

ЦИФРОВО РЕГУЛИРАНЕ В САР, ВКЛЮЧАЩИ ТИРИСТОРНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

доц. ктп. Пани Андреев Карамански
гл. ас. Сталмир Николов Денчев
асп. Антоанета Иванова Димитрова
ТУ СОФИЯ
1993 г.

Резюме. Разглежда се възможността за приложение на цифрови адаптивни алгоритми в системи за автоматично регулиране (САР), включващи тиристорни преобразуватели. Обектът представлява последователно свързани управляем трифазен мостов токоизправител и паралелен инвертор на ток. Реакцията му се синулира на компютър на базата на предавателните функции на двете звена. Избрани са управляващи алгоритми, съчетани с текуща идентификация на параметрите. Разглежда се поведението на регулаторите и обекта при стъпаловидни промени на заданието, както и при някои специфични смущаващи въздействия.

Въведение. В последните години тиристорните преобразуватели намират широко приложение в различни технологични установки и особено в индукционни електротермични установки (ИЕТУ) за осъществяване на температурни режими. Една част от тези технологични процеси рязко повишиха изискванията за точност при поддържане на определени параметри на процеса. От тази гледна точка интерес представлява поведението на тиристорните преобразуватели като звена в САР и възможностите за много точно поддържане на параметрите в съответствие с определена технологична програма.

В статията е получена дискретната предавателна функция на конкретния обект, включващ като звена тиристорни преобразуватели. Разгледана е реакцията на обекта при два различни регулатора – аperiodичен регулатор и регулатор с минимална дисперсия.

Целта на тази симулация е да се получи предварително най-обща представа за поведението на тиристорните преобразуватели с цифрови алгоритми за регулиране със самонастройване с оглед на подходящ избор на цифров регулатор преди включването му в една действителна установка.

Описание на обекта. Конкретният обект, който се разглежда в статията, се състои от две последователно свързани звена – управляем трифазен токоизправител (ТИ) и паралелен инвертор на

ток (ПНТ) (фиг. 1). Регулираният величин е изпревяването на изхода на инвертора U_{Ti} , а управляващата величина на управлявания изпревявател при постоянен ток на изпревяване на инвертора.

Предавателната функция на управлявания токоизпревявател е от вида:

$$W_{Ti}(p) = K_{Ti} \cdot e^{-p\tau_{Ti}},$$

където $\tau_{Ti} = 3.33 \times 10^{-3}$ сек е закъснението в изпревявателя.

Предавателната функция на ПИТ по канално еходно напрежение – изходно напрежение е:

$$W_{Ti}(p) = \frac{K_{Ti}}{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1},$$

където T_1 и T_2 са времеконстантите съответно по постоянен и променлив ток, а K_{Ti} е коефициент на предаване на инвертора.

На фиг. 2 е представена блок – схемата на цифровата САР на разглеждания обект, където $W(p)$ е предавателната функция на регулатора; U_{Tw} , U_{Ti} и U_{Ty} са съответно задаващата, управляващата и изходната величини в системата.

Добавено е едно фиктивно звено, представящо връзката между изработеното от регулатора управляващо въздействие и съответния ъгъл на управление на токоизпревявателя.

Предавателната функция на обекта, съставен от трите звена, е:

$$W_0(p) = \frac{1}{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1} \cdot e^{-p\tau_{Ti}}.$$

Ако се отчита реалната външна характеристика на токоизпревявателя, обаче, структурната схема на САР трябва да бъде видоизменена. Средната стойност на изпревяването напрежение се определя от израза:

$$U_0 = E_0 \alpha + E_0 \alpha' = E_0 \alpha - \gamma I_0,$$

където I_0 е токът във веригата, а γ отчита загубите.

Така САР придобива вида, показан на фиг. 3.

Предавателната функция по канално $E_0 - U_{Ti}$ при отчитане на реалната външна характеристика на ПИТ е:

$$W_3(p) = \frac{W_{Ti}(p)}{1 - W_2(p) \cdot W_{Ti}(p)}$$

Дискретната предавателна функция на обекта, съставен от трите звена с екстраполатор на входа (фиг. 4) е:

$$W_0(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \cdot z^{-d}.$$

Избор на цифров адаптивен алгоритъм за регулиране с текуща идентификация на параметрите. За математическо описание на обекта с входна величина U_{Tu} и изходна величина U_{Ty} , се използва диференциално уравнение от втори ред:

$$U_{Ty}(k) + a_1 U_{Ty}(k-1) + a_2 U_{Ty}(k-2) = b_1 U_{Tu}(k-d-1) + b_2 U_{Tu}(k-d-2).$$

Параметърът d характеризира броя тактове чисто закъснение. При известни ред на модела m и време на закъснение d можем на всеки такт на дискретизация k с помощта на входните и изходни сигнали да направим оценка на неизвестните параметри a_i и b_i ; например с рекурентния метод на най-малките квадрати (РМК). Действителните параметри на обекта са известни с достатъчна точност, за да можем да симулираме отговорите му на компютър.

Основните въздействия в една установка с тиристорни преобразуватели са: промяна на зададеното изходно напрежение на инвертора, промяна на еквивалентното съпротивление на товара; промени на преходното захранващо напрежение; промени на коефициенти, характеризиращи динамиката на обекта.

Всички тези въздействия не носят случаен характер. Те са законорни, връзките им с останалите величини в системата са известни и могат да бъдат точно описани в аналитичен вид. Поради това целта е проектиране на детерминирана цифрова САР.

Спираме се на два типа регулатори, подходящи за детерминирани въздействия: аperiодичен регулатор и регулатор с минимална дисперсия с фиксиран полином $D(z^{-1})=1$.

Аperiодичният алгоритъм (AP) установява регулируемата величина за $m+d$ такта, а управляващата – за m такта. В табл.1 са дадени нивата на управляващите въздействия в първия момент при различни тактове на дискретизация T_0 за конкретния обект.

Известно е че за детерминирани управляващи въздействия могат да бъдат използвани и регулаторите с минимална дисперсия РМДЗ и РМД4 при $D(z^{-1})=1$.

Регулаторите с минимална обобщена дисперсия (РМОД) се базират на минимизация на дисперсията на регулируемата и управляващата променливи:

$$E \{ y^2(k+i) + v u^2(k) \}, i = d+1$$

Спираме се на РМДЗ с предавателна функция:

$$W_p(z^{-1}) = - \frac{[D(z^{-1}) - A(z^{-1})] \cdot z}{z B(z^{-1}) + \frac{K}{b_1} D(z^{-1})}$$

с $r=0$ и $D(z^{-1})=1$.

Реакция на системата при стъпаловидна промяна на заданието.

Поведението на системата с апериодичния регулатор, съчетан с текуща идентификация на параметрите по РМДЗ е показано на фиг.5а. За сравнение на фиг.5б е дадено поведението с фиксиран регулатор. Периодът на дискретизация е 4 ms. Реакцията на адаптивния регулатор на първото стъпаловидно въздействие дава приемливо качество на регулирането. След второто стъпаловидно въздействие идентифицираните параметри на обекта имат много близки значения до действителните им стойности, което означава, че реакцията на системата с адаптивния регулатор клони към реакцията с точно настроен фиксиран регулатор след второто стъпаловидно въздействие.

Поведението на системата, включваща РМДЗ с $D(z^{-1})=1$, $r=0.02$ и $r=0.2$, съчетан с текуща идентификация на параметрите по РМДЗ е дадено ~~съответно~~ на фиг.6а и б, а на фиг.6 - изменението на оценките на два от параметрите. Дадени са управляващата и регулируемата променливи и при регулиране с фиксиран регулатор РМДЗ (фиг.7а).

При $r=0.02$ адаптивният РМДЗ клони към фиктивния още след второто стъпаловидно въздействие, а оценките на параметрите - към действителните. В сравнение с апериодичния регулатор отклоненията на регулируемата променлива от желаната стойност са по - големи. При $r=0.2$ отклоненията и са много малки, но установяването е бавно. Регулаторът се приближава практически до фиксирания след четвъртото стъпаловидно въздействие (изменението на параметъра a_1 е дадено на фиг.6).

При един и същ период на дискретизация измененията на управляващата променлива при АР са по - големи в сравнение с РМДЗ. Това трябва да се има в предвид само в отделни случаи, в които по - ограниченият диапазон на промяна на управляващата променлива може да бъде необходимо изискване.

Реакция на системата на смущаващи въздействия. Най - характерното за индукционното нагряване смущаващо въздействие е промяната в параметрите на товара на инвертора, т.е. промяна на активното и реактивно съпротивления на индуктора с нагряването

тяло. Това е въздействие, чието влияние може да бъде описано в аналитичен вид (детерминирано въздействие).

На фиг. 9 е показано изменението на регулиранията и управляващата величини при промяна на еквивалентното съпротивление на товара от 4.586Ω до 4.374Ω при AP и PМД.

При сравнение между AP и PМД отново се виждат предимствата на AP: по – бързо установяване и по – малко отклонение на изходното напрежение преди връщането му на желаната установена стойност.

Друго смущаващо въздействие, което е възможно в една реална технологична установка, е промяната на ефективната стойност на мрежовото захранващо напрежение. На фиг. 8 са дадени измененията на регулируемата и управляващата променливи при примерна промяна на E_0 с 5V.

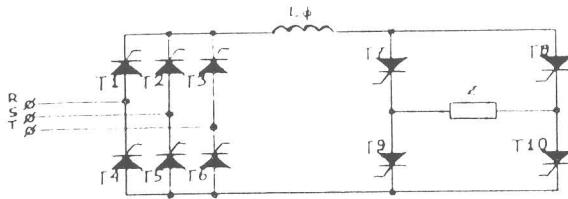
Вижда се, че и при двете смущения управляващата величина, изработвана от двата регулатора се установява на нова стойност, която да поддържа зададеното напрежение на изхода на инвертора при променените параметри на товара.

Заклучение. Изследвана е приложимостта и е получена обща представа за цифровото регулиране със самонастройване в САР с тиристорни преобразуватели. Приведените резултати от моделирането показват, че сходимостта към действителните стойности на параметрите не е задължително условие за устойчивостта на адаптивното управление. Освен това, става ясно, че стъпаловидните изменения на задаващата променлива могат да ускорят сходимостта на процеса на адаптация в началото след стартирането на алгоритъма.

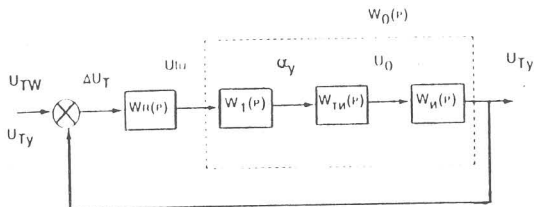
Така може да бъде направен извод за приложимостта и задоволителното качество на цифровото адаптивно регулиране с текуща идентификация на параметрите за тиристорни преобразуватели.

Литература:

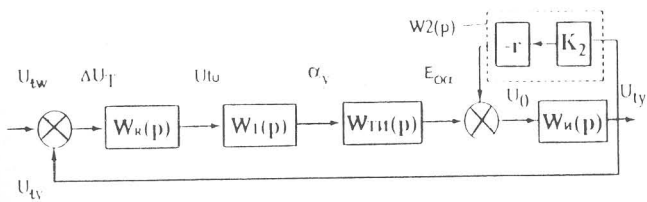
- 1) Izermann R., "Prozessidentifikation", 1974
- 2) Изерман Р., "Цифрове системи управления", Москва, "Мир", 1984
- 3) Бергович Е.И., "Тиристорне преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок", Ленинград, 1983
- 4) Bergmann S., "Digitale adaptive Regelung einer Luftungsanlage", "Regelungstechnische Praxis", 22. Jahrgang 1980 Heft 8



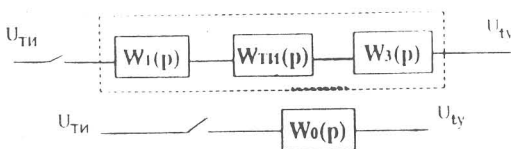
Фиг.1. Принцилна схема на обекта



Фиг.2. Блок - схема на цифровата САР



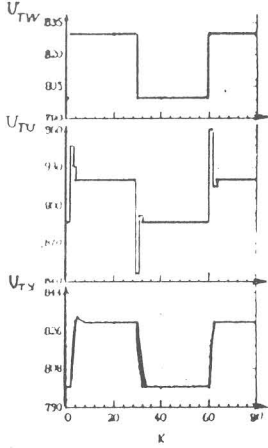
Фиг. 3. Блок-схема на цифровата САР с отчитане на реалната външна характеристика на УТИ.



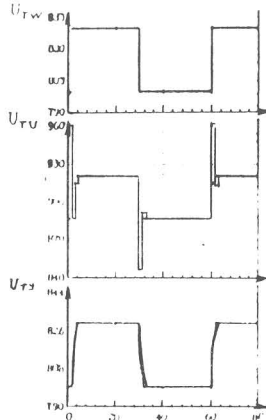
Фиг. 4. Блок-схема на обекта с екстраполатор на входа.

T_{0i}, ms	2	4	6
b1	0,108	0,292	0,466
b2	0,0692	0,118	0,123
a1	-1,077	-0,611	-0,428
a2	0,255	0,0648	0,0165
$\sigma(1)$	5,643	2,421	1,698

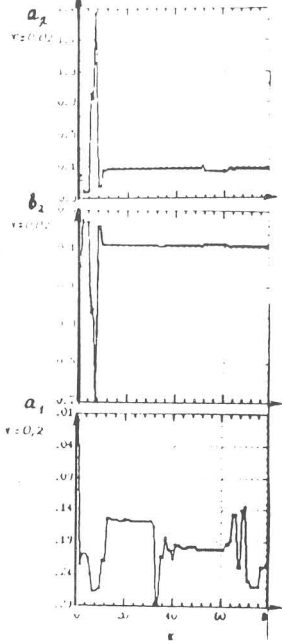
табл. 1. Параметри на обекта при различни тактове на дискретизация



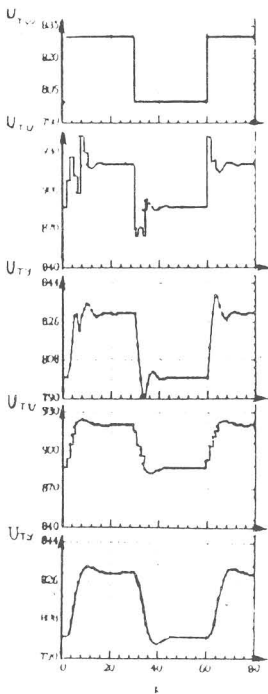
фаз 5a



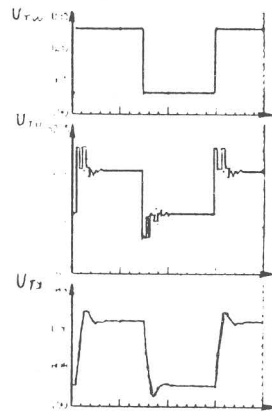
фаз 5b



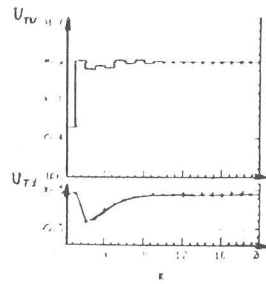
фаз 6



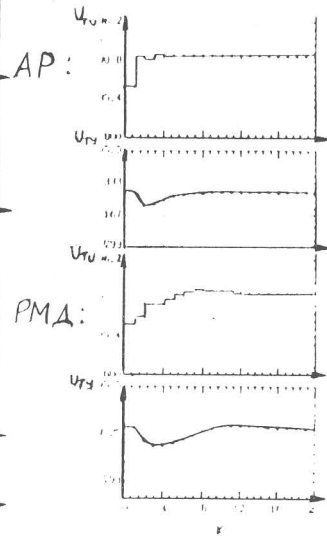
фаз 7a



фаз 7b



фаз 8



фаз 9

AP:

PMA: