

Օ.Ա. ЗАДОЯН, А.М. ЗАДОЯН, Г.Ш. ШМАВОНЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА ФОТОВОЛЬТАИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ В СОЛНЕЧНЫХ МОДУЛЯХ

Путем измерения вольт-амперных характеристик, расчета токов насыщения, коэффициентов идеальности и зависимостей факторов насыщенности от интенсивности падающего света определена целесообразность применения фотовольтаических элементов в солнечных модулях.

Ключевые слова: фотовольтаический элемент, p-n переход, ток насыщения, вольт-амперная характеристика.

O.A. ZADOYAN, A.M. ZADOYAN, G.SH. SHMAVONYAN

INVESTIGATING THE QUALITY OF PHOTOVOLTAIC CELLS AND DETERMINING THEIR APPLICATION EXPEDIENCE IN SOLAR MODULES

The application expedience of photovoltaic cells in solar modules is determined by measuring their I-V characteristics and calculating the ideality factors, the saturation currents and the dependences of the saturation factors on the incident light intensity.

Keywords: photovoltaic cell, p-n junction, saturation current, I-V curve.

ՀՏԴ 621.314.632

Ա.Գ. ԲԱՐԵՂԱՄՅԱՆ

ԿԱՅՈՒՆԱՑՎԱԾ ԻՆՎԵՐՏՈՐԻ ՀԱՇՎՈՂԱԿԱՆ ԿԱՆԽԱԳՈՒՇԱԿՄԱՄԲ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿԻ ԳՈՐԾՆԱԿԱՆ ԻՐԱԳՈՐԾՈՒՄԸ

Դիտարկված են էլեկտրաէներգիայի մեկ կերպափոխմամբ և լայնա-իմպուլսային կարգավորմամբ կայունացված ինվերտորի կառավարման հաշվողական կանխագուշակմամբ եղանակի գործնական իրագործման հարցերը: Նկարագրված են կառավարման եղանակը բնութագրող կանխագուշակման արտահայտությունները և դրանց պարզեցումները: Տրված է հաշվողական կանխագուշակմամբ կարգավորիչի պարզեցված գործնական սխեմա:

Առանցքային բառեր. ինվերտոր, ուժային մաս, կառավարման համակարգ, հաշվողական կանխագուշակմամբ կառավարում, կարգավորիչ, լայնա-իմպուլսային մոդուլացում:

Ներածություն: Ուժային էլեկտրոնիկայում վերջերս տարածում է ստացել տարբեր տեսակի կերպափոխիչների կառավարման, այսպես կոչված, «հաշվողական կանխագուշակմամբ» եղանակը [1-5], որի դեպքում կառավարումը հաշվարկվում է համակարգի հետագա վարքի կանխագուշակման հիման վրա: Մասնավոր-

րապես, սինուսոիդային ելքային լարմամբ կայունացված ինվերտորներում, որոնք գործում են լայնա-իմպուլսային մոդուլացման (ԼԻՄ) սկզբունքով, հաշվարկվում են ինչպես ԼԻՄ-ի կրող հաճախության յուրաքանչյուր պարբերության (տակտի) սկզբում միացվող լարման իմպուլսի բևեռականությունը, այնպես էլ հետագայում դրա փոխանջատման պահը [1, 3]: Հետազոտությունները ցույց են տվել [1-4], որ կառավարման այս եղանակն ապահովում է կերպավորված բավականին բարձր ստատիկ և դինամիկ ցուցանիշներ:

Սակայն «հաշվողական կանխագուշակմամբ» կառավարումը պահանջում է գործ ունենալ բարդ մաթեմատիկական արտահայտությունների հետ, և գործնական իրագործումն առաջացնում է դժվարություններ: Սովորական տարրային բազայի վրա դրա իրագործումը հանգեցնում է բարդ կառավարման սխեմայի, իսկ միկրոպրոցեսորային իրագործման դեպքում պահանջվում է ունենալ մեծ հիշողություն: Այս ամենը ստիպում են փնտրել կոմպրոմիսային լուծումներ:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Ինչպես հայտնի է [1-3], «հաշվողական կանխագուշակմամբ» կառավարման դեպքում ձևավորվում է հատուկ՝ կանխագուշակման պայմանական անհամաձայնության ազդանշան (ԱՊԿ), որը ներկայացնում է հաջորդ պարբերությունում ելքային լարման կանխագուշակվող շեղումն առաջադրված հետագծից: ԼԻՄ-իմպուլսի իրական փոխանջատումը կատարվում է այն պահին, երբ այդ ազդանշանն անցնում է զրոյով: Փաստորեն կառավարումը հաշվարկվում է այնպես, որ հաջորդ տակտում ելքային և առաջադրված լարման կորերը միմյանց հետ հատվեն: Քանի որ ԼԻՄ-ի կրող հաճախությունը սովորաբար շատ անգամ մեծ է ելքայինից, ապա այդ հատումները կլինեն շատ, և, հետևաբար, նշված կորերը կլինեն միմյանց մոտ:

ԱՊԿ-ի արտահայտության տեսքը կախված է ինվերտորի ելքային ֆիլտրի սխեմայից, կիրառվող ԼԻՄ-ի տեսակից (երկմակարդակ՝ ԼԻՄ-2, եռմակարդակ՝ ԼԻՄ-3) և այլն: Մասնավորապես, ԼԿ-ֆիլտրի և ԼԻՄ-3-ի դեպքում այն հետևյալ տեսքի է [3]

$$\begin{aligned} \varepsilon(t, t + \beta) = u(t, t + \beta) - \hat{u}(t, t + \beta) = u(t) \cos \omega_0 \beta + \rho i_c \sin \omega_0 \beta - \\ - (1 - \cos \omega_0 \beta) \cdot \frac{d[\rho i_p(t)]}{d(\omega_0 t)} + Z V_m [1 - \cos \omega_0 (t + \beta - h)] - \hat{u}(t, t + \beta), \end{aligned} \quad (1)$$

որտեղ $u(t, t + \beta)$, $\hat{u}(t, t + \beta)$ -ն ելքային և առաջադրված լարումների կանխագուշակվող արժեքներն են ժամանակի $t + \beta$ պահին, t -ն՝ ընթացիկ ժամանակը (հաշվվում է տակտի սկզբից), β -ն՝ կանխագուշակման երկարությունը, $u(t)$, $i_p(t)$, $i_c(t)$ -ն՝ բեռի լարման, հոսանքի և կոնդենսատորի հոսանքի ընթացիկ արժեքները, V_m -ը՝ ֆիլտրի մուտքում իմպուլսային լարման ամպլիտուդը, ω_0 , ρ -ն՝ ֆիլտրի ռեզոնանսի հաճա-

խությունը և ալիքային դիմադրությունը, h -ը՝ կրող հաճախության պարբերությունը, Z -ը՝ իմպուլսի բևեռականությունը ($Z = -\text{sign}[\varepsilon(0, \beta)]$), իսկ հարմոնիկ ֆունկցիաները համակարգային ֆունկցիաներն են:

Ցածր հզորություններում սովորաբար ցանկալի է հաշվի առնել ֆիլտրի դրոսեի և կիրառվող տրանսֆորմատորի փաթույթների համարժեք ակտիվ դիմադրությունը, որի դեպքում (1) արտահայտությունը ստանում է հետևյալ տեսքը՝

$$\begin{aligned} \varepsilon(t, t + \beta) = e^{-a\beta} & \left\{ \left[\frac{\omega_0}{\omega} \rho_i(t) + \frac{a}{\omega} u(t) \right] \sin \omega \beta + u(t) \cos \omega \beta \right\} + \rho_{ie}(t) \frac{\omega_0}{\omega} \left\{ \frac{e^{-a\beta}}{(a^2 + \omega^2)} [(a^2 - \omega^2) \sin \omega \beta + 2a\omega \cos \omega \beta] - \right. \\ & \left. - \frac{2a\omega}{a^2 + \omega^2} \right\} + \rho_{ie}'(t) \frac{\omega_0}{\omega} \left\{ -\frac{2a\omega \beta}{a^2 + \omega^2} + \frac{1}{(a^2 + \omega^2)^2} \left\{ e^{-a\beta} [a(3\omega^2 - a^2) \sin \omega \beta + \omega(\omega^2 - 3a^2) \cos \omega \beta] + \omega(3a^2 - \omega^2) \right\} \right\} + \\ & + ZV_m \left\{ 1 - e^{-a(t+\beta-h)} \left[\cos \omega(t + \beta - h) + \frac{a}{\omega} \sin \omega(t + \beta - h) \right] \right\} - \bar{u}(t, t + \beta), \end{aligned} \quad (2)$$

$$a = \frac{\omega_0 r}{2\rho}, \quad \omega = \sqrt{\omega_0^2 - a^2},$$

որը բարդ «էքսպոնենտ-հարմոնիկային» տեսակի համակարգային ֆունկցիաներից զատ պարունակում է նաև կանխագուշակման β երկարությունից գծայնորեն կախված անդամ: Եթե ֆիլտրը բարձր կարգի է, ապա ԱՊԿ-ի արտահայտությունում առաջանում են տարբեր հաճախության համակարգային ֆունկցիաներ, և այն չափազանց բարդանում է: Այդ պատճառով սովորական տարրային բազայի վրա կառավարման իրագործման նպատակով դիտարկվում է rLC -ֆիլտրի դեպքը, այսինքն՝ հաշվի է առնվում ֆիլտրի սխեմայի համարժեք ակտիվ դիմադրությունը:

Կանխագուշակման սարքավորման կառուցվածքային սխեման: Բերված (2) արտահայտության հիման վրա կառավարման համակարգի կարգավորիչ կառուցելիս անհրաժեշտ է կերպավորել ուժային մասից տվիչների միջոցով չափել $u(t)$, $\rho_{ie}(t)$, $\rho_{ie}'(t)$ և V_m մեծությունները և համապատասխան ազդանշանները կիրառել կարգավորիչի մուտքերին: Ածանցյալ $\rho_{ie}'(t)$ մեծությունը կարող է ստացվել դիֆերենցման հանգույցի (d/dt) միջոցով: Սարքավորումը պետք է պարունակի համակարգային ֆունկցիաների գեներատոր, որով կձևավորվեն $\sin \omega \beta$, $\cos \omega \beta$, $\cos \omega(t + \beta - h)$, $e^{-a\beta}$ և $e^{-a(t+\beta-h)}$ ֆունկցիաները: Այնուհետև բազմապատկիչների և գումարիչների միջոցով կձևավորվի ԱՊԿ-ի $\varepsilon(t, t + \beta)$ ազդանշանը՝ համաձայն (2)-ի: Վերջինիս հետևելով կարող է որոշվել ԼԻՄ-իմպուլսի Z բևեռականությունը և ձևավորվել դրա «գրոյացման» հրահանգը, որոնցով էլ կորոշվեն ուժային մասի վենտիլներին կիրառվող կառավարման իմպուլսների տրման պահերը:

Այսպիսի սարքավորումը լիովին իրագործելի է սովորական տարրային բազայի վրա (առավել ևս միկրոպրոցեսորային միջոցներով) և կարող է կիրառվել հզոր կերպավորիչներում: Սովորական տարրային բազայի վրա իրագործման պարագա-

յում հնարավոր են մի շարք պարզեցումներ:

Նախ, կանխագուշակման երկարությունը մեր դեպքում չի գերազանցում h -ը, և համակարգային ֆունկցիաներն այդպիսի կարճ տեղամասում, որպես կանոն, ունեն սահմանափակ փոփոխություններ ու կարող են ներկայացվել գծային մոտավորություններով: Հետազոտությունները ցույց են տվել, որ դրանց Չեբիշևյան ապրոքսիմացման առավելագույն սխալանքները ինվերտորի ուժային սխեմայի ընդունելի պարամետրերի և կանխագուշակման գծային $\beta=h-t/2$ օրենքի դեպքում չեն գերազանցում 2...3%-ը, և այդպիսի պարզեցումը լիովին արդարացված է:

Ապրոքսիմացմամբ (2) արտահայտությունը բերվում է հետևյալ տեսքի՝

$$\begin{aligned} \varepsilon(t, t + \beta) &\approx f_1(t) \frac{t}{h} + f_2(t), \\ \left. \begin{aligned} f_1(t) &= a_1 u(t) + a_2 \rho i(t) + a_3 \rho i_c(t) + a_4 \rho i_p'(t) + a_5 Z V_m + a_6 \hat{u}_2(t), \\ f_2(t) &= a_7 u(t) + a_8 \rho i(t) + a_9 \rho i_c(t) + a_{10} \rho i_p'(t) + a_{11} \hat{u}_1(t) + a_{12} \hat{u}_2(t), \end{aligned} \right\} \quad (3) \end{aligned}$$

որտեղ առաջադրող ազդանշանը ևս գծային արտարկված է, այսինքն՝

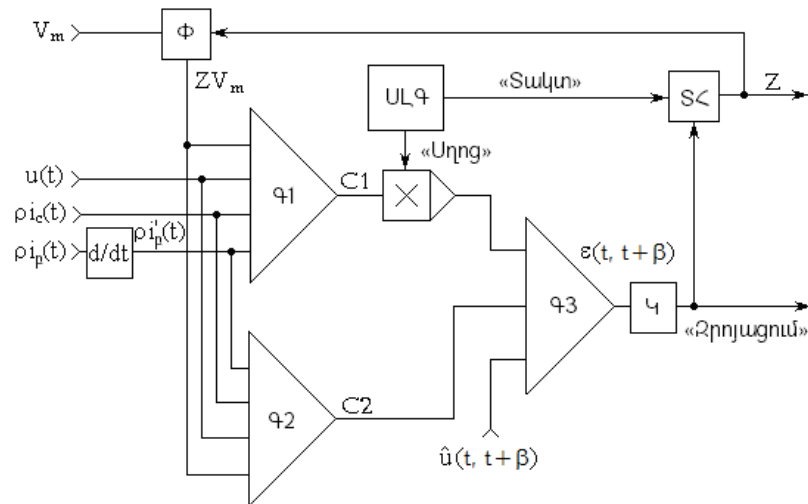
$$\hat{u}(t, t + \beta) \approx \hat{u}(t) + \Omega \beta \hat{u}'(t) = \hat{u}_1(t) + \Omega \beta \hat{u}_2(t) = \hat{U}_m \sin \Omega t + \Omega \beta \hat{U}_m \cos \Omega t, \quad (4)$$

որտեղ Ω -ն ելքային հաճախությունն է (անկյունային), իսկ $\hat{a}_1 \dots \hat{a}_{12}$ հաստատուն գործակիցները որոշվում են հետևյալ առնչություններով.

$$\begin{aligned} C_1 &= e^{-ah} \cos \omega h, \quad C_2 = e^{-ah} \sin \omega h, \quad C_3 = e^{-\frac{ah}{2}} \cos \frac{\omega h}{2}, \quad C_4 = e^{-\frac{ah}{2}} \sin \frac{\omega h}{2}, \quad C_5 = \frac{r}{2\rho}, \quad C_6 = \sqrt{1 - C_5^2}, \\ C_7 &= \frac{\omega_0}{2\pi\omega_0}, \quad a_1 = C_3 - C_1 + \frac{C_5(C_4 - C_2)}{C_6}, \quad a_2 = 2C_5[C_5(C_4 - C_2) + C_6(C_3 - C_1)], \quad a_3 = C_4 - C_2 - a_2, \\ a_4 &= h\{C_1[2C_5C_6 - C_6C_7(C_6^2 - 3C_5^2)] - C_2[C_6^2 - C_5^2 + C_5C_7(3C_6^2 - C_5^2)] + C_3[-C_5C_6 + \\ &+ C_6C_7(C_6^2 - 3C_5^2)] + C_4[(C_6^2 - C_5^2)/2 + C_5C_7(3C_6^2 - C_5^2)]\}, \quad a_5 = 1 - C_3 - \frac{C_4C_5}{C_6}, \quad a_6 = \frac{\Omega h}{2}, \\ a_7 &= C_1 + \frac{C_2C_5}{C_6}, \quad a_8 = 2C_5[C_2C_5 + C_6(C_1 - 1)], \quad a_9 = C_2 - a_8, \quad a_{11} = -1, \quad a_{12} = -\Omega h, \\ a_{10} &= h\{C_1[-2C_5C_6 + C_6C_7(C_6^2 - 3C_5^2)] + C_2[C_6^2 - C_5^2 + C_5C_7(3C_6^2 - C_5^2)] - C_6C_7(C_6^2 - 3C_5^2)\}: \end{aligned} \quad (5)$$

Ի տարբերություն նկարագրվածի, նկ. 1-ում պատկերված է կանխագուշակող կարգավորիչի պարզեցված սխեմա, որտեղ բացակայում է համակարգային ֆունկցիաների գեներատորը, և օգտագործված է սղոցածն լարման գեներատոր (ՍԼԳ): Այստեղ ևս կերպափոխիչի ուժային մասից չափված ազդանշանները կիրառվում են կարգավորիչի մուտքերին, իսկ $\rho i_p'(t)$ -ն ստացվում է դիֆերենցմամբ: Մեկ բազմա-

պատկյի և երեք գումարիչների միջոցով ձևավորվում է ԱՊԿ-ի $\varepsilon(t, t+\beta)$ ազդանշանը: Համակարգի սինքրոնացումը կատարվում է ՍԼԳ-ից ստացվող «Տակտ» ազդանշանով: Կոմպարատորի (Կ) միջոցով կանխագուշակման հիման վրա ձևավորվում է ԼԻՄ-իմպուլսի «զրոյացման» հրահանգը, իսկ տրամաբանական հանգույցով (ՏՀ) որոշվում է իմպուլսի Z բևեռականությունը: Փոխանջատիչի (Փ) միջոցով, կախված Z -ից, ձևավորվում է ZV_m ազդանշանը, որը կարող է ընդունել $\pm V_m$ արժեքներ:



Նկ. 1. Կանխագուշակող կարգավորիչի կառուցվածքային սխեման

Եթե *կառավարման* համակարգը կառուցվում է սովորական տարրային բազայի վրա, ապա $t \times f_1(t)$ բազմապատկումն իրականացնելու համար անհրաժեշտ է առանձին գեներացնել սղոցածն t ազդանշանը (տակտում լոկալ ժամանակը, $h \geq t \geq 0$), ձևավորել $f_1(t)$ ֆունկցիան և իրականացնել դրանց բազմապատկում երկվադրանտ բազմապատկի միջոցով: Սակայն այդ գործողությունը կարող է փոխարինվել բազմակի ինտեգրմամբ հետևյալ կերպ.

$$t \times f_1(t) = \int_0^t \left[f_1(t_1) + \int_0^{t_1} [f_1'(t_2) + \int_0^{t_2} [f_1''(t_3) + \dots + \int_0^{t_{n-1}} f_1^{(n)}(t_n) dt_n] dt_{n-1}] \dots \right] dt_1, \quad (6)$$

որտեղ $f_1^{(n)}(t)$ ածանցյալները ստացվում են (2)-ից՝ ֆիլտրի հավասարումները հաշվի առնելով.

$$i'(t) = \frac{\omega}{\rho} [ZV_m - u(t) - ri(t)], \quad u'(t) = \omega pi_c(t): \quad (7)$$

Բերված (6) հավասարման ապարատորային իրականացումը կատարվում է ինտեգրատորների միջոցով, որոնք յուրաքանչյուր տակտի վերջում զրոյացվում են (սղոցի զրոյացում): Եթե համարվի, որ $V_m'(t) \approx 0$, և անտեսվեն բեռի հոսանքի բարձր կարգի $i_p''(t), i_p'''(t), \dots$ ածանցյալները, ապա, (6)-ը, օրինակ, երեք ինտեգրատորներով իրագործելիս $f_i'(t)$ և $f_i''(t)$ ֆունկցիաների համար կարելի է ստանալ.

$$\left. \begin{aligned} f_i'(t) &= a_{13}u(t) + a_{14}\rho i(t) + a_{15}\rho i_C(t) + a_{16}\rho i_p'(t) + a_{17}Z_1V_m + a_{18}\hat{u}_1(t), \\ f_i''(t) &= a_{19}u(t) + a_{20}\rho i(t) + a_{21}\rho i_C(t) + a_{22}\rho i_p'(t) + a_{23}Z_1V_m + a_{24}\hat{u}_2(t), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} a_{13} &= -\omega(a_2 + a_3), \quad a_{14} = -2a(a_2 + a_3), \quad a_{15} = \omega a_1, \quad a_{16} = -a_3, \quad a_{17} = -a_{13}, \quad a_{18} = -\Omega a_6, \\ a_{19} &= -\omega(a_{14} + a_{15}), \quad a_{20} = -2a(a_{14} + a_{15}), \quad a_{21} = \omega a_{13}, \quad a_{22} = -a_{15}, \quad a_{23} = -a_{19}, \quad a_{24} = \Omega a_{18}: \end{aligned} \quad (9)$$

Հարկ է նշել, որ $f_i(t), f_i'(t), \dots$ մեծությունները «հավաքվում են» անմիջապես ինտեգրատորների մուտքերում:

Զգայնության ֆունկցիաների (ԶՖ) վերլուծություն: Դիտարկվող դեպքում փաստացի գործ ունենք ինվերտորի ուժային մասի թվով 3 պարամետրերի (r, L, C) և կառավարման համակարգի թվով 24 ($a_1 \dots a_{24}$) ուժեղացման գործակիցների հետ: Գործնականում անհրաժեշտ է պարզել, թե ինչպիսի՞ ճշգրտությամբ պետք է առաջադրվեն այդ մեծությունները, որո՞նք պետք է առաջադրվեն բարձր ճշգրտությամբ, որո՞նք՝ ցածր կամ էլ հաշվի չառնվեն: Այստեղ նպատակ է հետապնդվում հնարավորինս պարզեցնել կանխագուշակող տեսակի կարգավորիչի իրագործումը՝ ցածր զգայնության գործակիցների հայտնաբերման և անտեսման, ինչպես նաև գործնականում ընդունելի թույլտրվածքներով տարրերի օգտագործման ուղիով:

ԶՖ-ներն այստեղ որոշվում են որպես սինուսոիդային ելքային լարման կայունացման ցուցանիշների (նպատակային ֆունկցիաներ) մասնակի ածանցյալներ.

$$\frac{\partial \xi}{\partial \bar{P}_j} \approx \frac{\Delta \xi}{\Delta \bar{P}_j} = \delta \xi_j, \quad \frac{\partial \xi_i}{\partial \bar{P}_j} \approx \frac{\Delta \xi_i}{\Delta \bar{P}_j} = \delta \xi_{ij}, \quad \frac{\partial \Psi_i}{\partial \bar{P}_j} \approx \frac{\Delta \Psi_i}{\Delta \bar{P}_j} = \delta \Psi_{ij}, \quad (10)$$

որտեղ $\bar{P}_j = P_j / P_{j\text{նոմ}}$ -ը j -րդ պարամետրի հարաբերական նշանակությունն է, $\delta \xi_i, \delta \xi_{ij}$ և $\delta \Psi_{ij}$ -ն՝ ԶՖ-ները j -րդ պարամետրի շեղվելիս (օրինակ, 1%-ով, այսինքն՝ $\Delta \bar{P}_j = 1\%$), ξ_i և Ψ_i -ը՝ սինուսոիդային ելքային լարման առաջին հարմոնիկի ամպլիտուդի և փուլի շեղումները, ξ -ն՝ լարման ոչ սինուսոիդայնության գործակիցը:

Աղյուսակում տրված են ինվերտորի համակարգչային մոդելի օգնությամբ հաշվարկված ԶՖ-ների արժեքները ֆիլտրի r, L, C պարամետրերի և կարգավորիչի 24 ուժեղացման գործակիցների համար: Ինչպես հետևում է աղյուսակից, a_2, a_4, a_8 ,

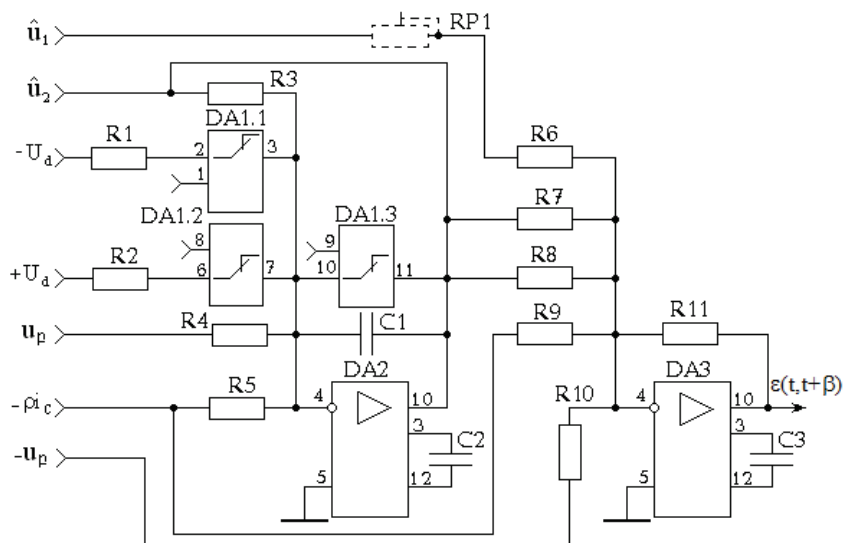
$a_{10}, a_{13} - a_{24}$ գործակիցների ՁՖ-ները բավականին փոքր են, իսկ դրանցից 7-ը գործնականում զրո են (չորրորդ նիշի ճշտությամբ): Այդ գործակիցների արտաքսումը էապես կպարզեցնի կարգավորիչի իրագործումը, քանի որ արտաքսվում են $i_A(t)$ հոսանքի տվիչը և դրա դիֆերենցիչը, իսկ $t \times f_1(t)$ բազմապատկումն իրականացվում է ընդամենը մեկ ինտեգրատորով:

Աղյուսակ

Ինվերտորի ելքային ֆիլտրի պարամետրերի և կարգավորիչի ուժեղացման գործակիցների զգայնության ֆունկցիաները

Պարամետրը	Զգայնության ֆունկցիաները			Պարամետրը	Զգայնության ֆունկցիաները		
	$\delta\xi, \%$	$\delta\xi_1, \%$	$\delta\psi_1, \text{աստ.}$		$\delta\xi, \%$	$\delta\xi_1, \%$	$\delta\psi_1, \text{աստ.}$
R	0,0014	-0,0030	-0,0006	a_{12}	0,0017	0,0300	0,0886
L	-0,0103	0,0900	-0,0123	a_{13}	-0,0017	-0,0500	0,0098
C	-0,0093	0	-0,0643	a_{14}	0	0	0
a_1	-0,0002	-0,1200	0,0019	a_{15}	0	0	0
a_2	0,0006	-0,0060	0,0006	a_{16}	0	0	0
a_3	0,0014	0,0100	0,0054	a_{17}	-0,0016	0,0800	0,0014
a_4	-0,0009	-0,0100	0,0017	a_{18}	-0,0014	0,0200	0,0096
a_5	0,0003	-0,0400	0,0080	a_{19}	-0,0014	0,0200	0,0096
a_6	0,0046	0	-0,0124	a_{20}	0	0	0
a_7	0,0118	-0,7100	0,0557	a_{21}	0	0	0
a_8	0,0003	0,0120	0,0012	a_{22}	0	0	0
a_9	0,0065	-0,0700	-0,0839	a_{23}	0,0022	0,0100	0,0028
a_{10}	0,0002	-0,0100	-0,0128	a_{24}	0	0	0
a_{11}	-0,0162	0,9900	-0,0884				

Նկ. 2-ում ցուցադրված է վերոնշյալ պարզեցումների արդյունքում մշակված «հաշվողական կանխագուշակման» եղանակն իրագործող կարգավորիչի էլեկտրական սկզբունքային սխեման: Այստեղ անալոգային $DA1.1...DA1.3$ բանալիները յուրաքանչյուր տակտի վերջում միացվում են, որպեսզի հաշվարկվի տակտում լոկալ ժամանակը: Հաշվարկները ցույց են տվել, որ լարման կայունացման ցուցանիշների արդյունարար շեղումներն այս սխեմայի համար կազմում են. $\Delta\xi \approx 0,72\%$, $\Delta\xi_1 \approx 12\%$, $\Delta\psi_1 \approx 4,4$ աստ. ($R6$ և $R10$ ռեզիստորների թույլտրվածքներն ընտրված են $\pm 0,5\%$, մյուսներինը՝ $\pm 5\%$): Ստացված արդյունքները վկայում են, որ ξ և ψ_1 մեծությունների շեղումները գտնվում են թույլատրելի սահմաններում, իսկ ξ_1 -ի համեմատաբար մեծ շեղումը կարող է կոմպենսացվել կառավարման համակարգում առաջադրող ազդանշանի շեղմամբ:



Նկ. 2. Մշակված կարգավորիչի էլեկտրական սկզբունքային սխեման

Եզրակացություններ: Կատարված հետազոտությունների արդյունքում կարելի է կատարել հետևյալ եզրահանգումները.

- Կանխագուշակման արտահայտության մաս կազմող համակարգային ֆունկցիաները կարող են հաջողությամբ ներկայացվել գծային մոտարկումներով, երբ ապրոքսիմացման սխալանքը պարամետրերի ընդունելի տիրույթում սովորաբար չի գերազանցում 2...3%-ը:

- «Հարթ» ֆունկցիայի բազմապատկումը սղոցաձև ազդանշանով կարող է փոխարինվել շղթայական ինտեգրմամբ և գործնականում բավարարվել մեկ կամ երկու ինտեգրատորներով, որոնք յուրաքանչյուր տակտի վերջում ստիպողաբար զրոյացվում են:

- Նշված պարզեցումների դեպքում «հաշվողական կանխագուշակմամբ» կառավարման եղանակն ապահովում է կարգավորիչի պարզ սխեմա և կարող է հաջողությամբ կիրառվել սինուսոիդային ելքային լարմամբ կայունացված ինվերտորներում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. А.с. № 886186 (СССР). Способ управления преобразователем с широтно-импульсной модуляцией / Г.М. Мустафа, Г.В. Барегамян. - Оpubл. 1981, Бюл. № 44.
2. Барегамян Г.В. Алгоритм управления НПЧ с оптимальным выбором моментов реверса тока // Известия АН АрмССР. Сер. ТН. – 1986. - 39, № 3.- С. 8-13.
3. Барегамян Г.В. Оценка качества стабилизации синусоидального выходного напряжения ШИМ-инвертора с управлением по вычисляемому прогнозу // Вестник Инженерной академии Армении (ВИАА). - 2004. - Т.1, №2. – С. 307-314.

4. **Барегамян Г.В.** Управление по вычисляемому прогнозу сетевым корректором коэффициента мощности // Практическая силовая электроника. - 2004. - № 16. - С. 20-26.
5. **Marcelo A. Pérez, Patricio Cortés, José Rodríguez** Predictive Control Algorithm Technique for Multilevel Asymmetric Cascaded H-Bridge Inverters // IEEE transactions on industrial electronics. - December, 2008. - Vol. 55, no. 12. - P. 434 - 436.

А.Г. БАРЕГАМЯН

**ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СПОСОБА УПРАВЛЕНИЯ
ПО ВЫЧИСЛЯЕМОМУ ПРОГНОЗУ СТАБИЛИЗИРОВАННЫМ
ИНВЕРТОРОМ**

Рассматриваются вопросы практической реализации способа управления "по вычисляемому прогнозу" стабилизированным инвертором с однократным преобразованием электрической энергии и широтно-импульсной модуляцией. Описаны характеризующие способ управления формулы прогноза и их упрощения. Дана упрощенная практическая схема регулятора на основе вычисляемого прогноза.

Ключевые слова: инвертор, силовая часть, система управления, управление "по вычисляемому прогнозу", регулятор, широтно-импульсная модуляция.

A.G. BAREGHAMYAN

**PRACTICAL IMPLEMENTATION OF THE CONTROL METHOD BY
CALCULATING PREDICTION BY A STABILIZED INVERTER**

Issues on the practical implementation of the control method "by calculated prediction" by a stabilized inverter with a single conversion of electric energy and pulse-width modulation are considered. The prediction formulas and their simplifications characterizing the control method are described. A simplified practical regulator circuit based on the calculated prediction is given.

Keywords: inverter, power circuit, control system, control "by calculating prediction", regulator, pulse-width modulation.