

Индукционното нагряване е най-добрата технология за обработка на металите	- ГУ
Индукционното нагряване е най-добра технология за обработка на пластмасите	- ИСи
Индукционното нагряване е най-добра технология за обработка на стеклата	- ТУ

Индукционното нагряване дава възможност за точно дозиране на енергията и чрез това за добра повторяемост на процесите на нагряване. Детайлите са загрявани за много кратко време, поради високата плътност на мощността - до  $10 \text{ GCO W} / \text{cm}^2$ . Освен това замърсяването на склончата среда е намалено. Поради тези предимства са разработени уредби за индукционно нагряване, с които могат да се автоматизират многобройни промишлени процеси, като топене; отваряне; заключаване; завързване; спояване и др.

При индукционното нагряване се използват честоти от 50 Hz до 10 MHz. В зависимост от работната честота, плътността на мощността, времето на нагряване и размерите на заготовката могат да се загряват както повърхностните слоеве или отделни участъци, така и цялото напълно сечение на заготовката.

В нашата страна, в частност в категедра "СИЛОВА ЕЛЕКТРОНИКА" при ТУ-София са разработени и внедрени в практиката тиристорни уредби за индукционно нагряване с мощност от 10 kW до 400 kW, покриващи честотния диапазон (1 ÷ 22) kHz, както и лампови генератори с мощност до 100 kW, работещи на 440 kHz, 1.27 kHz и 27 MHz. В редица случаи от практиката се изисква нагряването и топенето на малки по размер и обхват детайли. Оптимални работни честоти, от гледна точка на максимален топлинен и електрически к.п.д. на установката са от 60 kHz до 200 kHz, при инсталирала мощност до 10 kW. При съвременните достижения в технологията на производство на силови полупроводникови прибори, установките за индукционно нагряване, работещи на честоти до 200 kHz, се реализират на базата на MOS FET транзистори. Обект на настоящата работа е изследване на режимите на работа на транзисторен инвертор за индукционно нагряване, с цел разработка на действащ модел с мощност 4 kW и работна честота 150 kHz.

За мощности над 1 kW най-подходяща се явява схемата на мосто инвертор (Иг.1), характеризираща се с това, че напрежението върху транзисторите е равно на захранващото, а средната стойност на тока

през тях е половината от консумирания от токоизточника. В диагонала на транзисторния мост, последователно с товарния трептящ кръг е включена комутираща индуктивност  $\tilde{L}$ . Комутиращ кондензатор не се използва, с което се намалява инсталиранията мощност на преобразувателя.

В зависимост от съотношението между резонансната честота на товарния трептящ кръг  $\omega_r$  и честотата на комутация на транзисторите  $\omega$  инверторът може да работи в няколко режима.

При  $\omega < \omega_r$  товарният трептящ кръг работи в индуктивна разстройка. Този режим не намира практическо приложение, поради големото съотношение между реактивната и активна съставка на тока през силовите прибори.

При резонанс, т.e.  $\omega = \omega_r$  товарният трептящ кръг може да бъде заменен с еквивалентното му съпротивление, стойността на което е  $R_{eq} = R_t C_t$ , като с израза:

$$1. Rep = \frac{L_t}{R_t C_t} = R_t (1 + t g^2 \varphi) \quad (1)$$

Еквивалентната съставяща схема, дадена на фиг. 1.1.3.1.1, показва че инверторът в този режим е показван на ( фиг. 1.1.3.1.1 ) като транзистор в диагонала на моста, към  $C_t$  и през транзисторите на диагонали на  $L_t$  и  $R_t$ . При малки стойности на индуктивността  $\tilde{L}$  кондензантната мощност на трептящото и тока в диагонала на моста е много малка. Може да се приеме, че инверторът работи на активен товар. В този случай токът по изводите на транзисторите е еднакъв:

$$I_{Dm} = \frac{1}{2} \frac{1}{R_t C_t} \approx 1 \text{ A}$$

Същото състояние на ЕРД  $\Phi$  е изпълнено в симетричната комутираща разстройка, която е показвана на фиг. 1.1.3.1.2. Там са изобразени симетрични кондензатори  $C_t$  и симетрични индуктивности  $L_t$ . Също така са изобразени симетрични транзистори, свързани в симетрична комутираща разстройка. Транзисторите са свързани във връзка със симетрични кондензатори  $C_t$  и симетрични индуктивности  $L_t$ . Транзисторите са свързани във връзка със симетрични кондензатори  $C_t$  и симетрични индуктивности  $L_t$ .

Симетричната комутираща разстройка е симетрична разстройка, която съществува в симетрични кондензатори  $C_t$  и симетрични индуктивности  $L_t$ . Симетричната комутираща разстройка е симетрична разстройка, която съществува в симетрични кондензатори  $C_t$  и симетрични индуктивности  $L_t$ .

$$4. \quad \omega = \frac{R}{L} \cdot t_d^2 \varphi$$

$$t_d \varphi = \frac{\omega R t}{L}$$

$$\frac{1}{R^2} \cdot m^2 t_d^4$$

$$m = \frac{\omega}{\omega_r}$$

на разстройката

$$4. \quad \omega = \frac{R}{L} = \frac{R}{L} \cdot \frac{1}{(1 + t_d^2 \varphi) \cdot (1 + m^2 t_d^2 \varphi)}$$

$$5. \quad R = R_i (1 + m^2 t_d^2 \varphi)$$

Прехода от приведена към последователна заместваща схема (сгл. фиг. 4.в. към фиг. 4.г.) става на базата на равенство на импедансите. Доказва се, че :

$$6. \quad R = \frac{R_i}{1 + \Delta^2}$$

$$7. \quad \frac{1}{\omega_i} = \frac{\Delta^2}{\Delta}, \text{ следо } \Delta = \frac{1}{\omega R_i C_0} = m \cdot (m^2 - 1) \cdot t_d^2$$

Импулсната стойност на тока през транзисторите за режима от фиг. 3.в се дава с израза  $I_{Dm} = \frac{\pi}{2} \cdot I_d$ , който е около 50 % надвишава стойността за режима  $\omega = \omega_p$ . За режимите от фиг. 3.б.г импулсното натоварване на транзисторите е още по-голямо.

Вижда се, че от гледна точка на токовото натоварване на транзисторите най-благоприятен е режимът  $\omega = \omega_p$ .

Този именно режим е предпочетен при практическата реализация на инвертора. Векторната диаграма, отразяваща разпределението на ток и напрежението е показвана на фиг. 4. Тя дава възможност за съсвячение на методика за проектиране на инвертора.

Обикновено се задават : товарната мощност  $P_t$ ; индуктивността на индуктора  $L_t$ ; активното съпротивление на индуктора  $R_t$  и работната частота. Кондензаторът  $C_t$  се изчислява от зависимостта /2/.

Комутиращата индуктивност се определя от израза :

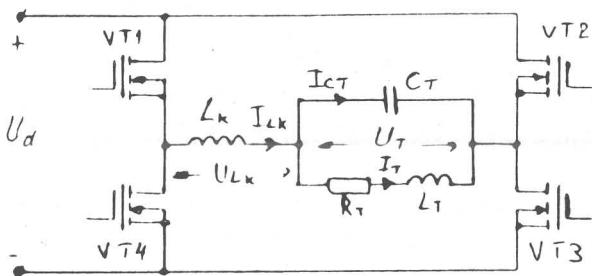
$$L_K = \frac{U_d \cdot U_T}{\omega \cdot P} \cdot \sin \theta, \text{ където } U_T = \sqrt{P} \cdot \frac{R_t}{\cos \varphi_T};$$

$$U_d = \frac{U_T}{\cos \theta}, \quad \theta - \text{се избира.}$$

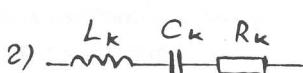
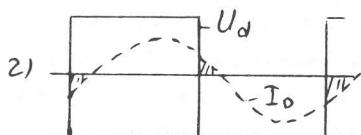
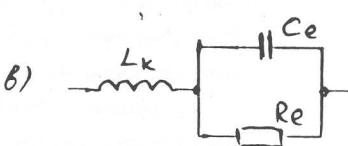
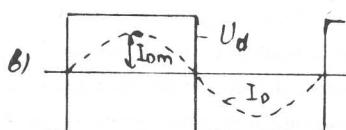
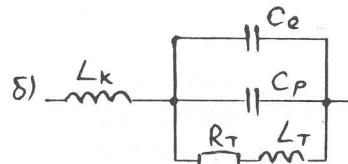
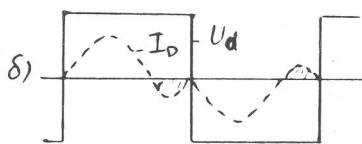
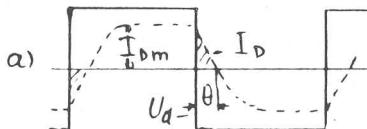
За изследване на преходните и установени процеси при различните режими на работа на транзисторния преобразувател е създаден дискретен модел на инвертора, разгледан като отворена импулсна система от първи ред [1]. Пълното изследване на пусковите процеси на инвертора е било дадено в следващите публикации.

#### ЛИТЕРАТУРА :

1. Н.Ничар, Г.Юнайт "Съвременният транзистор",
2. Witulsky, Erickson Design of the Series Resonant Converter for Minimum Component Stress, IEEE, 1986 г
3. Бобчева М. "Дискретен модел на мощен полупроводников преобразувател", II НИПК "Електронна техника", 93 година.

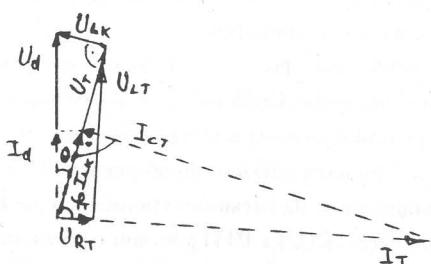


фиг 1



фиг. 2

фиг. 3



фиг. 4