

# LLCC ИНВЕРТОР ЗА ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ НА ФЛУИДИ

Даниела Марева, Димитър Юдов, БСУ

## LLCC INVERTER FOR INDUCTION HEATING OF FLUIDS

Daniela Mareva, Dimitar Yudov, BFU

**Abstract:** The paper presents a analysis of resonant converters for applications used in induction heating of fluids. Basic indicators that determine the energetic performance of the power inverter are current and voltage loading of transistors and diodes and switching losses. These parameters are considered useful output per unit power at definitely input voltage. This article examines comparative analysis of conventional sequential resonant inverter with self-consistent parallel resonance (LLCC) inverter

**Key words:** resonance inverters, induction heating of fluids.

Доказани са преимуществата на индукционно високочестотно нагряване на вода с помощта на транзисторен автономен инвертор [1]. Получените резултати в [1] се потвърждават от изследванията дадени в [2,3].

Структурата на източника за високочестотно индукционно нагряване на вода във всички публикации е почти еднаква, като основния блок в нея е автономния инвертор, който определя енергетичните показатели на цялата система. Основните параметри, които определят тези показатели на автономния инвертор са: натоварването на транзисторите и диодите по ток, напрежения и комутационни загуби. Тези параметри се разглеждат за единица изходна полезна мощност при определено запазващо напрежение.

Цел на настоящата статия е сравнителен анализ на конвенционалния последователен резонансен автономен инвертор с последователно-паралелен резонансен (LLCC) инверторен източник за индукционно нагряване на вода.

На фиг1. е показан Pspice модел на автономен последователно-паралелен LLCC резонансен инвертор, чиито товар в диагонала (т.3,8) представлява два последователно свързани резонансни кръга с различна честотна характеристика. Резонансният кръг  $Ls1, C_p, Rs1$  е от паралелен тип, а  $Ls2, C_k, Rs2$  е от последователен тип.

Изследването на последователния инвертор се реализира със същия Pspice модел, като се премахне паралелния кондензатор  $C_p$ .

Изходно условие за реализираното изследване се залага - един и същ индуктор да се използва при двете сравнявани схеми . Параметрите на индуктора се съобразяват спрямо технологичните параметри на топлообменника при зададени условия [1].

Дадено:

$$U_2=220V; f_2=50Hz$$

По зависимости, дадени в [1] са получени следните стойности за елементите на инвертора, които се използват при Pspice симулацията на двете посочени схеми:

$$P_0=5kW; \cos\phi=0,3$$

и избираме

$$a = \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$U_o = \frac{8.E}{\pi^2}$$

$$Z = \frac{U_o^2}{P_o}$$

$$X = Z \cdot \sin\phi$$

$$R = Z \cdot \cos\phi$$

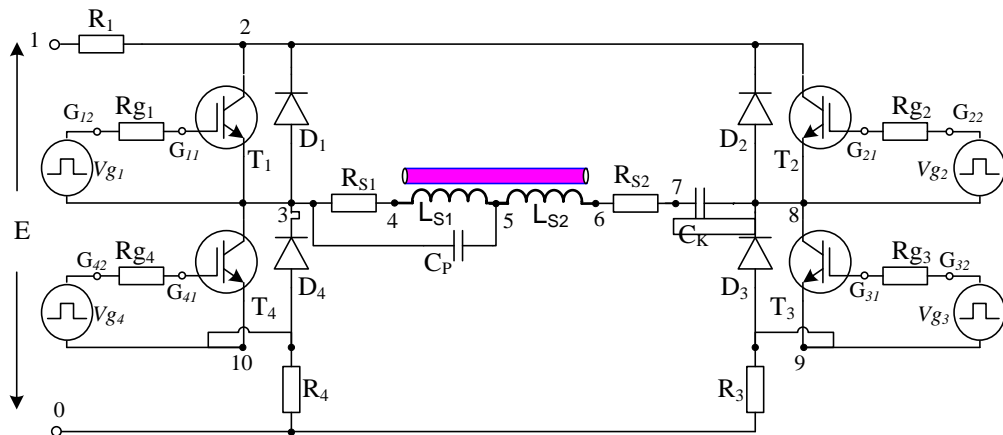
$$L_k = \frac{X}{a \cdot \omega}$$

$$C_k = \frac{a \cdot 1}{a \cdot \omega^2 \cdot L}$$

$$C_p \approx \frac{1}{2} \cdot C_k$$

Получаваме:

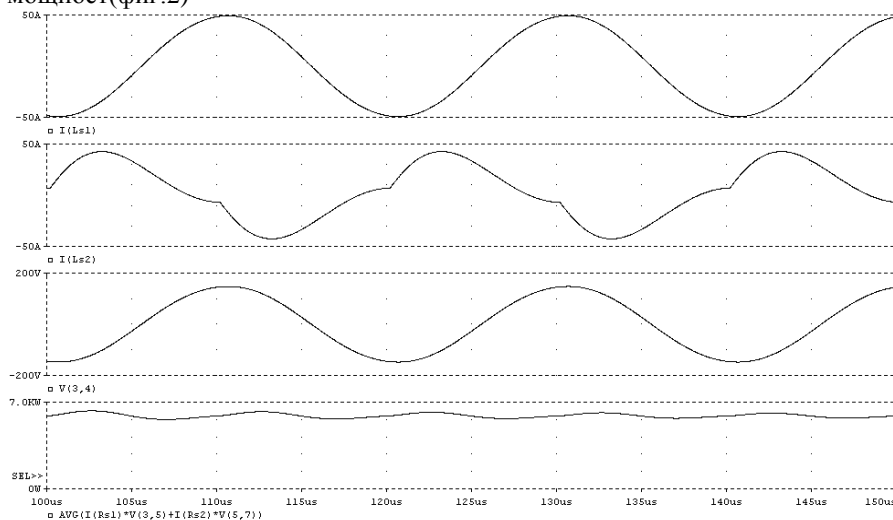
$E=300V$ ,  $L_{\mu} = L_{S1} + L_{S2} = 23\mu H + 26\mu H$ ,  $R_{\mu} = R_{S1} = R_{S2} = 3\Omega + 3\Omega$ ,  $C_k = 0,74\mu F$ ,  $C_p = 0,64\mu F$ ,  $f=50kHz$ .



Фиг.1. Pspice модел на изследвания резонансен инвертор

Разделяйки индуктивността на индуктора на две части, като едната част  $L_{S1}$  е компенсирана с паралелен кондензатор  $C_p$ . По такъв начин схемата на мостов резонансен инвертор с последователен товар, се преобразува в схема с товар съставен от два трептящи кръга – паралелен  $L_{S1}-C_p$  и последователен  $L_{S2}-C_k$  трептящ кръг свързани последователно, като по този начин се намаля общия индуктивен характер на товара, което позволява работа при по-високи честоти. Не се използва външна допълнителна бобина за паралелен трептящ кръг, а се разделя индуктора, като двете части са навити около тръбата за нагряване на флуиди, по такъв начин използваме пълната енергия за топлоотдаване. От конструктивна гледна точка това е лесно реализуемо, като се правят допълнителни изводи на индуктора и да може да се избере съотношението помежду им. Активното съпротивление на индуктора също е разделено на две части съобразно със степента на включване на съответната индуктивност и отразява активните загуби на комплексното съпротивление на индуктивност- нагряваем обект.

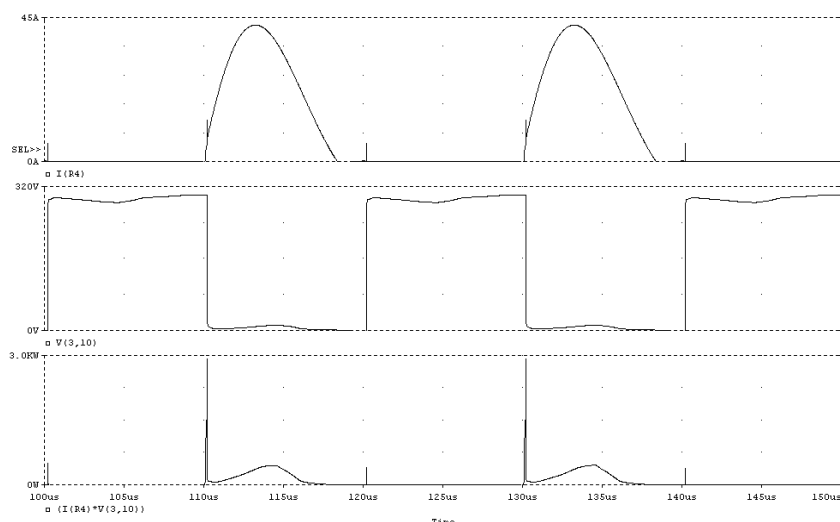
За последователно-паралелна мостова схема (фиг.1) са дадени времедиаграмите на тока през транзисторите, през индуктора и изходната мощност(фиг.2)



**Фиг.2. Времедиаграми на напрежението,тока през през двете части на индуктора и изходната мощност**

От времедиаграмите се вижда, че инверторът функционира нормално, токът и напрежението на индуктора почти съпадат по фаза, токът през транзисторите има нулева стойност при включване и почти нулева стойност при изключване. Изходната мощност е постигната според нуждите за достигане на необходимата температура на течащата вода.

На фиг.3 са показани времедиаграмите на натоварването на един от транзисторите на мостовия резонансен инвертор -  $T_4$  : напрежението, тока и загубната импулсна мощност .



**Фиг.3. Времедиаграми на напрежението, тока и загубната мощност през  $T_4$**

Поради близката до синусоида форма на тока в транзистора формата на напрежението върху него е почти правоъгълна и има малки комутационни загуби.

След симулация на двете схеми със съответните стойности на индуктора, комутиращия и паралелния кондензатор е направено сравнение по следните показатели :

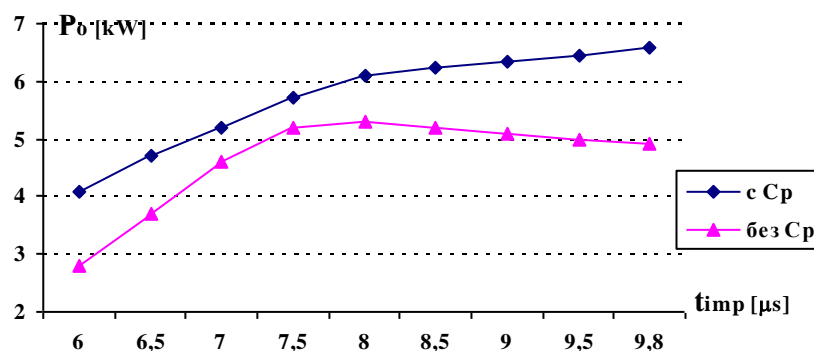
- активна мощност в индуктора ( $P_o$ );
- тока през транзисторите ( $I_c$ );
- загубната мощност в транзисторите ( $P_z$ );
- коефициента на полезно действие на инвертора ( $\eta$ ).

Регулиране на температурата на течащата вода се получава чрез регулиране на активната мощност в индуктора ( $P_o$ ). Един от възможните методи за регулиране е чрез изменение широчината на управляващия импулс (ШИР). По-нататъшните изследвания на двете схеми са дадени при ШИР регулиране в допустими за работния температурен диапазон стойности.

За двете схеми изходната мощност се изчислява по формулата:

$$P_o = \text{AVG} [I_{R_{s1}} \cdot (U_{R_{s1}} + U_{L_{s1}}) + I_{R_{s2}} \cdot (U_{R_{s1}} + U_{L_{s1}})]$$

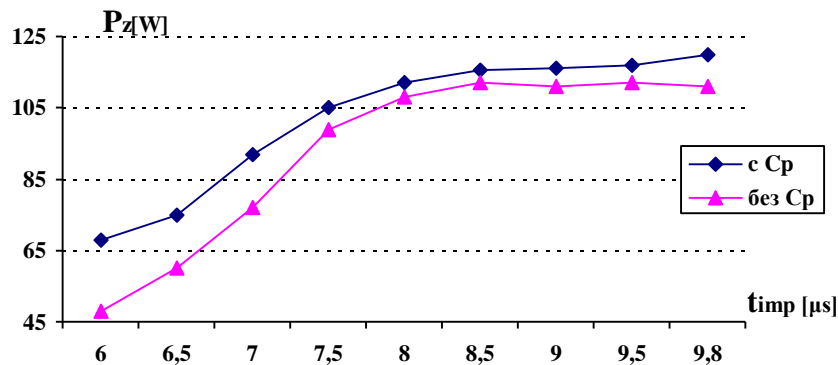
Графичната зависимост на фиг.4 изобразява изходната средна мощност  $P_o$  [kW] на двата изследвани инвертора: последователния (без  $C_p$ ) и последователно-паралелния (със  $C_p$ ) при изменение широчината на управляващия импулс ( $t_{imp}$ ).



Фиг.4. Графична зависимост на средната стойност на изходна мощност на инверторите

При един и същ индуктор и еднакво захранващо напрежение по-голяма мощност се получава при последователно-паралелния инвертор. Същият има по-линейна скала на регулиране.

Графичната зависимост на фиг.5 изобразява зависимостта на изходната средна загубна мощност  $P_z$  [W] върху единия от транзисторите за двата изследвани инвертора при изменение на ширината на управляващия импулс  $t_{imp}$ .

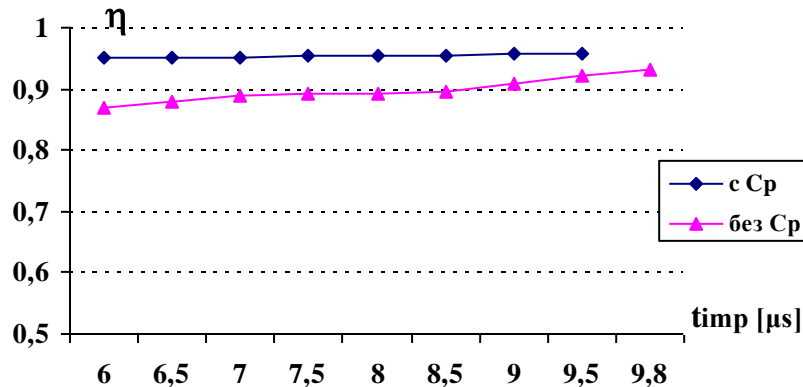


Фиг.5. Графична зависимост на средната стойност на загубната мощност на транзистор T<sub>4</sub>

Загубите в транзисторите при последователно-паралелния инвертор са по-малки, като при по-големи изходни мощности почти се изравняват.

Графичната зависимост на фиг.6 изобразява средният коефициент на полезно действие ( $\eta$ ) на двата изследвани инвертора при изменение на ширината на управляващия импулс  $t_{imp}$ . Изчислението на коефициента на полезно действие се извършва по формулата:

$$\eta = \text{AVG } P_o / \text{AVG } P_i = \{ \text{AVG } [I_{R_{s1}} \cdot (U_{R_{s1}} + U_{L_{s1}}) + I_{R_{s2}} \cdot (U_{R_{s1}} + U_{L_{s1}})] / \text{AVG } [I_{R1} \cdot U_i] \}$$

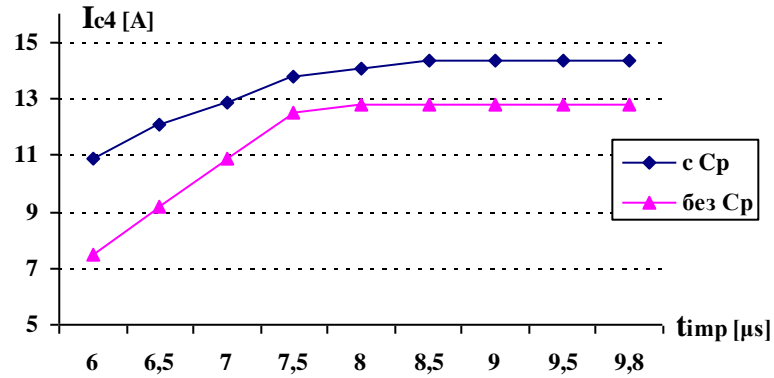


Фиг.6. Графична зависимост на средната стойност на КПД на инверторите

В изследвания диапазон на регулиране на изходната мощност зависимостта  $\eta$  (коефициента на полезно действие) на последователно-паралелния мостов инвертор почти не се изменя и има по-висока стойност от коефициента на полезно действие на последователния инвертор.

Важен показател за натоварването на транзисторите е изменението на средната стойност на тока през тях от коефициента на регулиране.

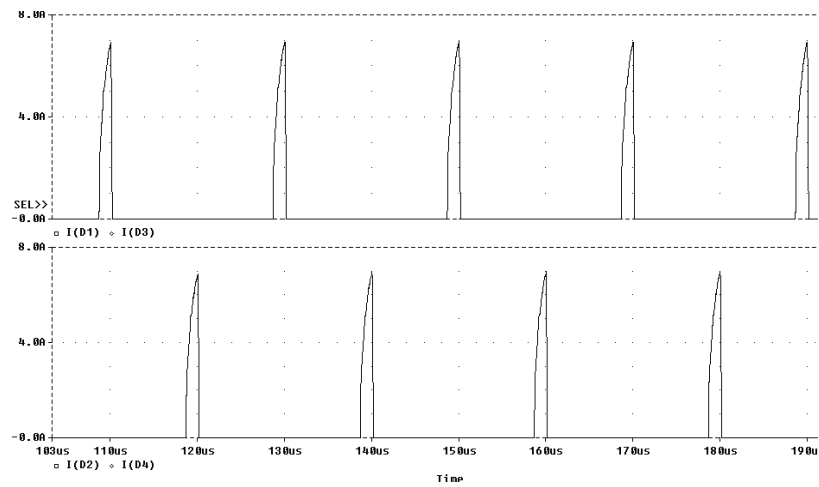
Графичната зависимост на фиг.7 изобразява зависимостта на средния ток  $I_{c4}[A]$  през транзистор T<sub>4</sub> на двата изследвани инвертора при изменение на ширината на управляващия импулс  $t_{imp}$ .



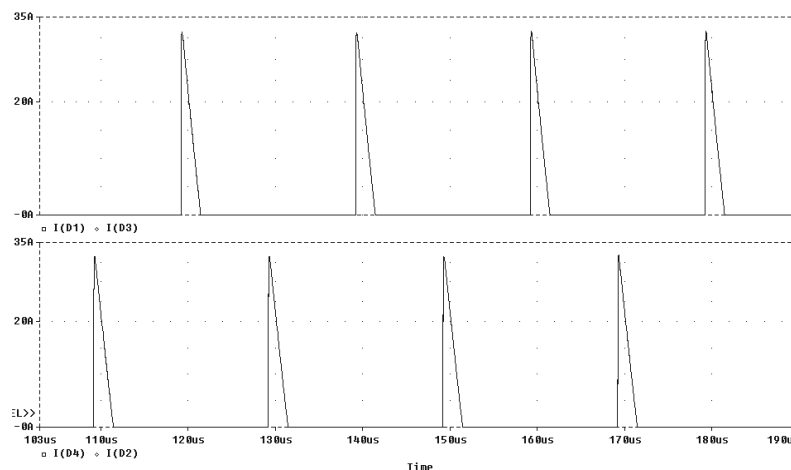
Фиг.7. Графична зависимост на средната стойност на тока през транзистора T<sub>4</sub>

При по-голяма изходна мощност е нормално тока в транзисторите на последователно-паралелния инвертор да е по-голяма от тока на транзисторите в последователния инвертор.

На фиг.8 са изобразени времедиаграмите на токовете през четирите обратни диода, паралелно свързани на силовите транзистори. При последователно-паралелен мостов инвертор със С<sub>р</sub> токът през обратните диоди е 4 пъти по-малък, а ширината на импулса е по-малка - 1,2μs, а при последователен мостов инвертор - 2 μs.



а. последователно-паралелен инвертор



**б. последователен инвертор**

**Фиг.8. Времени диаграми на тока през обратните диоди  $D_1, D_2, D_3, D_4$**

С намаляване на ширината на управляващия импулс  $t_{imp}$  токовете през четирите обратни диода нарастват и затова има задължителна необходимост от тяхното използване и при двата изследвани инвертора. При последователно-паралелния инвертор натоварването по ток на обратните диоди е по-малко.

#### **Изводи:**

От изследванията на двете симулирани схеми на автономен последователно-паралелен LLC резонансен инвертор и класически последователен резонансен инвертор се вижда, че при последователно-паралелния инвертор се получава:

1. Подобрене формата на токът в транзисторите, с което се намаля стресът върху тях.
2. Намалението на токът в обратните диоди  $D_1, D_2, D_3, D_4$  с което се намаля циркулацията на реактивната енергия в схемата.
3. Намаляват комутационните загуби върху транзисторите и нарастване на изходната мощност, а от там и нарастване на КПД на схемата.
4. Наблюдава се и линейност на получените характеристики, даващо възможност за по-прецизно регулиране на LLC резонансен инвертор.
5. От направения симулационен анализ на двете схеми на резонансни инвертори за индукционно нагряване на вода, с по-добри енергетични показатели се получава последователно-паралелния инвертор. Най-подходящият режим на работа се получава при по-големи изходни мощности, където стресът на елементите е най-малък и коефициента на полезно действие е най-висок.

#### **Литература:**

1. Марева Д., Юдов Д., Марев Е. „Автономен инвертор за индукционно нагряване на вода”, ВФУ 2010
2. Sugimura H., Tarek A., Nakaoka M. “Commercial Utility Frequency AC to High-Frequency AC Soft Switching Power Conversion Circuit with Non Smoothing DC Link for IH Dual Packs Heater”, IEEE 2004
3. Sugimura H., Muraoka H., Nakaoka M. “ A Novel Soft Switching PWM Power Frequency Converter with Non DC Smoothing Filter Link for consumer High-Frequency Induction Heating”, IEEE 2004