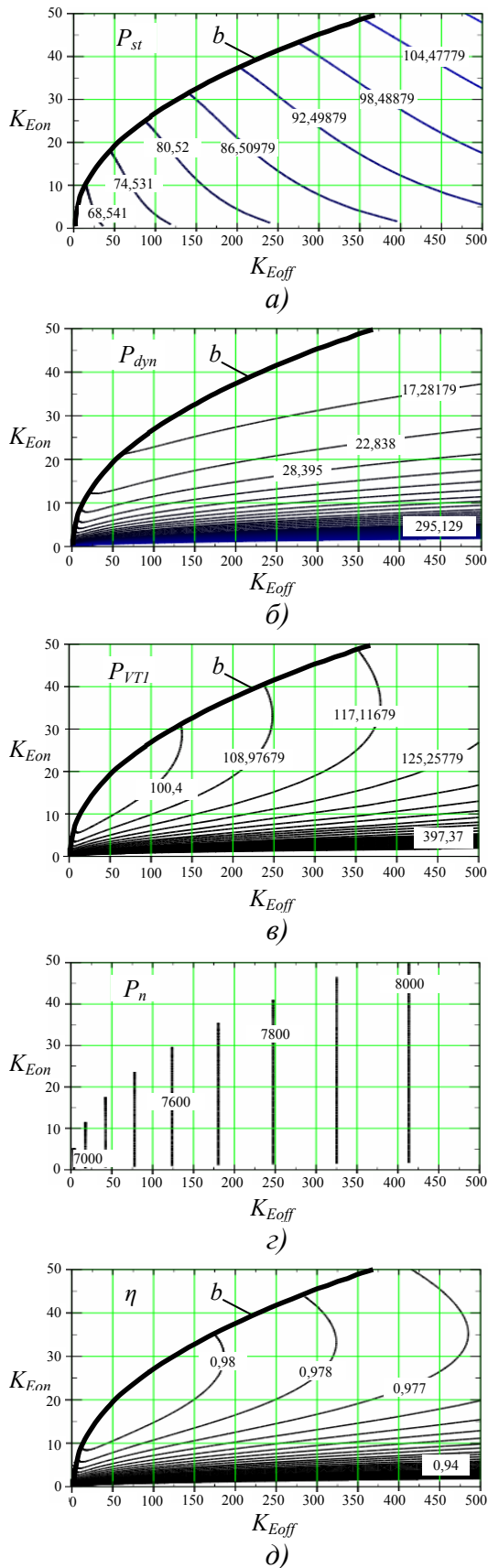


Рисунок 5 – Графики зависимости мощностей P_{st} (а), P_{dyn} (б), P_{VTI} (в), P_n (г) и коэффициента полезного действия η (д) от K_{Eon} и K_{Eoff}

ВЫВОДЫ

1. Для оценки энергоэффективности предложено использовать зависимость КПД от относительных энергетических коэффициентов K_{Eon} и K_{Eoff} , что позволяет применить результаты оценки при пересчете параметров LCD снаббера для другого типа IGBT, работающего при заданных условиях.

2. Т.к. коэффициенты K_{Eon} и K_{Eoff} одновременно являются функцией от C_s , полученные графические зависимости от этих коэффициентов (рис.5,а-д) следует рассматривать в области, ограниченной линией b - границей допустимого сочетания энергетических коэффициентов.

3. Область эффективной работы схемы, соответственно будет ограничена с одной стороны линией b , и с другой - изолинией, определяющей максимальное значение КПД (рис. 5, д).

4. С целью улучшения массогабаритных показателей и частотных свойств схемы при расчете параметров LCD снаббера коэффициенты K_{Eon} и K_{Eoff} целесообразно выбирать минимальными.

[1] Чернецов П.О. Исследование активного выпрямителя в составе источника питания для индукционного нагрева / П.О.Чернецов, С.В. Дзлиев, Д.А. Патанов, И.С. Тихомиров // Материалы междунар. науч.-техн. конф. [«Актуальные проблемы в области индукционного нагрева (АРИН-2006)»]. –2006.

[2] Поляков В.Д., Чаколя Э. Высокочастотный преобразователь на IGBT для индукционного нагрева Электронный ресурс. - <http://promel2000.narod.ru/index.html>.

[3] Р. Севернс Г. Блум Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: Пер. с англ. под ред. Л. Е. Смольникова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294с:

[4] Soft switching in ZVS or ZCS-mode / switching loss reduction networks // IGBT and MOSFET power modules Application Handbook <http://www.semikron.com>.

[5] Y.Zhang, S.Sobhani, R.Chokhawala. Snubber considerations for IGBT applications International Rectifier Corporations,. Technical Papers // www.irf.com.

[6] T.F. Wu, Y.D. Chang, C.H. Chang, H.X. Lee, K.Y. Lee and J.G. Yang A 5 kW Boost Converter with Various Passive/Active Snubbers for Reducing Component Stress and Achieving High Efficiency. The Eighth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009)