

STUDY ON LLC INVERTER FOR INDUCTION HEATING OF FLUIDS

Daniela Mareva, Dimitar Yudov, Emil Marev
BFU

ИЗСЛЕДВАНЕ НА LLC ИНВЕРТОР ЗА ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ НА ФЛУИДИ

Даниела Марева, Димитър Юдов и Емил Марев

Център по Информатика и Технически Науки при Бургаския Свободен Университет

Абстракт: В настоящата разработка е избрана и задълбочено изследвана схема на резонансен последователно-паралелен инвертор, приложим в индукционното нагряване на флуиди. Индукторът за директно нагряване изпълнява в инвертора ролята на резонансна индуктивност и е разделен на две части. Паралелно на едната част е включен резонансният кондензатор, а последователно на другата част - паралелния резонансен кръг. С това включване се постига по-добро съгласуване на индуктора с изхода на инвертора.

Keywords – serial resonant inverter, induction heating of fluids

Целта на настоящата статия е да се определи конфигурацията на резонансен инвертор за индукционно нагряване на флуиди и се изследват неговите параметри за приложението в домакински бойлери. С тази конфигурация на товара се търсят по-добри енергетически показатели: високо КПД на схемата, ниски загуби върху ключовете и ниски динамични натоварвания върху тях.

А. Обосновка на избраната конфигурация

Доказани са преимуществата на индукционното нагряване, като през последните години все по-широко намира приложение в битовия сектор - индукционно нагряване в готварски печки (индукционни котлони) и индукционно нагряване на вода в проточни бойлери. Последното приложение все още не е намерило масово използване, поради не-добре решени схемни и конструктивни въпроси.

Двете приложения (индукционни котлони и бойлери за вода) имат почти едни и същи блокови схеми, като особеното в тях е, че безтрансформаторно се захранват от променливотоковата промишлена мрежа и безтрансформаторно са включени към индуктора (товар).

Най-важната и най-неразработената част на системите за индукционно нагряване в битовия сектор е инверторът.

В системите за индукционно нагряване се използват различни схемни варианти на автономни инвертори според основната квалификация:

- инвертор на ток, инвертор на напрежение или резонансен инвертор;
- еднотактни или двутактни инвертори;
- мостови или полумостови;
- еднозвенни или многозвенни инвертори и др.

При индукционните котлони се прилагат:

- еднотактни схеми с един транзистор, като индуктивността L на индуктора и кондензатора C са паралелно включени и образуват паралелен трептящ кръг. Енергията, консумирана от постояннотоков източник, се превръща във високочестотна в индуктора, което води до индуциране на токове на Фуко в стоманеното (желязно) дъно на нагрявания съд;

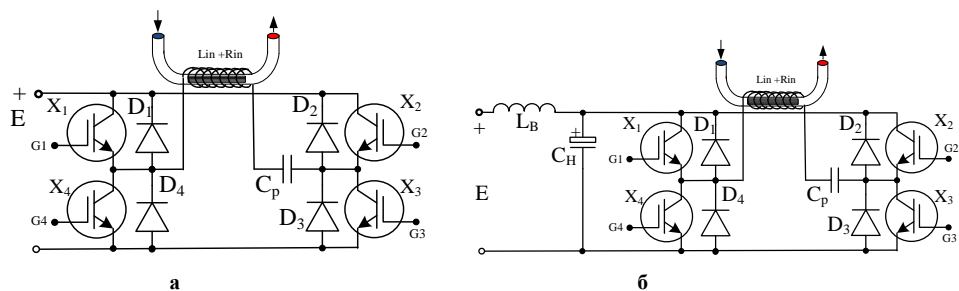
- повечето автори прилагат схеми на двутактен резонансен инвертор с последователен LC кръг. Резонансната индуктивност L представлява индуктивността на самия индуктор за нагряване. Характерна е формата на индуктора, която може да се разглежда като многослойна бобина с един ред.

При индукционните бойлери необходимата преобразувана мощност е по-голяма в сравнение с котлоните за индукционно нагряване, което обуславя прилагането на мостови и полумостови схеми на резонансен инвертор с отворен или затворен вход.

На фиг.1а. е показана схема на мостов резонансен инвертор с отворен вход [2]. Схемата се характеризира с ненулеви напрежения на комутация. Регулирането се осъществява с PWM с константна работна честота.

Формите на работните напрежение и ток са в режим на PWM и са съответно във форма на меандър и синусоида или близка до синусоидалната форма.

Ключовите елементи обикновено са силови IGBT или MOST и се изключат в условие на твърда комутация по напрежение.



Фиг.1. Схема на мостов резонансен инвертор а. с отворен вход б. със затворен вход

На фиг.1.б е показана схема на мостов резонансен инвертор със затворен вход [1]. Схемата се характеризира с ненулева стойност на комутирания ток.

Разглежда топологията на резонансен инвертор със захранван от напрежение и едновременно захранван от ток инвертор.

Работи с PWM, честотата е константа, с активна филтрираща функция със схема мека комутация, PWM работеща с ZVS и ZCS хибриден модел. Използва се изправител без изглаждащ DC филтър, LC филтър - блокиращ и пропускащ високи честоти. Работи при идеални условия на ZVS и ZCS за голям обхват от параметри на товара и се постига мека комутация под условията на PWM. При $f > f_r$, T_2 и T_3 винаги изключва при твърда комутация. Така резонансният инвертор работи под мека комутация с PWM тип сериен резонанс. Едновременно с това без загуби в индуктора /поради изрязване на пиковите/ и добавяне на кондензатор, също за намаляне на загубите /от отрязване/ в рамената на моста.

Б. Основните показатели при избора на схема за индукционно нагряване при бойлери са: обезпечаване на необходимата изходна мощност, проста и надеждна схемна конфигурация, минимални загуби в елементите на схемата.

От практическа гледна точка при използване на проточни бойлери различните автори посочват дебит $0,1 \div 0,2$ l/s и средната температура на вода 15°C във водопреносната мрежа. Необходима температура на нагрята вода е не повече от $45 \div 58^\circ\text{C}$.

От позната формула, след определена модификация според конкретното приложение, се определя мощността на инвертора за индукционно нагряване на флуиди:

$$P = m \cdot c \cdot \frac{t_o^\circ\text{C} - t_i^\circ\text{C}}{t[\text{kW}]}$$

където: m – маса на нагряваемото тяло[kg] – тя може да се изчисли като:

$$m = \frac{\pi \cdot D^2}{4} \cdot l \cdot \zeta$$

където: ζ – плътност на материала [kg/m³];

при стомана $\zeta = 7850$ kg/m³, а при желязо $\zeta = 7870$ kg/m³

D – диаметър на плътен цилиндър[m]. В случая се замества $D = D_1 - D_2$

l – дължина на нагрявания детайл[m].

c – средна стойност на специфичната нагряемост на материала[j/kg];

при стомана $c = 0,462$ kJ/(kg·K), а при желязо $c = 0,444$ kJ/(kg·K)

$t_o^\circ\text{C}$ – средна стойност на изходната температура на нагрявания материал $= 45 \div 58^\circ\text{C}$ избира се средната стойност 52°C

$t_i^\circ\text{C}$ – средна стойност на входната температура на нагрявания материал $= 15^\circ\text{C}$

t – необходимото време за нагряване в [s]. Приемаме $t = 1$ s.

По конструктивни съображения се избира $l = 0,3$ m .

За изследването се избира стандартна стоманена тръба с диаметър $D_1 = 63$ mm = $6,3 \cdot 10^{-2}$ m

Дебелина на тръбата по стандарт е $2 \div 5,8$ mm. При дебелина на тръбата 3 mm се получава $D_2 = 60$ mm = $6 \cdot 10^{-2}$ m.

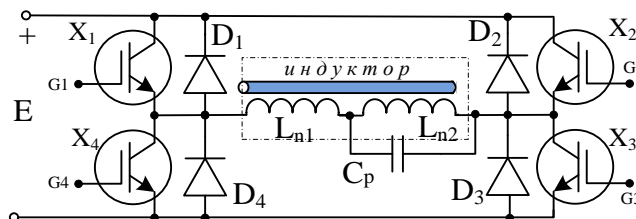
$$P = \frac{\pi \cdot l \cdot \zeta \cdot c}{4} \cdot [(D_1)^2 - (D_2)^2] \cdot \frac{t_o^\circ\text{C} - t_i^\circ\text{C}}{t}$$

$$P = \frac{\pi \cdot [([6.3 \cdot 10^{-2}])^2 - ([6.0 \cdot 10^{-2}])^2]}{4.0,3} \cdot 7850.0,462.37$$

$$P = \frac{\pi(0.02 \cdot 10^{-2})}{4.0,3} \cdot 7850.0,462.37 = 6.4kW$$

Тази разширена формула показва пряка връзка между изходната мощност P и получената температура на водата на изхода след необходимото нагряване $t_0^{\circ}C$. Всички други параметри са константни и при промяна на температурата на изходящата нагрята вода, направо се определя изходната мощност подавана в индуктора за нагряване на системата.

След изследване на различни модификации на мостови и полумостови резонансни инвертори [3] е избрана схема на мостов резонансен инвертор от LLC тип (фиг. 2).

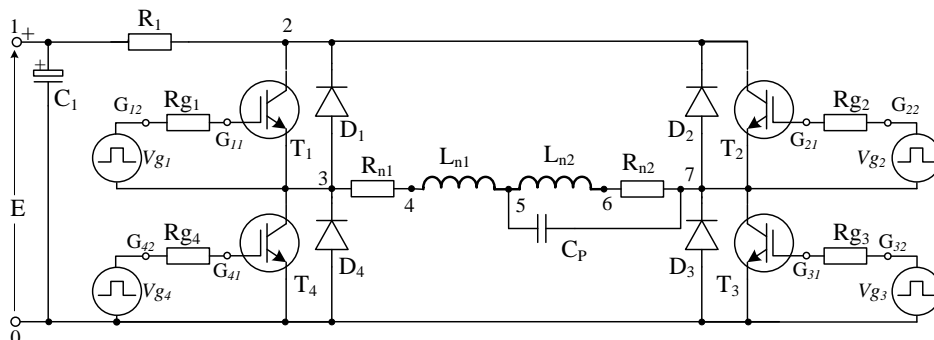


Фиг.2. Схема на изследвания LLC инвертор

Известно е, че мощността на инвертора за индукционно нагряване на бойлери е от 5 до 10 KW [4]. Най-удачно в този диапазон е избора на мостов инвертор. За да се използват положителните качества на последователния и паралелния резонансен инвертор, е избран LLC инвертор. Резонансната индуктивност се реализира от самия индуктор, който е разделен на две независими индуктивности (L_{n1} и L_{n2}). Освен абсолютно задължителния транзисторно-диоден мост, в схемата се използва кондензатор C_p , който заедно с индуктивността L_{n2} образува паралелен резонансен кръг, а кондензатор C_p и индуктивността L_{n1} образува последователен резонансен кръг. По този начин в диагонала на инвертора е включен последователно-паралелен резонансен товар. Сумата на електромагнитната енергия на индуктивностите L_{n1} и L_{n2} , превърнала се в токове на Фуко определят количеството получена топлина ($W \rightarrow ^{\circ}C$). Еквивалентната активна мощност, съответстваща на получената топлина се определя от качествения фактор на колебателните кръгове

$$(P_e = I^2_f \cdot R_n).$$

Изследване на предложената схема е реализирано с програмния продукт OrCad 9.2, като PSPICE моделът на схемата е показан на фиг. 3.



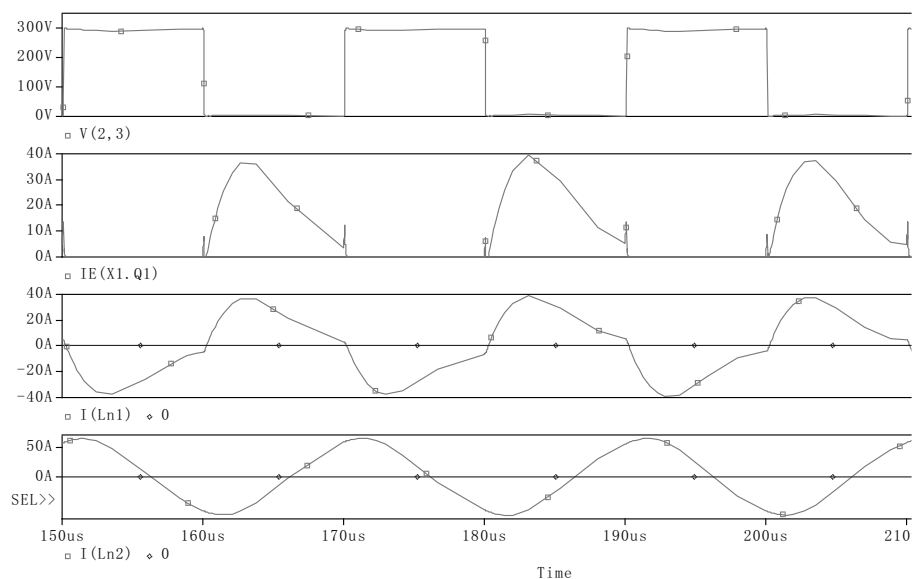
Фиг.3. Pspice модел на изследвания LLC инвертор

В предложеният модел е показан филтърния кондензатор C_1 , който е включен след токоизправителя и резистор R_1 , който отчита активните загуби в инвертора извън индуктора. Резисторите R_{n1} и R_{n2} зависят от типа на индуктора и способността му да имитира токове на Фуко. Тяхното точно определяне става по експериментален път.

При изчисления от статия [4] се определят стойностите на елементите на схемата за реализирания Pspice модел.

$$V_1=300V\ dc; R_1=0.1\Omega; C_1=10\mu F; L_{n1}=20\mu H; R_{n1}=4\Omega; L_{n2}=18\mu H; R_n=2\Omega; C_p=0.65\mu F.$$

Обръща се основно внимание на работоспособността на схемата и това се показва в следващите времедиаграми (фиг.4): напрежението върху транзисторно-диодната група $-V(2,3)$, токовете през транзисторите $-I_E(X1.Q1)$, токът през последователния резонансен кръг $-I(Ln1)$, токът през паралелния резонансен кръг $-I(Ln2)$



Фиг. 4. Времедиаграми на токовете през товара L_{n1} и L_{n2} , токовете през транзисторите на едното рамо и напреженията върху тях.

Могат да се направят следните изводи:

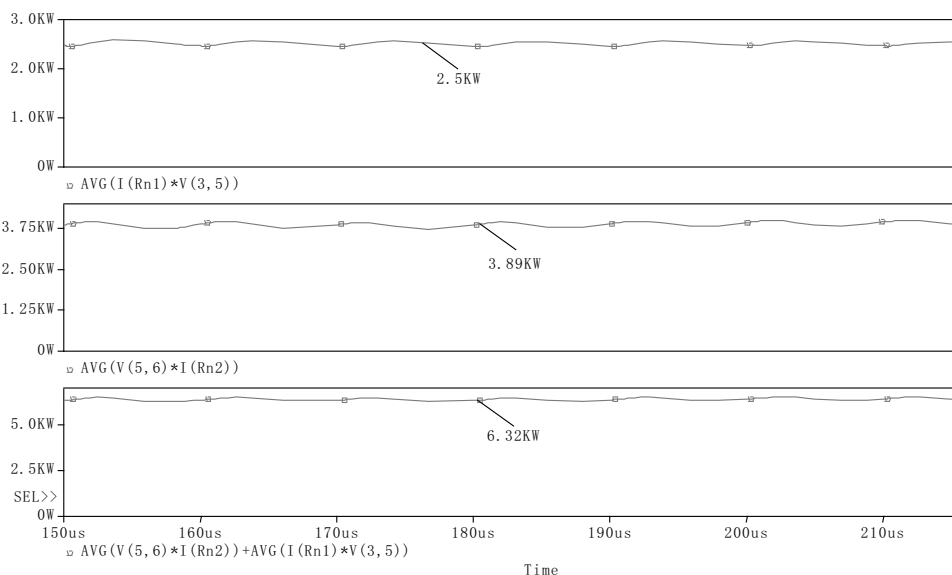
- Формата на тока през товара L_{n1} е близка до синусоидалната, а на тока през товара L_{n2} е синусоидална.
- Наблюдава се нулев ток при включване и близък до нулевия при изключване през транзисторно-диодната група $I_E(X1.Q1)$, Това обуславя добрите комутационни предимства на избраната схема.
- Формата на тока през транзисторите е полусинусоидална с неголеми стойности подходящи за избрания IGBT транзистор.
- Напрежението върху транзисторите не е по-голямо от захранващото и без паразитни пренапрежения в преходни процеси и смущения.
- Няма големи натоварвания върху ключовите елементи, което облекчава работата на схемата при липсата на стрес върху елементите и.

В нашият случай изходната мощност се формира от сумата от мощностите на двата индуктора:

$$P_{\Sigma} = P_{n1} + P_{n2} = 6,4 \text{ kW}$$

За PSPICE моделът, средната стойност на мощността се получава като сума от средните мощности на двата индуктора $AVG(V(5,6)*I(Rn2))+AVG(I(Rn1)*V(3,5))$

На фиг.5 са показани времедиаграмите на средните мощности през разделения товар съставен от L_{n1} и L_{n2} , и средната сумарна мощност върху тях.



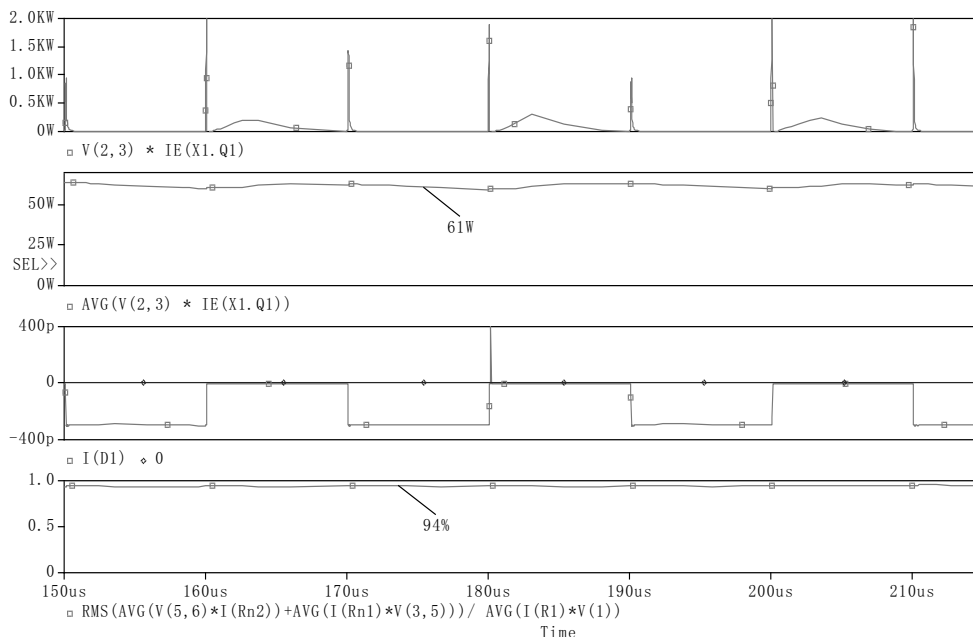
Фиг. 5. Времедиаграми на средната стойност на мощностите през товарите L_{n1} и L_{n2} , и средната сумарна мощност.

Могат да се направят следните изводи:

- Средните мощности, получени от двата индуктора L_{n1} и L_{n2} , като активна мощност са постоянни във времето.
- Средната мощност върху товара L_{n1} е почти два пъти по-малка от тази върху L_{n2} .
- Средната сумарна мощност P_{Σ} също е постоянна във времето и достига необходимата големина за изпълнение на заданието.

От симулацията се получава $P_{\Sigma} = P_{n1} + P_{n2} = 6,32kW$

На фиг.6 са показани: времедиаграмите на пиковите загуби върху транзисторите-Pzp - (V(2,3) * IE(X1.Q1)), средни стойности на загубните мощности върху транзисторите - Pzs-(AVG(V(2,3) * IE(X1.Q1))), токът през обратно-паралелните диоди - (I(D1)), КПД на цялата схема на резонансния LLC инвертор- η =(RMS(AVG(V(5,6)*I(Rn2))+AVG(I(Rn1)*V(3,5)))/ AVG(I(R1)*V(1))).



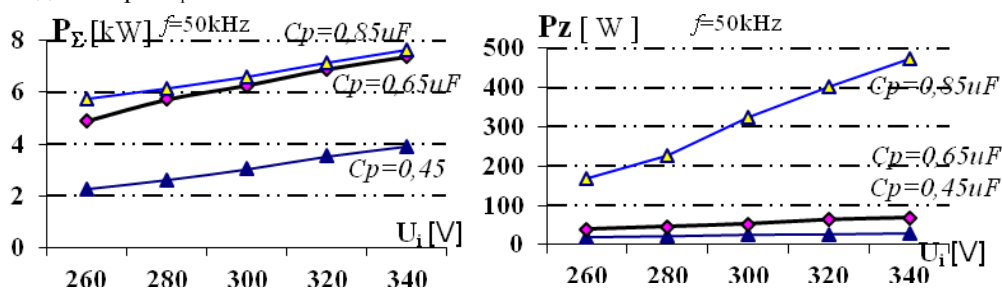
Фиг. 6. Времедиаграми на пиковите загуби върху всеки от транзисторите, техните средни стойности, токът през диода и КПД на схемата.

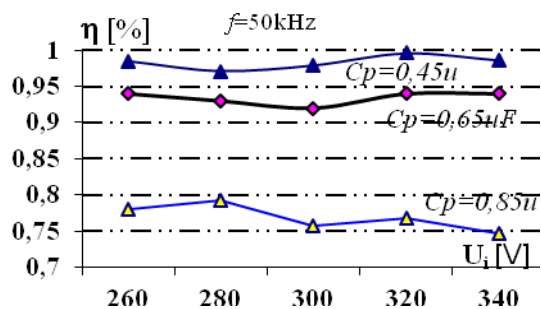
Могат да се направят следните изводи:

- Пиковите загуби върху транзисторите са с много малко времетраене.
- Средните стойности на загубите върху транзисторите са с малки стойности ($\approx 60W$).
- Коефициентът на полезно действие η достига стойности 0,94%, което е много добро постижение за резонансни инвертори в системи за индукционно нагряване.

От направените изследвания на Pspice моделът на избраната LLC схема на резонансен инвертор при изменение на някои от параметрите са построени следните зависимости:

1. Диаграми на сумарната мощност P_{Σ} , средната загубна мощност P_z , коефициент на полезно действие на схемата η , като функция от захранващото напрежение (V_i) при различни стойности на кондензатора C_p .





Фиг. 7. Диаграми на средните стойности на сумарната и загубната мощност и коефициентът на полезно действие в зависимост от захранващото напрежение V_i при различни стойности на кондензатора C_p

Могат да се направят следните изводи:

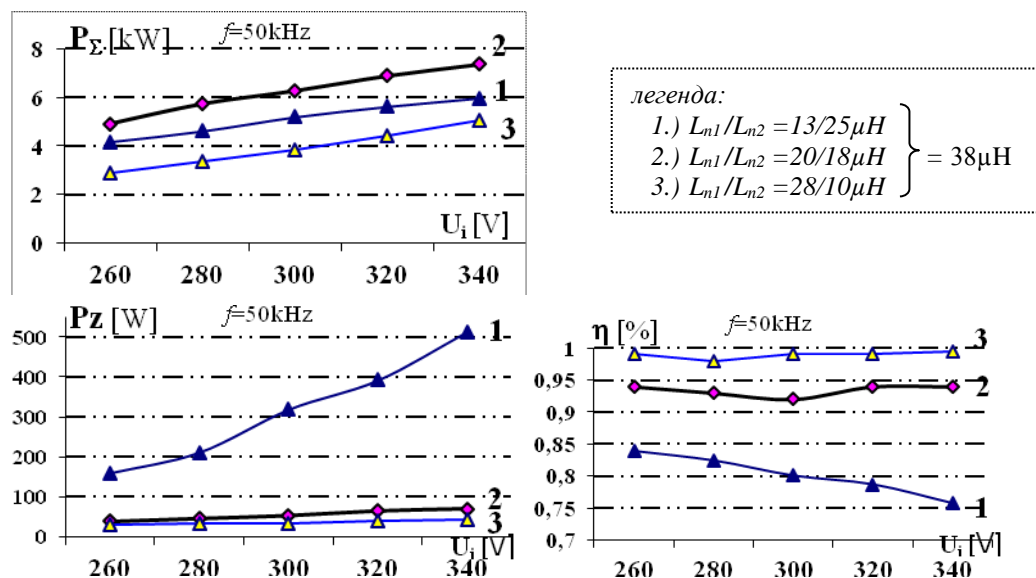
- Наблюдава се почти линейна зависимост $P_{\Sigma} \propto f(V_i)$ - при $C_p = \text{const}$.

- При $C_p = 0,85$ нарастването е по-малко, поради изкривяване формата на токовете в колебателния кръг.

- Загубите в транзисторите нелинейно зависят от стойността на C_p . Максимални са при $C_p = 0,85 \mu F$.

- КПД има максимална стойност при $C_p = 0,45 \mu F$, защото мощността в товара е малка.

2. Диаграми на зависимостите сумарната мощност P_{Σ} , средната загубна мощност P_z , коефициент на полезно действие на схемата η , като функция от захранващото напрежение V_i при различни стойности на отношението L_{n1} / L_{n2} . При различни стойности на отношението L_{n1} / L_{n2} сумата им остава постоянна ($L_{n1} + L_{n2} = 38 \mu H$).



Фиг. 8. Диаграми на средните стойности на сумарната и загубната мощност и коефициента на полезно действие в зависимост от захранващото напрежение V_i при различни съотношения на L_{n1} / L_{n2}

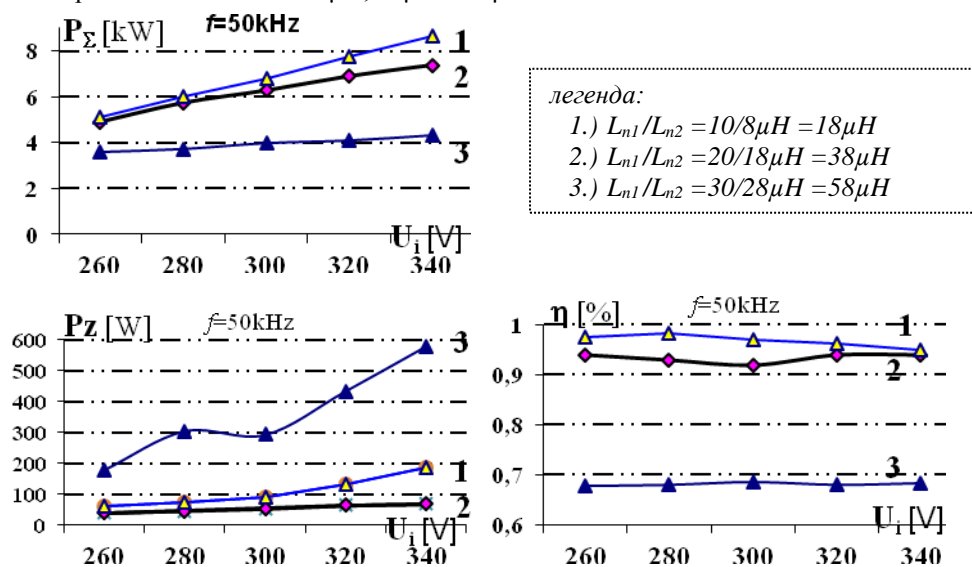
Могат да се направят следните изводи:

- Изходната мощност зависи от съотношението L_{n1} / L_{n2} , като максималната мощност се получава при приблизително равни - $20/18 \mu H$

- Загубите при $L_{n1} \ll L_{n2}$ са големи при $12/25 \mu H$ - отговарящо на (1/2) и силно зависят от входното напрежение, поради силно изкривената форма на тока в транзисторите.

- КПД е по-голямо при по-малката мощност в товара при съотношение L_{n1} / L_{n2} - отговарящо на (2/1)

3. Диаграми на зависимостите на сумарната мощност P_{Σ} , средната загубна мощност P_z , коефициент на полезно действие на схемата η , като функция от захранващото напрежение (U_i), като сумата е различна в $L_{n1}+L_{n2}=18\mu H$, $38\mu H$ и $58\mu H$.



Фиг. 9. Диаграми на средните стойности на сумарната и загубната мощности и коефициент на полезно действие в зависимост от захранващото напрежение U_i при различни сумарни стойности на съотношения на L_{n1}/L_{n2}

Могат да се направят следните изводи:

- Изходната мощност силно зависи от сумата ($L_{n1}+L_{n2}$), като максималната мощност се получава при приблизително равни $L_1/L_2 = 10/8\mu H$
- Загубите при $L_1/L_2 = 58\mu H$ са най-големи и силно зависят от входното напрежение, поради силно изкривената форма на тока в транзисторите.
- КПД нараства при намаляване на $L_{n1}+L_{n2}$.

Заклучение

Получените резултати на изследвана изчислена схема на LLC инвертор показват:

1. Добра функционалност на схемата при нулеви стойности на токовете в обратните диоди, което показва добро КПД, ниски загуби на ключовете и по-ниски динамични натоварвания върху тях.
2. Сумарната мощност в двете части на индукторът удовлетворява изискванията за постигане на максимален дебит на водата и максимална изискуема температура.
3. Комплексната оценка на изследваните стойности ни дават основание за избор на най-подходящ тип инвертор и неговото оптимизиране.

Литература:

1. T. Nakamizo, M. MutsuoNakaoka „New generation fluid heating appliance using high-frequency load resonant inverter” IEEE 1999 International Conference on Power Electronics
2. Y.Uchihori and Y.Kawamura “The State-of-the-Art Electromagnetic Induction Flow - Through the Pipeline Package Type Fluid Heating PEDS'99, July 1999, Hong Kong
3. Марева Д., Юдов Д. „LLCC инвертор за индукционно нагряване на флуиди “ Бургаски Свободен Университет -2011.
4. Марева Д., Юдов Д., Марев Е. „ Автономен инвертор за индукционно нагряване на вода”, Бургаски Свободен Университет , 2010