

# СИСТЕМА ЦИФРОВОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ С ИДЕНТИФИКАЦИЕЙ НАГРУЗКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Старостин С.С.

Донецкий государственный технический университет  
starostin@pandora.kita.dgtu.donetsk.ua

The questions of the identification of load torque for thyristorized electrical DC motor drives are examined. The identification is carried out with fast-response performances, that give opportunity to compensate load disturbances effectively. On the basis of estimated load and predictive current value can be made speed feedback correction for the compensation of delay in speed regulator. It is shown, that proposed system with the load identification allow to achieve more better dynamic characteristics than traditional speed regulating system.

На процесс регулирования скорости электропривода существенное влияние могут оказывать изменения нагрузки электропривода. Но быстродействие компенсации влияния нагрузки за счет интегральной составляющей в регуляторе скорости может быть ниже желаемого. Более эффективным средством компенсации этого влияния является формирование момента двигателя с учетом результатов идентификации нагрузки привода. На быстродействии регулирования скорости в цифровой системе отрицательно сказывается и запаздывание на время одного интервала дискретности, которое может иметь место в прямом канале контура регулирования скорости. Наличие информации о нагрузке привода позволяет прогнозировать изменения в скорости электропривода, что дает возможность осуществить коррекцию обратной связи по скорости с целью улучшения динамики регулирования. Таким образом, представляет интерес выполнение разработок в области идентификации нагрузки привода. И данная публикация отражает ряд результатов, полученных при решении таких задач.

Цифровая система подчиненного регулирования скорости тиристорного электропривода постоянного тока с идентификацией нагрузки привода характеризуется структурной схемой, приведенной на рис. 1. Система состоит из контура регулирования тока КРТ и контура регулирования скорости с пропорциональным регулятором РС, в состав которого включено звено запаздывания  $z^{-1}$ , учитывающее эффект от реализации алгоритма регулирования скорости после алгоритма регулирования тока. Дополнительно в систему введены структурные элементы, позволяющие на основе измеренных цифровых значений скорости  $\omega^{\#}$  и среднего тока  $I^{\#}$ , идентифицировать нагрузку привода в виде переменной  $\hat{I}_C^{\#}$ . Эта величина используется при формировании фактического задания на ток  $I_3^{\#}$ , что обеспечивает астатические свойства регулирования скорости относительно нагрузки привода. Кроме того, с учетом упреждающего задания на ток  $\hat{I}_3^{\#}$  вычисляется ожидаемое приращение тока  $\Delta \hat{I}^{\#}$ , которое в сочетании с измеренным значением тока  $I^{\#}$  и идентифицированным током нагрузки  $\hat{I}_C^{\#}$  позволяет определить ожидаемое приращение скорости  $\Delta \omega_k^{\#}$ , используемое для коррекции обратной связи по скорости и позволяющее скомпенсировать эффект запаздывания в регуляторе скорости.

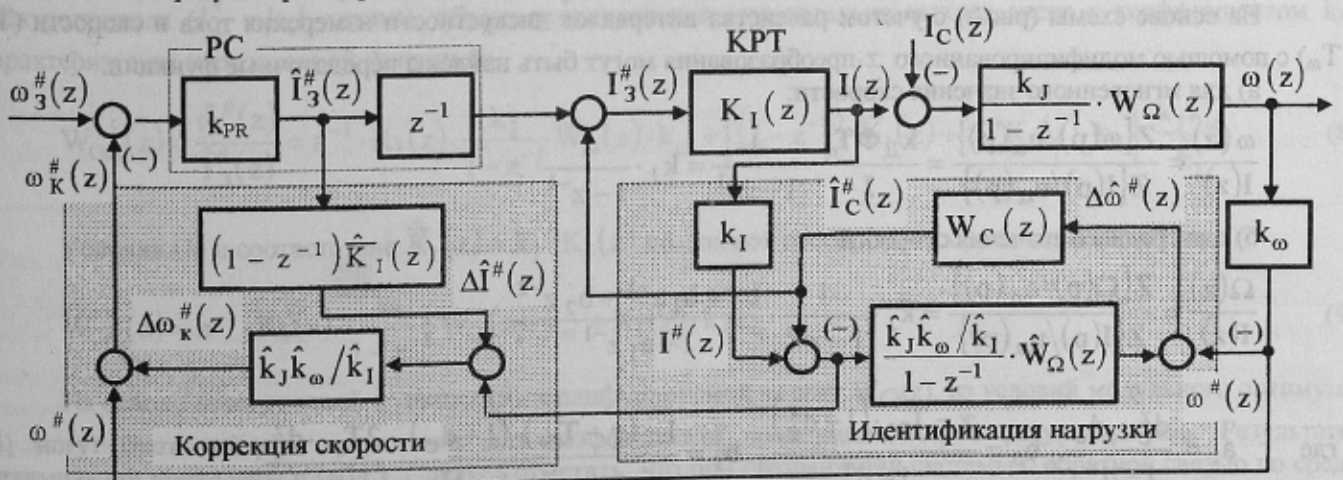


Рисунок 1 – Структурная схема цифровой системы регулирования скорости электропривода с идентификацией нагрузки

В структурной схеме (рис.1) предполагается равенство параметров реального объекта регулирования и звеньев структур идентификации и коррекции:

$$\hat{k}_I = k_I, \hat{k}_\omega = k_\omega, \hat{k}_J = k_J, \hat{W}_\Omega(z) = W_\Omega(z) \quad (1)$$

Контур регулирования тока (КРТ), как правило, оптимизируется из условия достижения максимально возможного быстродействия регулирования тока  $I$ . При этом ему соответствует передаточная функция [1]:

$$K_I(z) = \frac{I(z)}{I_3^\#(z)} = \frac{1}{k_I} \cdot (d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}) \quad (2)$$

где  $k_I$  – коэффициент обратной связи по среднему значению тока;  $d_1 = \frac{1-d_e^\chi}{1-d_e}$ ;  $d_2 = \frac{d_e^\chi - d_e}{1-d_e}$ ;  
 $d_e = \exp(-T_I/T_e)$  – параметр, зависящий от интервала дискретности регулирования тока  $T_I$  и от электромагнитной постоянной силовой цепи  $T_e$ ;  
 $\chi = 1 - m\tau_\alpha/2\pi = 1 - \tau_\alpha^*$  – параметр, определяемый фазностью тиристорного выпрямителя  $m$  и задержкой включения тиристоров  $\tau_\alpha$  относительно момента измерения тока.

В схеме (рис.1) звено с передаточной функцией  $W_\Omega(z)$  учитывает особенности формирования обратной связи по скорости. Эту передаточную функцию можно найти на основе структурной схемы тиристорного электропривода как объекта регулирования, представленной на рис.2.

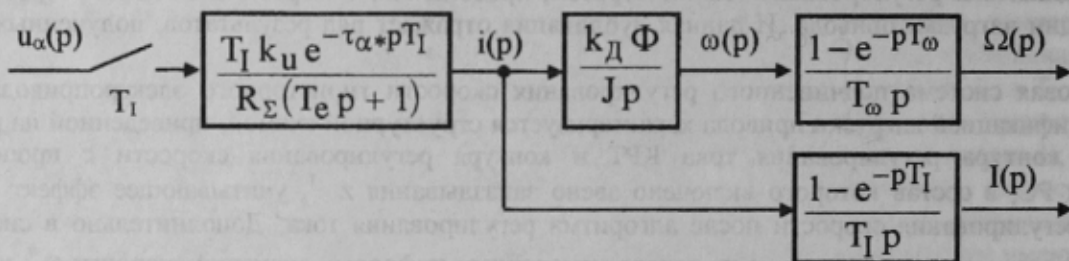


Рисунок 2 – Структурная схема объекта регулирования системы тиристорного электропривода

Схема базируется на представлении тиристорного выпрямителя в виде импульсного элемента с периодом замыкания  $T_I$  [2] и отражает формирование мгновенных ( $i$  и  $\omega$ ) и средних ( $I$  и  $\Omega$ ) значений тока и скорости соответственно. При этом учитываются: коэффициент передачи выпрямителя по напряжению  $k_u$  и относительная задержка включения тиристоров  $\tau_\alpha^*$ ; суммарное сопротивление  $R_\Sigma$  и электромагнитная постоянная  $T_e$  силовой цепи; конструктивный коэффициент  $k_D$  и поток возбуждения  $\Phi$  двигателя; суммарный момент инерции привода  $J$ ; интервалы измерения средних значений тока  $T_I$  и скорости  $T_\omega$ .

На основе схемы (рис.2) с учетом равенства интервалов дискретности измерения тока и скорости ( $T_I = T_\omega$ ) с помощью модифицированного  $z$ -преобразования могут быть найдены передаточные функции:

а) для мгновенного значения скорости:

$$\frac{\omega(z)}{I(z)} = \frac{Z\{\omega(p)/u_\alpha(p)\}}{Z\{I(p)/u_\alpha(p)\}} = \frac{k_D \Phi T_\omega}{J} \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} = k_J \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (3)$$

б) для среднего значения скорости:

$$\frac{\Omega(z)}{I(z)} = \frac{Z\{\Omega(p)/u_\alpha(p)\}}{Z\{I(p)/u_\alpha(p)\}} = k_J \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} \cdot \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (4)$$

где  $a_1 = \frac{d_e^\chi - d_e}{1 - d_e^\chi}$ ;  $b_0 = \frac{\chi - T_{e^*} \cdot (1 - d_e^\chi)}{1 - d_e^\chi}$ ;  $b_1 = \frac{1 - (\chi - T_{e^*}) \cdot (1 + d_e) - 2 T_{e^*} \cdot d_e^\chi}{1 - d_e^\chi}$ ;  
 $b_2 = \frac{T_{e^*} \cdot d_e^\chi + (\chi - T_{e^*} - 1) \cdot d_e}{1 - d_e^\chi}$ ;  $T_{e^*} = \frac{T_e}{T_I}$ .

Из полученных выражений (2) и (3) следует, что в структурной схеме (рис.1) передаточная функция  $W_{\Omega}(z)$  равна:

а) при регулировании мгновенного значения скорости:

$$W_{\Omega}(z) = 1 ; \quad (5)$$

б) при регулировании среднего значения скорости:

$$W_{\Omega}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1}} . \quad (6)$$

Для определения передаточной функции  $W_C(z)$  звена, формирующего переменную  $I_C^{\#}(z)$ , отражающую нагрузку привода, необходимо рассмотреть передаточную функцию от переменной  $I_C(z)$  до переменной  $I_C^{\#}(z)$  (см.рис.1), полагая  $I(z)=0$ . Эта передаточная функция при принятии во внимание условий (1) в общем виде определяется выражением:

$$\frac{I_C^{\#}(z)}{I_C(z)} = \frac{k_J}{1 - z^{-1}} \cdot W_{\Omega}(z) \cdot k_{\omega} \cdot \frac{W_C(z)}{1 + \frac{\hat{k}_J \hat{k}_{\omega}}{\hat{k}_I \cdot (1 - z^{-1})} \cdot \hat{W}_{\Omega}(z) W_C(z)} = \frac{k_J k_{\omega} \cdot W_{\Omega}(z) W_C(z)}{1 - z^{-1} + \frac{k_J k_{\omega}}{k_I} \cdot W_{\Omega}(z) W_C(z)} . \quad (7)$$

Оптимизация для этой передаточной функции выполняется из условий получения процесса конечной длительности [3]. В результате с учетом выражений (5) и (6) передаточные функции звена, формирующего идентифицированное цифровое значение тока нагрузки  $\hat{I}_C^{\#}$ , получаются в виде:

а) при измерении мгновенного значения скорости: 
$$W_C(z) = \frac{k_I}{k_J k_{\omega}} \cdot z^{-1} ;$$

б) при измерении среднего значения скорости: 
$$W_C(z) = \frac{k_I}{k_J k_{\omega}} \cdot z^{-1} \cdot \frac{q_0 + q_1 z^{-1}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}} ,$$

где  $q_0 = \frac{1 - d_e^{\chi}}{1 - d_e} ; \quad q_1 = \frac{d_e^{\chi} - d_e}{1 - d_e} ;$

$$p_1 = - \frac{1 - d_e - \chi + T_{e*} \cdot (1 - d_e^{\chi})}{1 - d_e} ; \quad p_2 = - \frac{d_e \cdot (\chi - 1) + T_{e*} \cdot (d_e^{\chi} - d_e)}{1 - d_e} .$$

При оптимизации регулятора скорости в системе (рис.1) при условии, что идентифицирована нагрузка электропривода ( $\hat{I}_C^{\#} = k_I I_C = \text{const}$ ), объект регулирования относительно выхода звена с коэффициентом  $k_{PR}$  характеризуется передаточной функцией:

$$W_{O_{\omega}}(z) = \frac{\hat{\omega}^{\#}(z)}{\hat{I}_3^{\#}(z)} = z^{-1} \cdot K_I(z) \cdot \frac{k_J}{1 - z^{-1}} W_{\Omega}(z) \cdot k_{\omega} + \left[ (1 - z^{-1}) \cdot \hat{K}_I(z) + z^{-1} K_I(z) \cdot k_I \right] \cdot \frac{\hat{k}_J \hat{k}_{\omega}}{\hat{k}_I} . \quad (8)$$

Условия (1) и соответствие  $\hat{K}_I(z) = k_I \cdot K_I(z)$  позволяют преобразовать уравнение (8) к виду:

$$W_{O_{\omega}}(z) = z^{-1} \cdot K_I(z) \cdot \frac{k_J}{1 - z^{-1}} W_{\Omega}(z) \cdot k_{\omega} + K_I(z) \cdot k_J k_{\omega} . \quad (9)$$

На основе передаточной функции (9), модифицируемой за счет  $W_{\Omega}(z)$ , из условий модульного оптимума [4] могут быть найдены выражения для коэффициента пропорционального регулятора  $k_{PR}$ . Результаты оптимизации приведены в табл.1. Следует отметить, что при оптимизации системы с обратной связью по среднему значению скорости вместо (6) использовалась приближенная передаточная функция  $W_{\Omega}(z)$  (см. табл.1). Такая замена несущественно влияет на результаты оптимизации регулятора скорости. Однако при реализации идентификации нагрузки должна использоваться передаточная функция, описываемая выражением (6), иначе имеет место значительное ухудшение качества идентификации.

Таблица 1 - Исходные данные и результаты оптимизации системы цифрового регулирования скорости электропривода с идентификацией нагрузки

	$W_{\Omega}(z)$	$W_{O\omega}(z)$	$k_{PR}$
Измерение мгновенного значения скорости	1	$\frac{1}{k_1} \cdot (d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}) \cdot \frac{k_J k_{\omega}}{1-z^{-1}}$	$\frac{k_I/k_J k_{\omega}}{d_1 + 3d_2}$
Измерение среднего значения скорости	$\frac{1+z^{-1}}{2}$	$\frac{1}{k_1} \cdot (d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}) \cdot \frac{k_J k_{\omega}}{1-z^{-1}} \cdot \left(1 - \frac{1}{2}z^{-1} + \frac{1}{2}z^{-2}\right)$	$\frac{k_I/k_J k_{\omega}}{2d_1 + 4d_2}$

При исследовании динамических свойств систем регулирования скорости электропривода с идентификацией нагрузки представляет интерес сравнение их с динамическими свойствами обычной системы. Такая система имеет структурную схему, изображенную на рис.3.

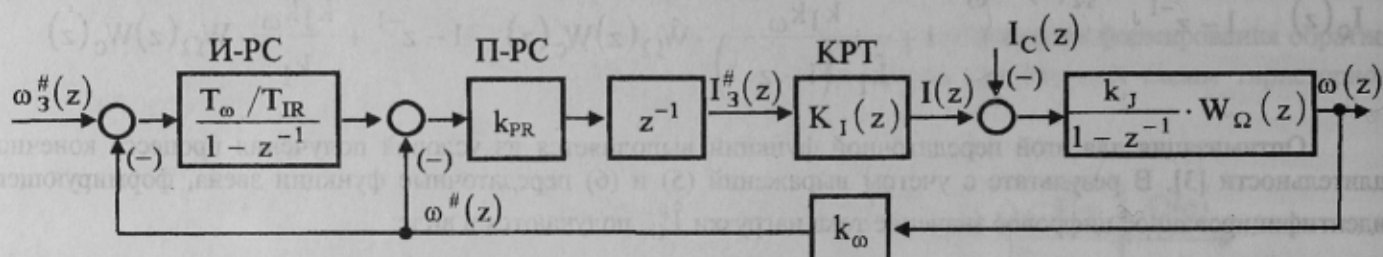


Рисунок 3 - Структурная схема обычной системы цифрового регулирования скорости электропривода

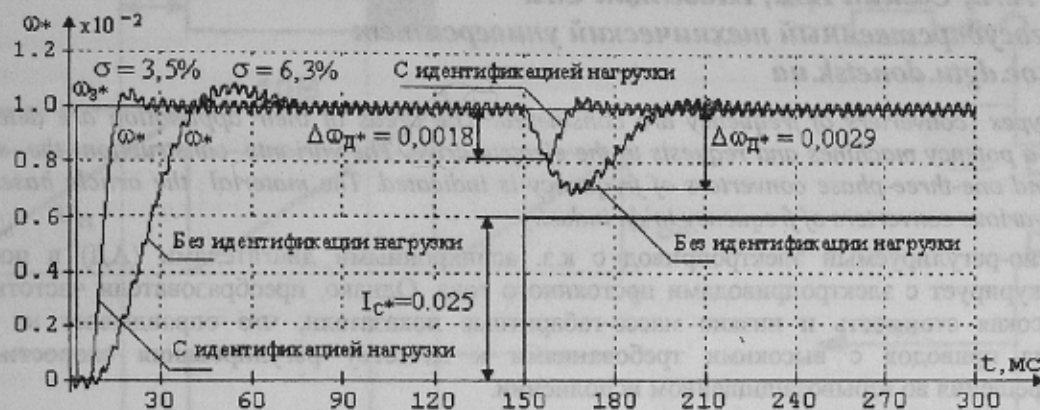
В системе (рис.3) регулирование скорости обеспечивается с помощью двух контуров с пропорциональным (П-РС) и интегральным (И-РС) регуляторами скорости. Интегральный регулятор, находящийся во внешнем контуре регулирования, придает системе регулирования астатические свойства относительно возмущающего воздействия – нагрузки электропривода. Оптимизация такой системы по модульному оптимуму [4] дает параметры регулятора скорости, приведенные в табл.2.

Таблица 2 - Исходные данные и результаты оптимизации обычной системы цифрового регулирования скорости электропривода

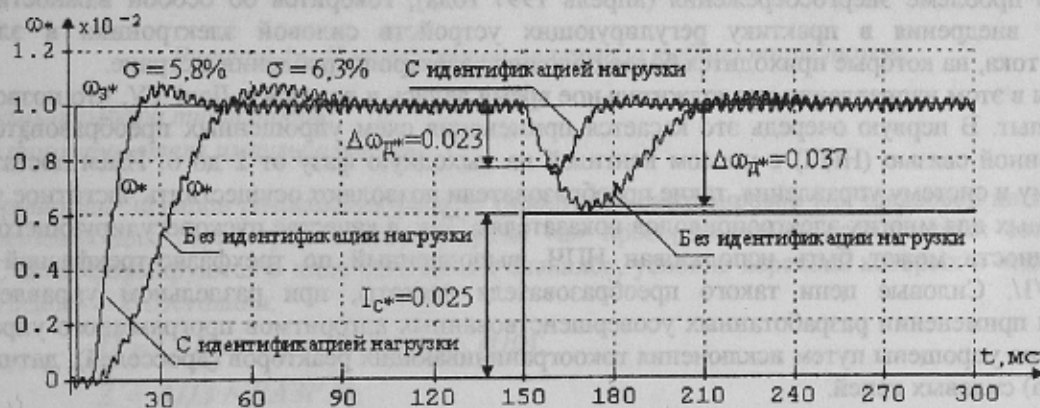
	$W_{\Omega}(z)$	$W_{O\omega}(z)$	$k_{PR}$	$T_{IR}/T_{\omega}$
Измерение мгновенного значения скорости	1	$z^{-1} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot (d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}) \cdot \frac{k_J k_{\omega}}{1-z^{-1}}$	$\frac{k_I/k_J k_{\omega}}{3d_1 + 5d_2}$	$\frac{5d_1 + 9d_2}{d_1 + d_2}$
Измерение среднего значения скорости	$\frac{1+z^{-1}}{2}$	$z^{-1} \cdot \frac{1}{k_1} \cdot (d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}) \cdot \frac{k_J k_{\omega}}{1-z^{-1}} \cdot \left(\frac{1-z^{-1}}{2}\right)$	$\frac{k_I/k_J k_{\omega}}{4d_1 + 6d_2}$	$\frac{7d_1 + 11d_2}{d_1 + d_2}$

Сравнение передаточных функций объекта регулирования  $W_{O\omega}(z)$ , приведенных в табл.1 и табл.2, подтверждает эффект компенсации запаздывания при выполнении коррекции обратной связи по скорости в соответствии с рис.1. В передаточных функциях  $W_{O\omega}(z)$  обычной системы регулирования (табл.2) имеется дополнительный множитель  $z^{-1}$ , отражающий запаздывание на один интервал дискретности регулирования. В результате в обычной системе с запаздыванием модульному оптимуму соответствуют меньшие значения коэффициентов пропорционального регулятора скорости  $k_{PR}$  (см. табл. 1 и 2), что обуславливает и меньшее быстродействие регулирования. Этот факт подтверждают временные диаграммы (рис.4), характеризующие динамические свойства оптимизированной системы регулирования скорости с идентификацией и без идентификации нагрузки при скачке задания для двух вариантов обратной связи по скорости. На этих же диаграммах отражена и реакция рассматриваемых систем регулирования на скачок нагрузки, из чего следует лучшие динамические свойства системы с идентификацией нагрузки и в этом режиме работы.

Значения переменных на рис.4 представлены в относительном виде с учетом базисных величин: а) для скорости вращения  $\omega_B = E_{d0}/k_{дФ}$  и б) для силового тока  $I_B = E_{d0}/R_{\Sigma}$ , где  $E_{d0}$  - максимальная ЭДС тиристорного выпрямителя. Результаты соответствуют тиристорному электроприводу постоянного тока с параметрами:  $E_{d0} = 140,4$  В;  $k_{дФ} = 0,477$  В·с/рад;  $R_{\Sigma} = 0,91$  Ом;  $T_e = 10$  мс;  $T_I = T_{\omega} = 3,33$  мс;  $k_J^{-1} = 30$ .



а) обратная связь по мгновенному значению скорости;



б) обратная связь по среднему значению скорости.

Рисунок 4 - Временные диаграммы регулирования скорости в системах электропривода с идентификацией и без идентификации нагрузки при скачке задающего воздействия и набросе нагрузки

Таким образом, рассмотренная система с идентификацией нагрузки обеспечивает астатическое регулирование по отношению к нагрузке без интегральной составляющей в регуляторе скорости. Кроме того, в системе с учетом нагрузки на основе измеренного значения тока и прогнозированного приращения тока осуществляется коррекция обратной связи по скорости электропривода, что позволяет оптимизировать контур регулирования скорости без учета запаздывания в регуляторе скорости. Все это позволяет значительно повысить быстродействие регулирования как по задающему воздействию, так и при изменении нагрузки привода по сравнению с обычной системой регулирования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Старостин С.С. Оптимизация микропроцессорного регулятора тока тиристорного электропривода по требуемому быстродействию регулирования // Электромашиностроения та електрообладнання: Республіканський міжвідомчий науково-технічний збірник. - К.: Техніка, 1997. - Вип.49. - С. 43 - 48.
2. Перельмутер В.М. Об импульсной модели тиристорного электропривода // Известия вузов. Электромеханика. - 1985. - №3. - С.84-86.
3. Zimmerman R. Dead-beat-Regelalgorithmen fuer Mikroprozessor-Regler // Messen-Steuer-Regeln. - 23(1980) H.2. - S.68-72.
4. Коцегуб П.Х., Колчев Е.В., Губарь Ю.В., Светличный А.В. Синтез дискретных систем управления по модульному оптимуму // Известия вузов. Электромеханика. - 1983. - №4. - С. 9 - 13.