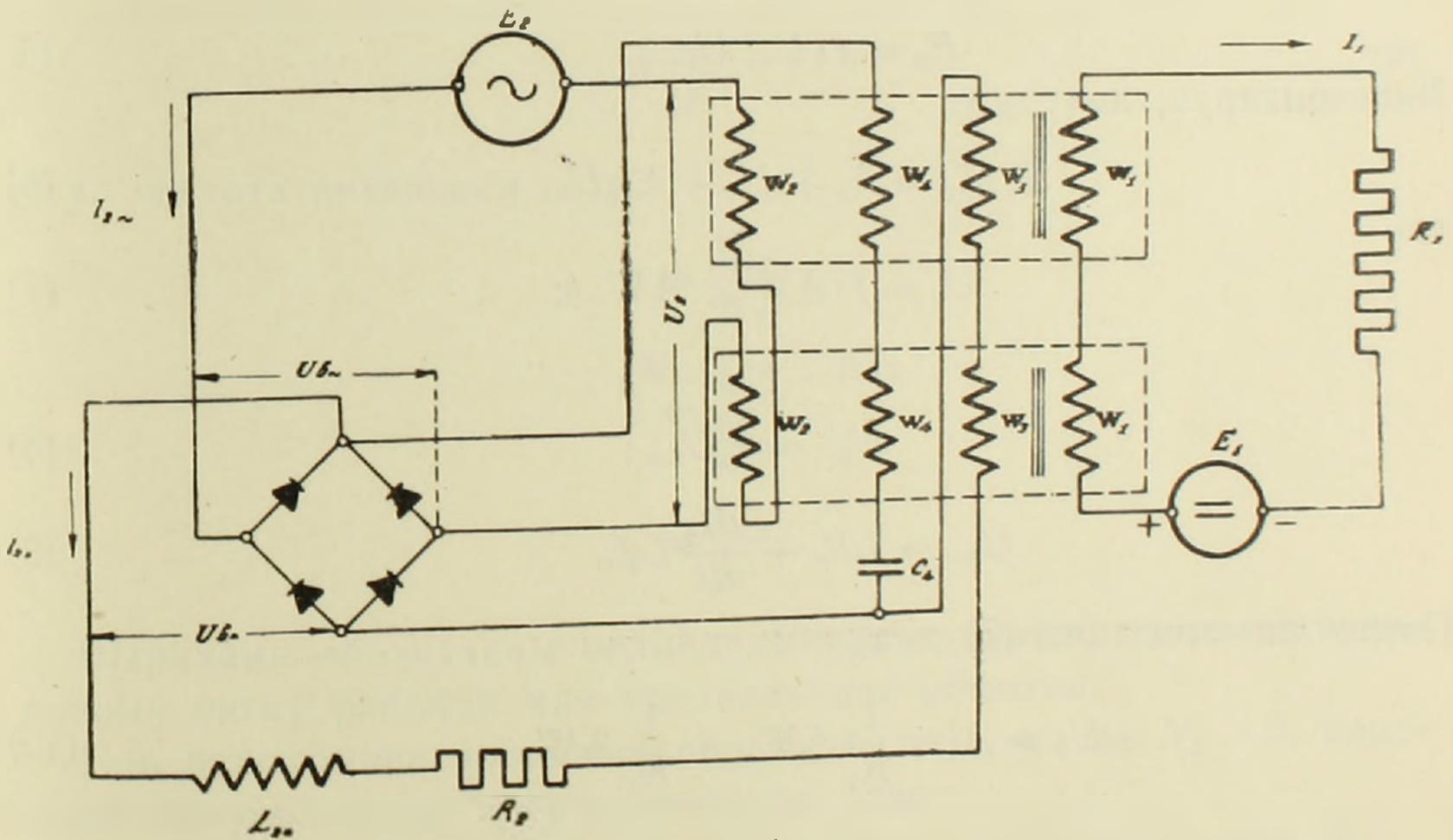


Л. А. Григорян

Переходные процессы в магнитных усилителях с гибкой обратной связью, применяемых в схемах регулирования

(Представлено А. Г. Иосифьяном 22 III 1952)

В настоящее время в различных схемах регулирования применяются магнитные усилители, которые помимо жесткой обратной связи имеют также отрицательную гибкую обратную связь, выполненную по схеме фиг. 1.



Фиг. 1.

Ниже предлагается метод определения видов и параметров структурных схем указанного магнитного усилителя при малых колебаниях возмущающей силы, что дает возможность линеаризировать все нелинейные уравнения системы ¹⁾.

В работе приняты следующие допущения.

1. За текущие значения токов и напряжений приняты средние значения их абсолютных величин за период.
2. В течение переходного процесса отношения напряжения и

тока на стороне выпрямленного тока выпрямителя к напряжению и току на стороне переменного тока приняты постоянными.

3. Не учтено влияние тока отсоса цепи гибкой обратной связи на величину тока нагрузки.

Дифференциальное уравнение цепи управления усилителя можно представить в следующем виде (фиг. 1):

$$I_1 R_1 + \frac{d\psi_{1cp}}{dt} = E_1; \quad (1)$$

где: ψ_{1cp} — есть среднее значение суммарного потоко-сцепления обмоток управления магнитного усилителя и выражается нелинейным уравнением:

$$\psi_{1cp} = f(U_2; A W_-). \quad (2)$$

Здесь $A W_- = I_1 W_1 + I_2 W_3 - I_4 W_4. \quad (3)$

Линеаризируя (2), получим:

$$\psi_{1cp} = A_2 + K_3 A W_- - K_4 U_2, \quad (4)$$

где: A_2, K_3, K_4 — коэффициенты линеаризации.

Напряжение на входе рабочей цепи

$$E_2 = f(U_2; U_{в-}). \quad (5)$$

Линеаризируя, получим:

$$K_8 E_2 = A_5 + U_2 + K_{10} U_{в-}; \quad (6)$$

где

$$U_2 = f(A W_{\sim}; A W_-); \quad (7)$$

$$A W_{\sim} = I_{2\sim} W_2;$$

$$U_{в-} = \alpha_3 U_{в=}; \quad (8)$$

$$U_{в=} = I_2 R_2 + \frac{dI_2}{dt} L_{2-}. \quad (9)$$

После линеаризации (7) получим:

$$U_2 = A_1 + \frac{1}{K_1} A W_{\sim} - \frac{1}{K_3} A W_-. \quad (10)$$

С целью упрощения, заранее допуская некоторую неточность, полагаем, что омическое сопротивление контура 4 — $r_4 = 0$, тогда получим:

$$I_4 = C_4 \frac{dU_{в-}}{dt}. \quad (11)$$

Подставляем (9) в (11)

$$I_4 = C_4 R_2 \frac{dI_{2-}}{dt} + C_4 L_{2-} \frac{d^2 I_{2-}}{dt^2}. \quad (12)$$

В результате совместного решения (1)—(12) получим:

$$N_1 \frac{d^2 i_{2-}}{dt^2} + N_2 \frac{di_{2-}}{dt} + N_3 i_{2-} = e_1 + N_4 e_2 + N_5 \frac{de_2}{dt}; \quad (13)$$

где: i_{2-} ; e_1 ; e_2 —соответствующие приращения величин I_{2-} ; E_1 ; E_2 , приведенные к одному витку усилителя;

N_1 ; N_2 ; N_3 ; N_4 и N_5 —постоянные коэффициенты, определяемые коэффициентами линеаризации, параметрами магнитного усилителя и нагрузкой.

Для случая идеального магнитопровода и при естественном намагничивании получены следующие выражения, определяющие постоянные дифференциального уравнения (13):

$$N_1 = \frac{L'_{2-}}{4f} + \alpha_2 \beta C'_4 R'_1 L'_{2-}; \quad (14)$$

$$N_2 = \frac{R'_2}{4f} + \alpha_2 \beta C'_4 R'_1 R'_2; \quad (15)$$

$$N_3 = (1 - \alpha_2 \gamma) R'_1; \quad (16)$$

$$N_4 = 0;$$

$$N_5 = \frac{1}{4f}; \quad (17)$$

где: f —частота питающей сети;

$$\gamma = \frac{W_3}{W_2};$$

$$\beta = \frac{W_4}{W_2};$$

$$\alpha_2 = \frac{I_{2-}}{I_{2\sim}}.$$

Штрихами обозначены величины, приведенные соответственно к одному витку рабочей или управляющей обмотки.

При недокомпенсированной обратной связи, когда $N_3 > 0$, переходный процесс будет апериодическим, если

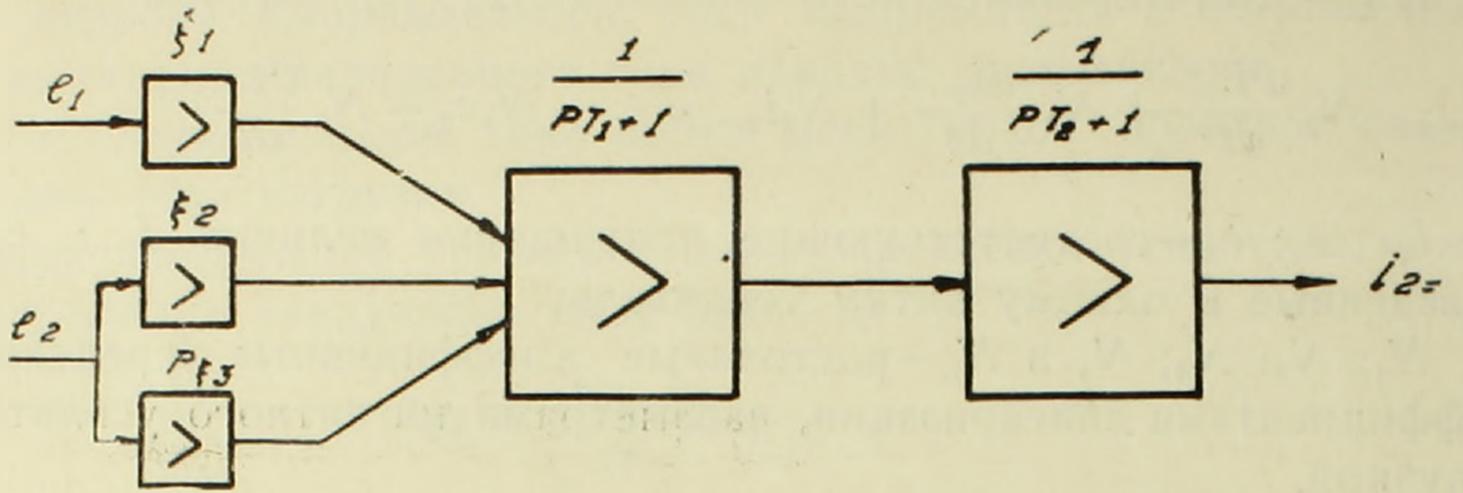
$$\frac{R'_2}{(1 - \alpha_2 \gamma) R'_1} + \frac{\alpha_2 \beta R'_2 C'_4}{1 - \alpha_2 \gamma} > 4T_n, \quad (18)$$

где $T_n = \frac{L'_{2-}}{R'_2} = \frac{L_{2-}}{R_2}.$

В указанном случае структурная схема усилителя состоит из двух последовательно включенных инерционных звеньев с постоянными времени T_1 и T_2 (1), (фиг. 2).

В исследуемом случае:





Фиг. 2.

$$T_{1,2} = \frac{2T_n}{1 \mp \sqrt{1 - \frac{4T_n}{\frac{R'_2}{4f(1-\alpha_2\gamma)R'_1} + \frac{\alpha_2\beta R'_2 C'_4}{1-\alpha_2\gamma}}}}, \quad (19)$$

при $T_n = 0$
 $T_2 = 0$, а

$$T_1 = \frac{R'_2}{4f(1-\alpha_2\gamma)R'_1} + \frac{\alpha_2\beta R'_2 C'_4}{1-\alpha_2\gamma}. \quad (20)$$

Как видно из (20), наличие отрицательной гибкой обратной связи увеличивает постоянную времени усилителя, причем это увеличение зависит от β , R'_2 , C'_4 , γ и не зависит от R'_1 .

Значения коэффициентов усиления ξ_1 ; ξ_2 и ξ_3 остаются такими же, как при отсутствии гибкой обратной связи⁽¹⁾.

Когда не соблюдается неравенство (18), процесс будет колебательным, и структурная схема системы будет состоять из колебательного звена с собственной угловой частотой Ω и коэффициентом затухания α (фиг. 3). Выражения для этих коэффициентов в нашем случае будут иметь вид:

$$\Omega = \frac{1}{2T_n} \sqrt{\frac{4T_n}{\frac{R'_2}{4f(1-\alpha_2\gamma)R'_1} + \frac{\alpha_2\beta R'_2 C'_4}{1-\alpha_2\gamma}} - 1} \quad (21)$$

и

$$\alpha = -\frac{1}{2T_n}. \quad (22)$$

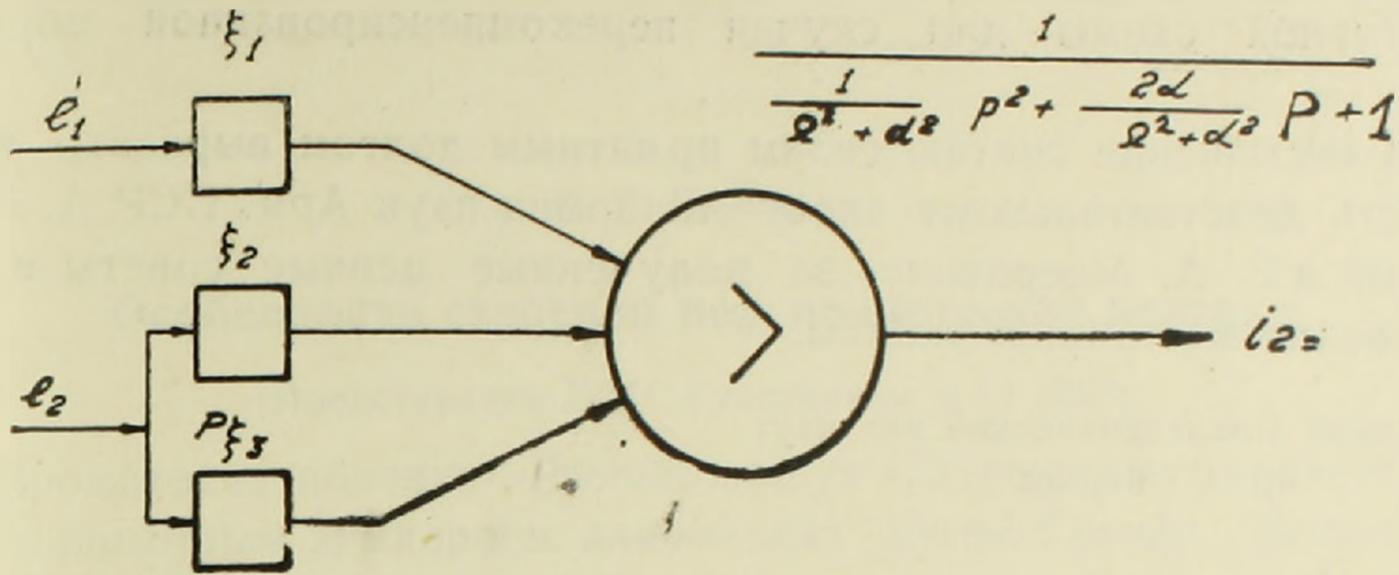
В случае полностью компенсированной обратной связи, когда $N_3 = 0$, структурная схема состоит из последовательно включенных инерционного звена с постоянной времени T_n и интегрального звена с коэффициентами усиления ξ_4 , ξ_5 и ξ_6 (фиг. 4), которые в рассматриваемом случае равны:

$$\xi_4 = \frac{1}{\frac{R'_2}{4f} + \alpha_2\beta C'_4 R'_1 R'_2}, \quad (23)$$

$$\xi_5 = 0,$$

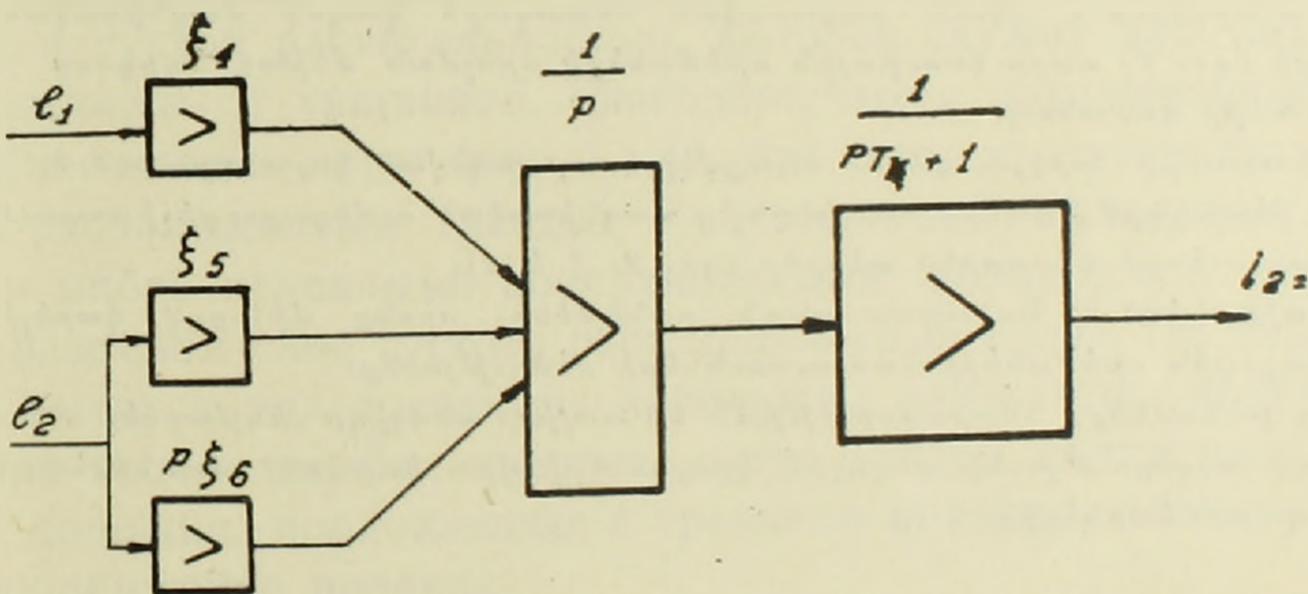
$$\xi_6 = \frac{1}{R_2 + 4\alpha_2\beta C'_4 R'_1 f}. \quad (24)$$

Как видно из (23), отрицательная гибкая обратная связь уменьшает коэффициент усиления ξ_4 (отношение скорости изменения i_2 к e_1), причем степень уменьшения зависит от β , C'_4 , R'_1 и R'_2 .



Фиг. 3.

При этом неожиданным является то, что увеличение R'_1 уменьшает коэффициент усиления интегрального звена ξ_4 . Однако такая зависимость объясняется следующим.



Фиг. 4.

При отсутствии гибкой обратной связи ($\beta = 0$) в установившемся режиме $I_1 = 0$ и уравнение (1) примет вид:

$$\frac{d\psi_{1cp}}{dt} = E_1, \quad (25)$$

т. е. в этом случае скорость изменения ψ_{1cp} и, следовательно, скорость изменения e_2 и i_2 не зависит от величины R'_1 .

Вследствие этого коэффициент усиления интегрального звена ξ_4 в указанном случае не зависит от величины R'_1 .

При наличии гибкой обратной связи в обмотке управления усилителя возникает соответствующий ток для компенсации ампервитков обмотки гибкой обратной связи, и в этом случае:

$$\frac{d\psi_{1cp}}{dt} = E_1 - I_1 R_1. \quad (26)$$

Как видно из (26), при наличии гибкой обратной связи с увеличением R_1 уменьшается скорость изменения ψ_{1cp} и, следовательно коэффициент усиления интегрального звена -- $\bar{\xi}_1$.

Аналогичным образом можно получить выражения постоянных структурной схемы для случая перекомпенсированной обратной связи.

В заключение считаю своим приятным долгом выразить благодарность действительному члену Академии наук Арм. ССР А. Г. Иосифьяну и Е. А. Мееровичу за полученные ценные советы в ход выполнения настоящей работы.

Ереванский Политехнический институт
им. К. Маркса

Լ. Ա. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ

Նառգավորման սխեմաներում օգտագործվող ձկուն հետադարձ կապով մագնիսական ուժեղացուցիչների անցողիկ պրոցեսները

Առաջարկվում է ձկուն բացասական հետադարձ կապով մագնիսական ուժեղացուցիչների (զծ. 1) ստրուկտուրային սխեմաների որոշման մեթոդ, զրգոող ուժի փոքր տատանումների ժամանակ:

Աշխատանքի արդյունքում ստացվել է, որ կախված կոշտ դրական և ձկուն բացասական հետադարձ կապերի աստիճանից մագնիսական ուժեղացուցիչի ստրուկտուրային սխեման ընդունում է տարբեր տեսքեր (զծ. 2, 3 և 4):

Առաջարկված են համապատասխան բանաձևեր, որոնց միջոցով կարելի է որոշել ստրուկտուրային սխեմաների հաստատունների մեծությունը:

Այդ բանաձևերը հնարավորություն են տալիս անալիզի ենթարկել ձկուն հետադարձ կապի ազդեցությունը անցողիկ պրոցեսների վրա կախված՝ մագնիսական ուժեղացուցիչի պարամետրներից:

Л И Т Е Р А Т У Р А — Գ Ր Ա Կ Ա Ն Ո Ւ Թ Յ Ո Ւ Ն

¹ Л. А. Григорян, „Переходные процессы в магнитных усилителях, применяемых в схемах регулирования“, ДАН Арм. ССР, XV, № 1, 1952.