

БЕЗКОНТАКТНО СЪГЛАСУВАНЕ НА ТПЧ И ТОВАРА ПРИ ПОВЪРХНОСТНО ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ

проф. д-н. инж. Тодор Стойков Тодоров
ст. ас. инж. Николай Димитров Маджаров

Тиристорните преобразуватели на честота, построени на основата на автономни инвертори на ток (АИТ) и използвани в уредбите за индукционно нагряване и закаляване, наред с положителните си качества, имат един недостатък – лоши регулировъчни характеристики. Това внася затруднения при съгласуване параметрите на товара с изходното напрежение на инвертора.

Понастоящем като съгласуващ елемент широко практическо приложение е намерил закалочния регулируем трансформатор. Този метод на съгласуване, съществено понижава бързодействието и гъвкавостта на уредбата, а от технологична и конструктивна гледна точка, трансформаторът е сложен и труден за изработка.

Индукционната уредба би получила друг облик, ако вместо регулируем трансформатор се използва регулируем инвертор, с оглед на ефективното съгласуване и запазване на мощността, равна на $(U_c \cos \varphi_T / R_T) = \text{const}$. За тази цел бяха изследвани регулировъчните възможности на редица схеми и резултатите са отразени в [1, 2, 3]. Работата в тази област продължава тъй като получените резултати не удовлетворяват изцяло технологичния процес и изискванията за универсалност на уредбата. В настоящата работа са показани резултатите от изследването на две схеми, покриващи в значителна степен тези изисквания.

Първата схема представлява последователно-паралелен АИТ с индуктивно-тиристорен регулатор (фиг. 1), който се състои от индуктивност L_2 , включена паралелно на последователния кондензатор C_1 през антипаралелно съединените тиристори T_5 и T_6 . Регулирайки ъгълът на отпушване на T_5 и T_6 се изменя еквивалентната индуктивност и по този начин се променя еквивалентния капацитет. Връзката между еквивалентната индуктивност и управляващия ъгъл на тиристорите се дава със следната формула:

$$L_{\text{екв}} = L / (1 - 2 \cdot \alpha / \pi - \sin 2\alpha / \pi) \quad (1)$$

като при $\alpha = 0^\circ$ $L_{\text{екв}} = L_2$, а при $\alpha = \pi/2$ $L_{\text{екв}} = \infty$

Смисълът на самото регулиране на напрежението $U_T = U_c$ с цел съгласуване се състои в честотното зарегулиране на ин-

вектора в съответствие с характеристиките му от фиг.2 до достигане на желаната стойност на напрежението на товара. Рабо – тоспособността на схемата, т.е. необходимия ъгъл δ (ъгълът между променливия ток и напрежение в диагонала на инвертора) се осигурява чрез промяната на С1 по описания по горе начин. Известно е [4], че промяната на С1 влияе върху ъгъла δ и не влияе върху напрежението Uc на товарния кръг.

Изчислителната процедура предвижда , първо намиране на приведените чрез коефициента на трансформация на закалочния трансформатор – Кт, еквивалентни параметри Lt и Rt на индукторите, изискващи най-голямо и най-малко напрежение (Ui) по изразите:

$$\begin{aligned} R_t' &= (U_i \cdot \cos \varphi_t \cdot K_t)^2 / P & (2) \\ L_t' &= (\operatorname{tg} \varphi_t \cdot R_t') / 2 \cdot \pi \cdot f \end{aligned}$$

където φ_t е ъгълът характеризиращ товара, f – работна честота, а P мощност на товара.

Технически целесъобразно е най-ниското напрежение на индуктора $U_i \min$ да бъде при резонанс на паралелния кръг, т.е. $U_c = 1.5$ (фиг.2), а най-голямото да бъде в капацитивния клон на характеристиките. Връзката между двете напрежения се дава със зависимостта:

$$U_i \max = U_i \min \cdot (U_i \max / U_i \min) \quad (4), \text{ където}$$

$U_i \max$ и $U_i \min$ са реалните напрежения върху индукторите от техническото задание, а $U_i \max$ и $U_i \min$ – приведените. В изложението по нататък с индексите max и min ще бележим параметрите съответно за индуктора с най-голямо и най-малко напрежение.

По фиг.2 се отчита $f_o \max$ и изчислява

$$f_o \max = \sqrt{f_o^2 \max + \operatorname{ctg}^2 \varphi} \quad (5),$$

където $f_o = \omega_o / \omega_y = 1 / (\omega_y \cdot \sqrt{L_t \cdot C})$, $\xi = \omega_{ск} / \omega_y$

По този начин се определят стойностите на $U_i \max$ и $f_o \max$, при които ще работи инверторът със индуктора изискващ най-високо напрежение. При смяна на този индуктор с индуктора изискващ най-ниско напрежение, без никаква друга промяна в схемата и работна честота, би се получила естествена разстройка:

$$f_o \min \text{ ест} = f_o \max \cdot \sqrt{L_{\max} / L_{\min}} = \frac{1}{\omega_{\max} \cdot \sqrt{L_{\min} \cdot C}} \quad (6)$$

На тази $f_o \min$ ест по фиг.2 ще отговаря напрежение по-голямо от необходимото $U_i \min = 1.5$, осигуряващо се при работна

честота определена по формулата:

$$\omega_{\min \text{ раб}} = 1 / (\omega_{\min} \cdot \sqrt{L_{\min} \cdot C}) \quad (7)$$

Разделяйки (6) и (7) можем да намерим съотношението между работните честоти при най-голямото и най-малкото напрежение на индуктора:

$$\omega_{\max} / \omega_{\min} = \omega_{\min \text{ ест}} / \omega_{\min \text{ раб}} \quad (8)$$

Работната честота от заданието трябва да се разположи между ω_{\max} и ω_{\min} , така че да се удовлетворява технологичния процес.

Стойността на C_1 за най-голямото и най-малко напрежение на индуктора се намира по следните зависимости [4]:

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \varphi - a_L M \quad (9)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = [(\omega_{\min}^2 - 1 - \operatorname{ctg}^2 \varphi) / \omega_{\min}^2] \cdot \operatorname{tg} \varphi \quad (10)$$

$$M = [(\operatorname{ctg}^2 \varphi + (1 - \omega_{\min}^2))] / \omega_{\min}^2 \cdot \operatorname{ctg} \varphi \quad (11)$$

$$C = 10^6 / (\omega_{\max}^2 \cdot \omega_{\min}^2 \cdot L_{\max}) \quad (12)$$

$$a_L = C / C_1 \quad (13)$$

Ъгълът δ , който при този метод на регулиране се поддържа неизменен, е известен от проектирането на инвертора, като се избира в границите $30-40^\circ$ ел. Стойността на L_2 е в тясна връзка със стойността на C_1 за ω_{\min} и се изчислява по формулите:

$$X_{L_2} = (X_{C \min} \cdot X_{C \max}) / (X_{C \min} - X_{C \max}) \quad (14)$$

$$X_{L_2} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (15)$$

За най-голямото напрежение $L_2 = \infty$.

В табл.1 са показани резултатите от пресмятането на инвертор с $P = 100 \text{ kW}$, работна честота $= 10 \text{ kHz}$, напрежения на индукторите 20 и 30 V и $\cos \varphi = 0.35$.

Втората схема е посветена отново на импулсно-фазовите методи за регулиране на изходното напрежение на автономните инвертори. Разгледаните в [1-3] схеми имат малки регулировъчни възможности поради някои особености в тях и ниските честотни свойства на еднооперационните тиристоры. С развитието на MOS FET и биполярните транзистори този метод на регулиране претърпя съществено развитие. Предлагат се алгоритми на работа и схеми на инвертори, предимно резонансни, с много добри регулировъчни възможности. Нови идеи в тази област са описани в [6]. Те могат да бъдат пояснени чрез схемата от фиг.3 и времедиаграмите от фиг.4,5. По същество това е резонансен инвертор с отворен вход и обратни диоди. Управлението се реализира чрез от-

пушване и запушване на ключевите прибори в такава времепоследователност, че да се осъществи регулиране на средната стойност на постоянното напрежение прилагано върху променливото – рожия диагонал, при постоянна работна честота. Вижда се, че регулирането се извършва чрез изменение на ъгъла на дефазирание δ на съвместно работещите транзистори (1 и 3 ; 2 и 4).

Посочените времедиаграми отговарят на режим на принудително изключване на приборите. Трябва да се отчете, че комутационните загуби на приборите са намалени, тъй като 1 и 4 се включват, а 2 и 3 се изключват при нулев ток.

Схемата може да работи и в режим на естествена комутация, при същата време последователност на управляващите им – пулси на транзисторите.

Първоначалният анализ на схемата е извършен чрез методите на хармоничния анализ [5] с пригаждането му, към конкретните времедиаграми. Отчитайки дефазиранието на ъгъл $\omega t_0/2$, аналитичният израз на променливия ток приема вида:

$$i_0 = E_{ср} \cdot \rho / \omega \cdot L \cdot U_{гм} \cdot [\cos(\delta - \varphi_L + \omega t_0/2) - \cos(\delta - \varphi_L + \omega t_0/2 - \theta)] \quad (16)$$
 В (16) δ е фазов ъгъл на дефазирание между напрежението $U_{г}$ и първата хармонична на променливия ток.

Във основа на общия израз за тока всички величини, характеризиращи работата на инвертора се получават както в [4]. Най-важни от тях са $U_{гм}$ и φ_L . Определянето им по (17) и (18) позволява лесно изчисляване на всички стойности и параметри на инвертора.

$$U_{гм} = [(\pi - \omega t_0) / \pi] \cdot E \cdot \pi / 2 \cdot \cos(\delta - \varphi_L + \omega t_0/2) \quad (17)$$

$$\text{tg} \varphi_L = 0.406 \cdot \text{tg} \delta \cdot \sqrt{0.165 \cdot \text{tg}^2 \delta - 0.188} \quad (18)$$

Използвайки аналитичните зависимости, бе проведена изчислителна процедура по проектирането на схемата. Един примерен вариант, за стойности на елементите и величините, изглежда така: $P=1\text{kW}$; $f=100\text{kHz}$; $E=300\text{V}$; $\omega t_0=36^\circ$ ел; $\text{tg} \delta = 1.4$; $L_k=194\mu\text{H}$; $R=231$; $C=9.6\text{nF}$.

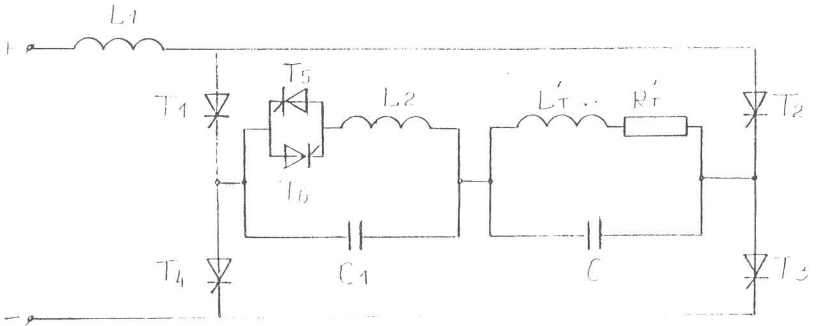
За това вариантно решение е извършен компютърен експеримент чрез програмния пакет SPICE. Полученият богат цифров и графичен материал (фиг.6 и фиг.7) потвърждава аналитичните зависимости и резултатите от проектирането и може да се използва за предсказване и изчисляване на всички характеристики на инвертора – в т.ч. и на регулировъчните.

В заключение, базирайки се на опита в тази област, може да

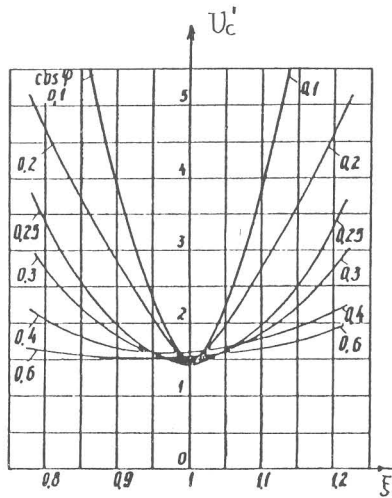
се каже, че разгледаните две схеми, притежават добри регулировъчни характеристики и могат успешно да се използват като регулируем източник на високочестотна енергия с добри експлоатационни параметри.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Тодоров Т.С., Маджаров Н.Д., Алексиев Д.Т. Източници на високочестотна енергия в устройствата за повърхностна индукционна закалка. Научна конференция. Габрово 1991г.
2. Тодоров Т.С., Маджаров Н.Д., Иванов Г.П. Източник на високочестотна енергия. Юбилейна научна конференция на ТУ Варна 92.
3. Тодоров Т.С., Маджаров Н.Д., Иванов Г.П. Регулировъчни възможности на автономен инвертор на ток с фазово-импулсно регулиране при работа на повишени честоти. Научна конференция Габрово 1992г.
4. Сенко В.И., Тодоров Т.С. Силови електронни устройства. Габрово 1975г.
5. Тодоров Т.С. Единен подход в анализа и проектирането на резонансните инвертори с различни схеми и начини на действие. Втора национална научно-приложна конференция ЕТ 93. Сопот.
6. Yuan Shin and Fred C.Y. Lee. Constant-frequency parallel-resonant converter.



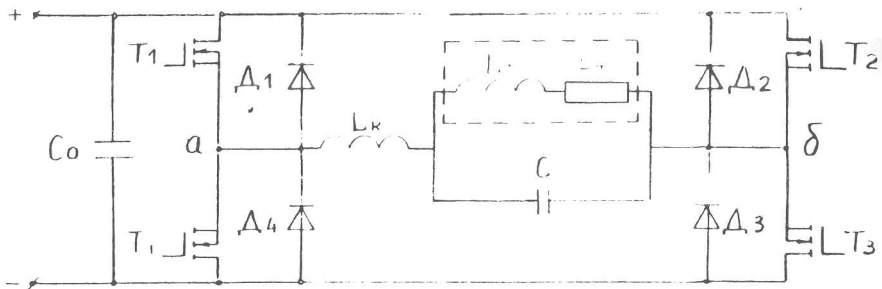
φиг. 1



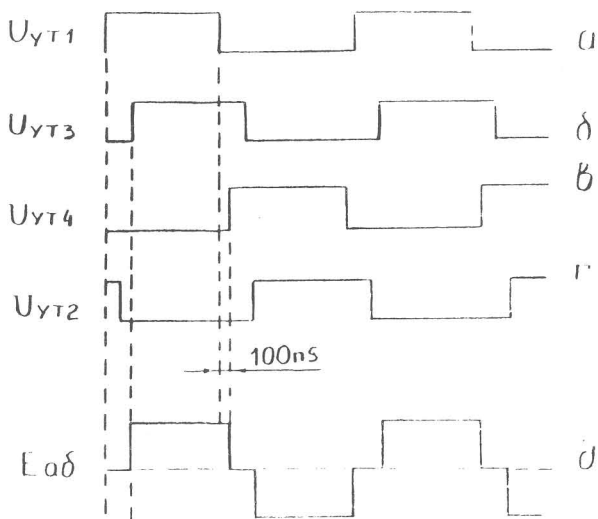
φиг. 2

Табл. 1

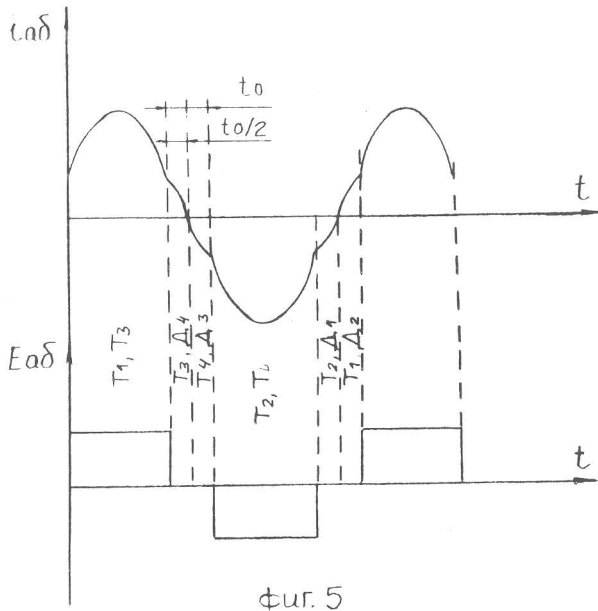
U_n, V	R_T, Ω	$L_T, \mu H$	U_c'	ξ'	ξ_0	$C, \mu F$	$C_1, \mu F$	$L_2, \mu H$	f_p, kHz
20	0.3	12.4	1.5	0.85	0.91	17	5	8.4	8
20	0.68	28	2.25	1	1.36	17	34	∞	10.2



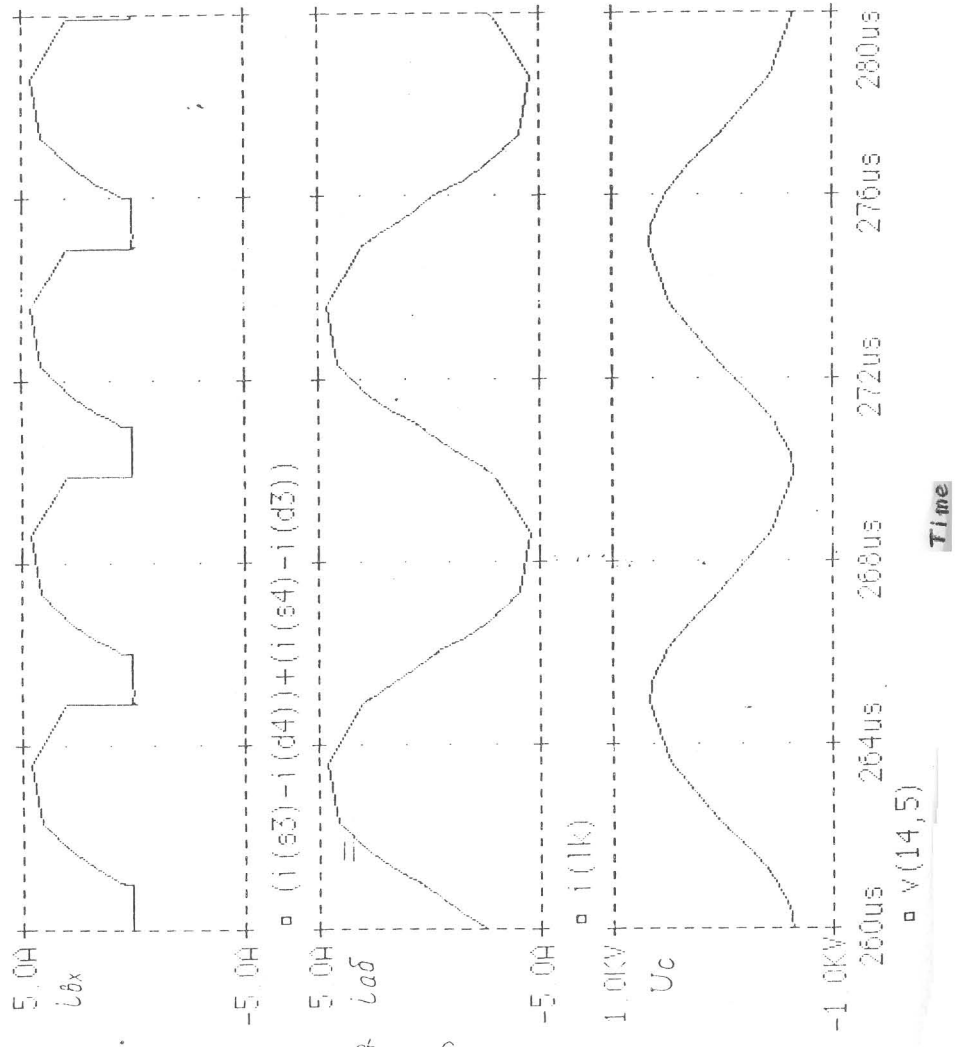
фиг. 3



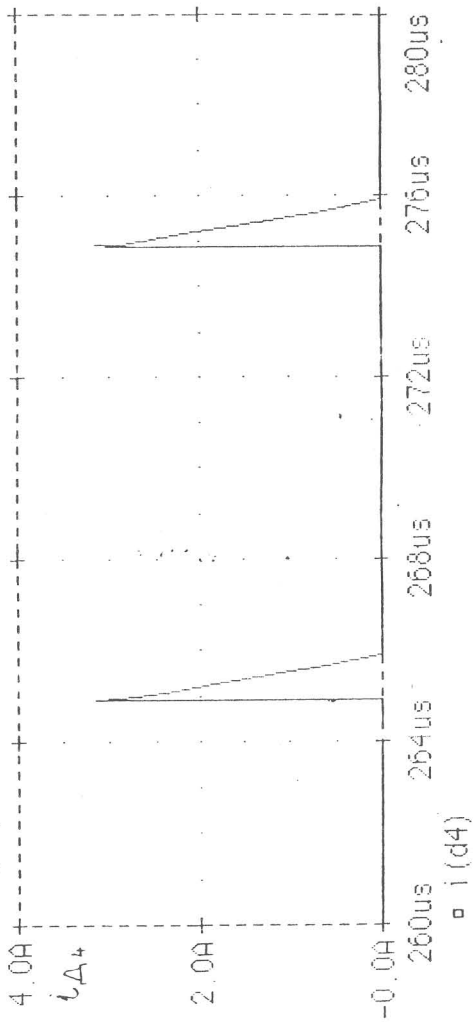
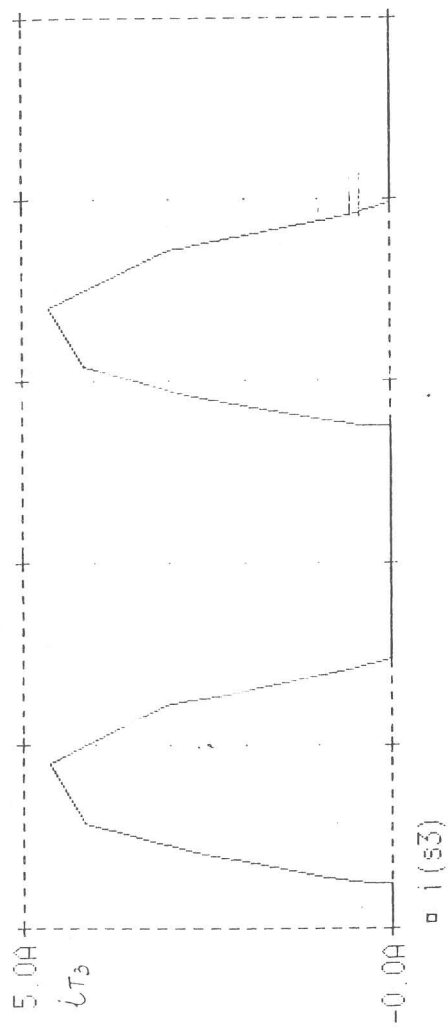
фиг. 4



rezonansen inventor 100 kHz
 Date/Time run: 09/09/93 15:08:26 Temperature: 27.0



фиг. 6



фиг. 7