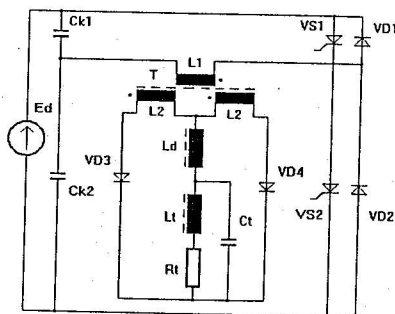


# МОДЕЛИРАНЕ И НАСТРОЙКА НА ТИРИСТОРЕН ТОКОИЗТОЧНИК ЗА ЕЛЕКТРОДЪГОВО ЗАВАРЯВАНЕ

д-р ас. Георги Петров Тошков

ТУ Варна

Повишаването на степента на автоматизация на заваръчното производство засилва тенденцията за заместване на заваръчните токоизправители с нови токоизточници, състоящи се в най-често срещания вариант от полумостов резонансен инвертор с обратни диоди, полумостов изправител и изглаждащ филтър (фиг.1).



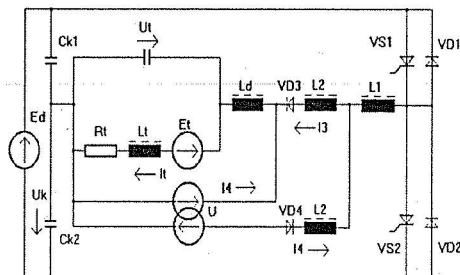
фиг.1

При проектирането на управлението на линейни системи обикновено се използват линейно-квадратичният метод и методите, основаващи се на местоположението на корените или на диаграмите на Бодо и Найкуист. За нелинейни системи, към които се отнася и изследваната система, е възприет друг подход, при който задачата за проектиране на управлението се прецифира като оптимизационна задача. За целта граничните проектни изисквания се разглеждат като оптимизационна задача, отразяваща качеството на регулирането посредством стойността на един от определените интегрални [2]

$$I_1 = \int_0^{\infty} e(t) \cdot dt, \quad I_1 = \int_0^{\infty} |e(t)| \cdot dt, \quad (1)$$

където  $e(t)$  е грешката, с която изходът на системата следва указания от заданиято сигнал.

В процеса на проектиране настройването на заваръчния токоизточник се свежда до определяне на параметрите на регулаторите по параметрите на желаните от потребителя преходни процеси. За да се отрази хода на електромагнитните процеси, електрическата схема на заваръчния преобразовател, след еквивалентно заместване на тринамотъчния трансформатор, при предположение, че пасивните елементи, захранващият източник и вентилите са идеални, както и при пренебрегване на намагнитващата индуктивност и активните загуби на трансформатора, се привежда към еквивалентната схема, показана на фиг.2.



фиг.2

При това, състоянието на електрическата верига се описва от единната система диференциални уравнения [1].

$$p \cdot I_3 = \frac{F_1 \cdot F_2 \cdot E_d - F_2 \cdot U_k + U_t + F_2 \cdot (L_1 - L_d) \cdot p \cdot I_{41}}{F_2 \cdot L_1 + L_2 + (2 - F_2) \cdot L_d}$$

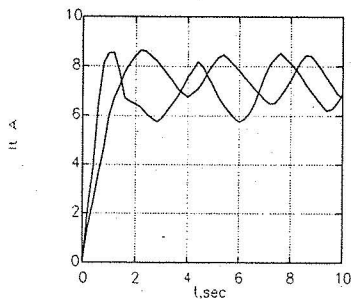
$$p \cdot I_4 = \frac{-F_1 \cdot F_2 \cdot E_d + F_2 \cdot U_k + U_t + F_2 \cdot (L_1 - L_d) \cdot p \cdot I_{33}}{F_2 \cdot L_1 + L_2 + (2 - F_2) \cdot L_d}$$

$$p \cdot I_t = -\frac{U_t + R_t \cdot I_t + E_t}{L_t} \quad (2)$$

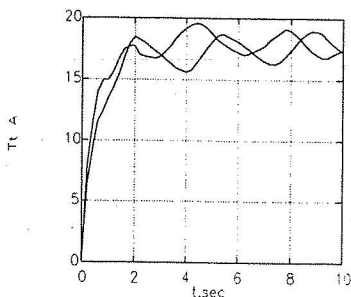
$$p \cdot U_k = \frac{I_3 - I_4}{2 \cdot C_k}$$

$$p \cdot U_t = \frac{I_t - I_3 - I_4}{C_t}$$

Същевременно, възникващите числени проблеми затрудняват настройването на управлението на токоизточника. За това е възприет друг подход, при който математическото описание на обекта (фиг.1) се получава посредством методите на теорията на управлението. При това, параметрите на регулаторите се определят от параметрите на експерименталните преходни характеристики, които се снемат посредством провеждането на активен експеримент от физичен модел с изключени обратни връзки и линейно товарно съпротивление. За управляващо въздействие на обекта се приема честотата на управлението. Силното влияние на заваръчната гъба обуславя въвеждането и на смуцаващ вход. Експерименталните преходни характеристики по управляващ и смуцаващ вход, установени при стъпално изменение на входното въздействие от  $1250\text{Hz}$  на  $1500\text{Hz}$  и на смуцаващото въздействие от  $0.225\Omega$  на  $0.1125\Omega$ , са показани съответно на фиг.3 и фиг.4. За представителни преходни характеристики се приемат нормираните преходни характеристики  $\bar{h}(t) = \bar{h}^*(t) / \bar{h}^*(\infty)$ , които се получават от усреднените и изгладени по метода на пълзящото усредняване експериментални преходни характеристики  $\bar{h}^*(t)$ .



Фиг.3



Фиг.4

Литературният анализ и практическият опит показват, че за голяма част от промишлените обекти експерименталните преходни характеристики могат да се разглеждат като приблизителни решения на едно от следните диференциални уравнения [2]

$$(T_0 \cdot p + 1) \cdot y(p) = k_0 \cdot x(p) \quad (3)$$

$$(T_0 \cdot p + 1) \cdot y(p) = k_0 \cdot x(p) \cdot \exp(-p\tau) \quad (4)$$

$$\left[ T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + 1 \right] \cdot y(p) = k_0 \cdot x(p) \quad (5)$$

$$(T^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T \cdot p + 1) \cdot y(p) = k_0 \cdot x(p) \cdot \exp(-p \cdot \tau) \quad (6)$$

Анализът на експерименталните преходни характеристики по управляващ и смущаващ вход показва, че изследваният обект, в най-общ случай, се апроксимира към обект с предавателна функция

$$W_0(p) = \frac{k_0}{1 + 2 \cdot \xi \cdot p \cdot T + (p \cdot T)^2} \quad (7)$$

Ако се вземат в предвид (5) и (7) и се изравнят коефициентите пред степените на  $p$ , то при  $\xi > 1$ , се установяват съотношенията

$$\xi = (T_1 + T_2) / 2 \cdot T, \quad T = \sqrt{T_1 \cdot T_2} \quad (8)$$

При  $\xi = 1$ , когато времеконстантите  $T_1$  и  $T_2$  удовлетворяват условието

$$T_1 = T_2 = T \quad (9)$$

уравнението (7) се преобразува в уравнение (6).

Следователно, когато  $\xi \geq 1$ , изследваният обект се апроксимира към обект с предавателна функция (7), а коефициентите на обекта се установяват от експерименталните преходни характеристики посредством метода на Орманс и съотношенията (8) и (9).

Ако в хода на изследването се установят пренебрежимо малки стойности на една от времеконстантите  $T_1$  и  $T_2$ , очевидно е, че (7) трябва да приеме вида (3), респективно (4).

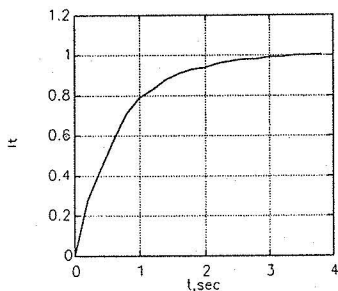
При  $\xi < 1$ , когато корените на (7) са комплексно спрегнати числа, параметрите на обекта се определят от експерименталните преходни характеристики и съотношенията

$$T = \frac{T_1}{\sqrt{4 \cdot \pi^2 + (\ln(A_1 / A_2))^2}} \quad (10)$$

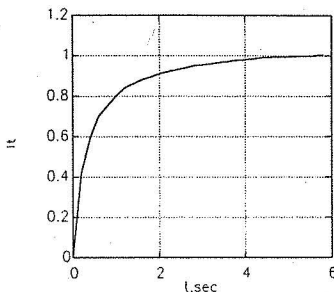
$$\xi = \frac{\ln(A_1 / A_2)}{\sqrt{4 \cdot \pi^2 + (\ln(A_1 / A_2))^2}}, \quad (11)$$

където:  $T_1$  - собствен период на колебанието;  $A_1$ ,  $A_2$  - последователни стойности на амплитудата на колебанието.

От нормализираните преходни характеристики по управляващ (фиг.5) и смущаващ (фиг.6) вход, посредством метода на Орманс, се установява, че



фиг.5



Фиг.6

изследваният обект се апроксимира към обект със следните предавателни функции

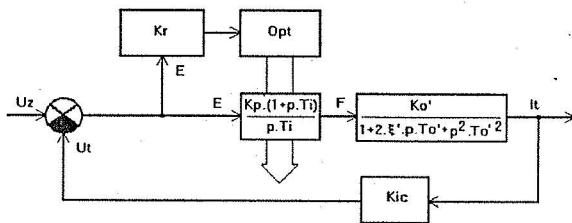
$$W_{01}(p) = \frac{28,521 \cdot 10^{-3}}{1 + 0,65 \cdot 10^{-3} \cdot p + 0,232 \cdot 10^{-7} \cdot p^2} \quad (12)$$

$$W_{02}(p) = \frac{155,56}{1 + 0,488 \cdot 10^{-3} \cdot p} \quad (13)$$

Коефициентите на обекта, установени по метода на Орманс, следва да се разглеждат като приблизителни параметри. Окончателните параметри се получават посредством провеждането на параметрична идентификация на обекта по интегрално-квадратичен критерий. От експерименталните преходни характеристики по управляващ и смущаващ вход, посредством оптимизационната процедура на програмния продукт *PSI*, се установяват следните параметри: по управляващ вход- $K_{01}=28,521 \cdot 10^3$ ,  $T_{01}=661,46 \cdot 10^6$  s,  $T_{02}=3,9619 \cdot 10^6$  s; по смущаващ вход- $K_0=155,6$ ,  $T_0=488 \cdot 10^6$  s.

Нелинейният характер на товара превръща задачата за настройване на управлението в своеобразна оптимизационна задача, една възможност за решаването на която предлага програмният продукт *PSI*. Изследването на системата може да се проведе с различни типове регулатори, така, че да се избере най-подходящия. Структурната схема на процедурата за оптимална

настройката на управлението, реализирано посредством  $PI$ -регулатор, е показана на фиг.7, където:  $U_z$ -задание;  $K_r$ -критерий;  $Opt$ -оптимизационна процедура на  $PSI$ ;  $K_{ic}$ -коэффициент на предаване на обратния преобразувател "It-Ut";  $K_p$ ,  $T_i$ -параметри на  $PI$ -регулатора;  $K_0$ ,  $\xi$ ,  $T_0$  - параметри на обекта по управляващ вход. Близостта на настройката се оценява по интегрално-квadraticен критерий.



фиг.7

От проведените изследвания се установяват следните оптимални параметри на регулатора:  $K_p=3,411$ ;  $T_i=7,236 \cdot 10^{-3}$  с. Анализът на преходните процеси в оптимизираната система показва, че регулаторът отработва управляващото и смущаващото въздействие.

#### Литература:

1.Тошков Г.П., Комплексен критерий за синтез на основните параметри на тиристорен заваръчен токоизточник, ЕТ'94, Созопол.

2.Трайков Т.П., Идентификация на обектите за автоматизация, Техника, С., '72.