

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ ԵՎ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵԴԵԿԱԳԻՐ

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

ԵՐԵՎԱՆ

ЕРЕВАН

Журнал издается с 5.01.1948 г.
Выходит 4 раза в год

ԽՄԲԱԳՐԱԿԱՆ ԿՈԼԵԳԻԱ

Ռ.Մ. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ (գլխավոր խմբագիր), Հ.Ա. ԹԵՐԶՅԱՆ (գլխ. խմբ. տեղակալ),
Զ.Կ. ՍՏԵՓԱՆՅԱՆ (պատասխանատու քարտուղար), Ս.Գ. ԱԴԲԱԼՅԱՆ,
Ռ.Վ. ԱԹՈՅԱՆ, Վ.Վ. ԲՈՒՆԻԱՏՅԱՆ, Ժ.Դ. ԴԱՎԻԴՅԱՆ, Ս.Պ. ԴԱՎՅԱՆ,
Ս.Մ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ, Ո.Զ. ՄԱՐՈՒԽՅԱՆ, ՅՈՒ.Լ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Վ.Ս. ՍԱՐԿԻՍՅԱՆ,
Ս.Հ. ՍԻՄՈՆՅԱՆ, Մ.Գ. ՍՏԱԿՅԱՆ, Վ.Ս. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Р.М. МАРТИРОСЯН (главный редактор), А.А. ТЕРЗЯН (зам. глав. редактора),
З.К. СТЕПАНИЯН (ответственный секретарь), С.Г. АГБАЛЯН,
Р.В. АТОЯН, В.В. БУНИАТЯН, Ж.Д. ДАВИДЯН, С.П. ДАВТЯН, С.М. КАЗАРЯН,
В.З. МАРУХЯН, Ю.Л. САРКИСЯН, В.С. САРКИСЯН,
С.О. СИМОНЯН, М.Г. СТАКЯН, В.С. ХАЧАТРЯН

EDITORIAL BOARD

R.M. MARTIROSSYAN (Editor-in-Chief), H.A. TERZYAN (Vice-Editor-in-Chief),
Z.K. STEPANYAN (Secretary - in - Chief), S.G. AGHBALYAN,
R.V. ATOYAN, V.V. BUNIATYAN, Zh.D. DAVIDYAN, S.P. DAVTYAN,
S.M. GHAZARYAN, V.Z. MARUKHYAN, YU.L. SARGSYAN, V.S. SARKISSYAN,
S.H. SIMONYAN, M.G. STAKYAN, V.S. KHACHATRYAN

Հրատ. խմբագիր՝

ԺԱՆՆԱ ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Համակարգչային շարվածքը
և ձևավորումը՝

ԼԻԼԻԹ ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆԻ

Խմբագիր՝

ՆԵԼԼԻ ԱՆԱՆՅԱՆ

© Издательство ГИУА

Известия НАН и ГИУ Армении (сер. техн. наук), 2011

С.Т. МЕЛКОНЯН, С.А. САРГСЯН, М.Г. АРУТЮНЯН, К.Г. СТЕПАНЯН,
Ю.Л. САРКИСЯН

ОПТИМАЛЬНОЕ ДИНАМИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ РЕАБИЛИТАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ КОНЕЧНОСТЕЙ ЧЕЛОВЕКА

Рассматривается задача оптимального динамического проектирования реабилитационных устройств конечностей человека с электромеханическими приводами, построенных на базе манипуляционных механизмов.

Ключевые слова: реабилитационное устройство, манипуляционный механизм, оптимальное динамическое проектирование, уравнения Лагранжа-Максвелла.

Введение. Реабилитационные устройства ориентированы на восстановление двигательных функций человека, и их оптимальное проектирование является чрезвычайно актуальной задачей.

Известны простейшие механические системы экзоскелетов, дублирующих кинематические функции конечностей человека и восполняющих их жесткость и несущую способность, которые, однако, могут использоваться только при функционировании нервно-мышечной системы. Их возможности несколько расширяются использованием механических разгрузателей: пружин, уравновешивающих силы тяжести сегментов конечностей, что позволяет прикладывать минимальные мышечные двигательные усилия [1-3].

Более универсальны реабилитационные устройства, снабженные электромеханическими приводами, которые могут быть использованы при наличии более серьезных проблем опорно-двигательного аппарата, а также в целях увеличения физических возможностей человека в специальных областях его деятельности [4].

Наиболее высокому уровню соответствуют реабилитационные устройства, располагающие возможностями реализации управляемых двигательных функций человека, которые обладают характерными признаками робототехнических систем [3-5].

В статье рассмотрены задачи оптимального динамического проектирования реабилитационных устройств конечностей человека, построенных на базе разомкнутых кинематических цепей, лежащих в основе антропоморфных манипуляторов. Используются методология и вычислительные методы, разработанные авторами в [6] с приложением дифференциальных уравнений Лагранжа-Максвелла для голономных систем.

Существенные особенности моделируемых систем проявляются как в их структуре, так и кинематике и динамике: это подвижности в кинематических парах, ограничения, накладываемые на перемещения, скорости и ускорения, а также массы звеньев и приводов.

С целью облегчения конструкции и уменьшения энергозатрат приводов в реабилитационных устройствах используется пружинное уравнивание звеньев [2]. При этом задачей оптимального динамического проектирования является определение значений постоянных параметров устройства: жесткостей и начальных длин уравнивающих пружин и места их присоединения к звеньям, доставляющих минимум функции качества.

Управление движениями реабилитационного устройства осуществляется электродвигателями постоянного тока, которые размещены в его кинематических парах. При этом поведение системы описывается известными уравнениями Лагранжа-Максвелла в виде

$$\sum_{j=1}^n a_{ij}(p, q) \ddot{q}_j + \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n a_{ijk}(p, q) \dot{q}_j \dot{q}_k + a_i(p, q) I_i = Q_i(p, q) \quad (1)$$

$$L_i \dot{I}_i + b_i(p, q, \dot{q}, I) = U_i - I_i R_i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (2)$$

где $q = (q_1, q_2, \dots, q_n)$, $\dot{q} = (\dot{q}_1, \dot{q}_2, \dots, \dot{q}_n)$, $\ddot{q} = (\ddot{q}_1, \ddot{q}_2, \dots, \ddot{q}_n)$ - вектор-функции обобщенных координат, скоростей и ускорений механической части системы; $I = (I_1, I_2, \dots, I_n)$ - вектор-функция сил тока, возникающих в роторах электродвигателей; $p = (p_1, p_2, \dots, p_k)$ - вектор постоянных параметров электромеханической системы; U_i - напряжения в роторах; R_i - сопротивления в электроцепях, а $a_{ij}(p, q)$, $a_{ijk}(p, q)$, $a_i(p, q)$, $Q_i(p, q)$ и $b_i(p, q, \dot{q}, I)$ - известные функции указанных параметров.

Оптимальное проектирование реабилитационных устройств. Поведение мехатронных систем реабилитационных устройств и устанавливаемое ими качество их функционирования при заданных параметрах однозначно определяется решениями системы уравнений (1) – (2) и в общем случае отличается от требуемых качеств. Однако, оставаясь в пределах физических законов, путем изменения параметров системы можно ее качество максимально приблизить к требуемому. Для этого применяются методы оптимального проектирования, задача которого в данном случае формулируется следующим образом.

Допустим, поведение мехатронной системы описывается уравнениями (1)-(2) и задан также функционал

$$\Psi_0(q, \dot{q}, I, p) = \int_0^{\tau} f_0(q, \dot{q}, I, p) dt, \quad (3)$$

который характеризует качество системы.

Требуется определить такие значения постоянных параметров p и законы изменения $q(t), \dot{q}(t)$ обобщенных координат и скоростей, которые удовлетворяют уравнениям (1) и (2) и минимизируют критерий качества (3).

В общем случае искомые постоянные и переменные параметры не могут принимать произвольных значений, и поэтому вводятся ограничения

$$\Psi_j(q, \dot{q}, I, p) \leq 0, t \in [0; \tau], j = 1, 2, \dots, m, \quad (4)$$

которые должны учитываться при решении задачи проектирования.

Для решения рассматриваемой задачи можно применять известные численные методы экстремальных задач. Однако в данном случае они приводят к громоздким вычислениям, поэтому возникает необходимость разработки упрощенного итерационного метода ее решения, который излагается далее.

В период времени $[0, \tau]$ движения системы вводится равномерно распределенная сетка $0, t_1, t_2, \dots, t_N = \tau$, $t_r = r \cdot \Delta t$, $\Delta t = \tau / N$ ($r = 0, 1, 2, \dots, N$). Далее по узловым точкам сетки дискретизируются критерий качества (3) и ограничения (4), в результате чего они представляются в виде

$$\Psi_0 = \sum_{r=0}^{N-1} f_0(q^r, \dot{q}^r, I^r, p) \Delta t, \quad (5)$$

$$\Psi_j(q^r, \dot{q}^r, I^r, p) \leq 0, r = 0, 1, \dots, N, j = 1, 2, \dots, m, \quad (6)$$

где $q^r, \dot{q}^r, I^r$ - значения обобщенных координат и скоростей в момент времени $t = t_r$.

После такой дискретизации задача динамического проектирования системы приводится к минимизации критерия качества (5) с учетом ограничений (6) и осуществляется по следующему алгоритму:

1. В k - мерном пространстве искомых постоянных параметров $p = (p_1, p_2, \dots, p_k)$ выбираем произвольную начальную точку $p^0 = (p_1^0, p_2^0, \dots, p_k^0)$ и вокруг нее строим гиперкуб со стороной 2δ .

2. С помощью датчика случайных чисел в гиперкубе генерируем N_1 равномерно распределенных точек $p^l = (p_1^l, p_2^l, \dots, p_k^l)$ ($l=1, 2, \dots, N_1$).

3. Для каждого значения $p^l = (p_1^l, p_2^l, \dots, p_k^l)$ ($l \in [1; N_1]$) с помощью уравнений (1) – (2), решая обратную задачу динамики, определяем значения $q^{rl}, \dot{q}^{rl}, I^{rl}$ ($l=1, 2, \dots, N_1; r=0, 1, \dots, N$) искомых переменных параметров в узловых точках t_r временного отрезка $[0; \tau]$.

4. Для полученных значений $p^l, q^l, \dot{q}^l, I^l$ искомым параметром проверяем ограничения (6) и для допустимых индексов l по формуле (5) определяем значения Ψ_0^l критерия качества Ψ_0 .

5. Во множестве допустимых индексов l определяем такое значение l_0 , для которого $\Psi_0^{l_0} = \min_{\{l\}} \Psi_0^l$, и проверяем условие $\Psi_0^{l_0} \leq \Psi_0^0$, где Ψ_0^0 - значение

критерия качества, соответствующее начальной точке P^0 . Если условие выполняется, то начальную точку P^0 заменяем новой начальной точкой P^{l_0} , после чего переходим к п.1 настоящего алгоритма, в противном случае - размеры гиперкуба уменьшаем в два раза, и вновь переходим к п.1.

Процесс динамического синтеза завершается, когда имеет место условие $2\delta < \varepsilon$, где ε - заданная точность расчетов.

В случае, когда при динамическом проектировании считаются заданными также законы изменения $q(t), \dot{q}(t)$ обобщенных координат и скоростей механической части, то решение задачи снова осуществляется по приведенному выше алгоритму с той лишь разницей, что в п.3 вместо обратной задачи решается смешанная задача динамики мехатронной системы.

Численный пример: оптимальное динамическое проектирование экзоскелетона. Рассмотрена система с двумя степенями свободы (рис.1), образованная реабилитационным устройством и конечностью человека. Критерием качества системы выбрана электрическая мощность приводов устройства, которая должна быть минимизирована и в данном случае имеет следующий вид:

$$\Psi_0 = \sum \left((U_1 I_1)^2 + (U_2 I_2)^2 \right).$$

Задача решена по алгоритму, приведенному выше, при следующих значениях масс: $m_1 = 8 \text{ кг}$, $m_2 = 4 \text{ кг}$ и длин $l_1 = 0,4 \text{ м}$, $l_2 = 0,4 \text{ м}$ звеньев 1, 2. Выбраны электромоторы типа ПЯ-50 ($m_p = 0,5 \text{ кг}$, $m_{ct} = 0,5 \text{ кг}$) - для привода 1-го звена и ПЯ-20 ($m_p = 0,4 \text{ кг}$, $m_{ct} = 0,4 \text{ кг}$) - для привода 2-го звена. Передаточные отношения редукторов приводов составляют: $u_1 = 50$, $u_2 = 100$. В соответствии с возможными движениями конечности выбраны следующие законы изменения обобщенных координат:

$$q_1 = \frac{\pi}{2} \sin \left(\frac{\pi t}{\tau} \right) - \frac{\pi}{6}, \quad q_2 = \frac{\pi}{3} \left(1 - \frac{1}{2} \sin \left(\frac{\pi t}{\tau} \right) \right) \quad \text{для } t \in [0; 2,25].$$

Алгоритм реализован для двух вариантов: 1) когда пружины 4 и 5 (см. рис.1) отсутствуют, т.е. система статически не уравновешена, при котором критерий качества равен: $\Psi_0 = 10,346 \cdot 10^4$; 2) при наличии пружин и заданных

интервалах значений их постоянных параметров: $l_B [0,04-0,4] \text{ м}$ - расстояние точки **A** крепления пружин от кинематической пары **D**, $c_1, c_2 [100-1000] \text{ Н/м}$ - жесткости пружин, $l_{o1} [0,5-0,8] \text{ м}$, $l_{o2} [0,15-0,95] \text{ м}$ - начальные длины пружин, при которых критерий качества равен: $\Psi = 4,912 \cdot 10^4$, а постоянные параметры проектирования равны: $l_B = 0,22 \text{ м}$, $c_1 = 755 \text{ Н/м}$, $c_2 = 345 \text{ Н/м}$, $l_{o1} = 0,5 \text{ м}$, $l_{o2} = 0,95 \text{ м}$.

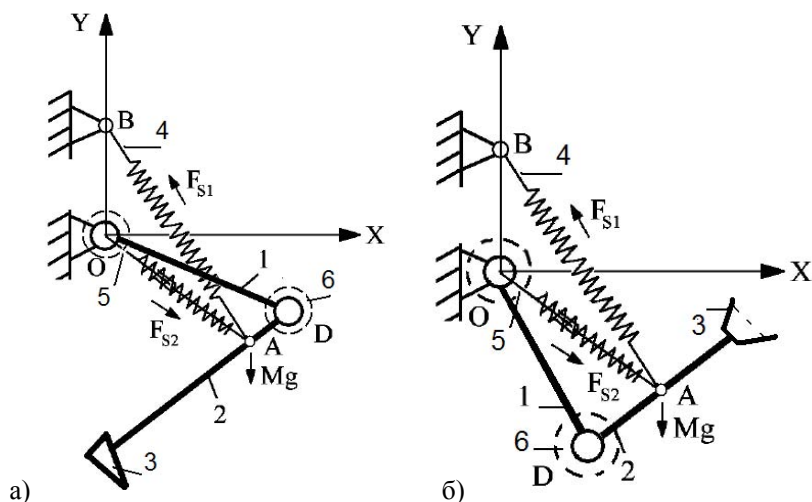


Рис.1. Статически уравновешенный экзоскелет конечности: а - ноги, б - руки: 1, 2 и 3 – звенья экзоскелета (вместе с соответствующими сегментами конечности), 4 и 5 – уравновешивающие пружины, 6 – привод 2-го звена

На рис.2 приведены графики изменения мощностей приводов звеньев: пунктирными линиями – для экзоскелета без статически уравновешивающих пружин, а сплошными - после динамической оптимизации (экзоскелет с пружинами).

Заключение. На основании общей математической теории оптимальных процессов сформулирована и решена задача динамического синтеза мехатронных систем реабилитационных устройств конечностей человека, построенных на базе антропоморфных манипуляторов. Предложенный упрощенный численный метод позволяет преодолеть трудности вычислительного характера, возникаемые в рассматриваемой многомерной экстремальной задаче. Эффективность предложенного алгоритма

проиллюстрирована на примере динамического синтеза двухподвижного экзоскелетона по критерию минимума энергозатрат.

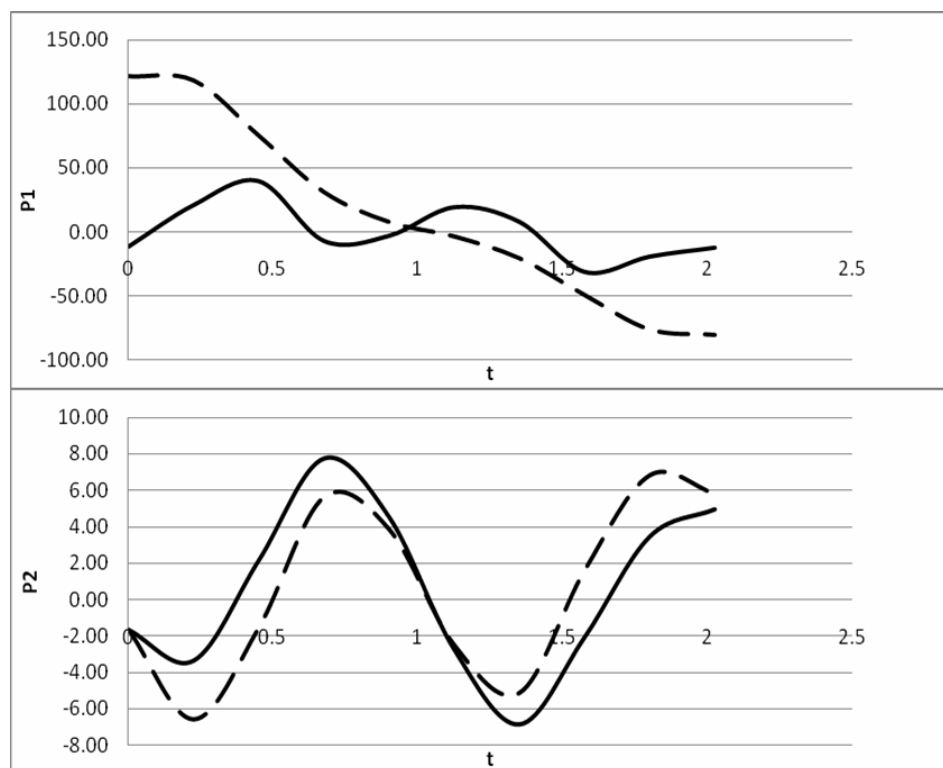


Рис.2. Электрические мощности приводов 1-го и 2-го звеньев экзоскелетона: статически неуравновешенного (пунктирная линия) и статически уравновешенного после динамического оптимального проектирования (сплошная линия)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Agrawal S.K. and Fattah A.** Theory and design of an orthotic device for full or partial gravity-balancing of a human leg during motion// IEEE Transactions of Neural Systems and Rehabilitation Engineering.- 2004.-Vol.12, N2.-P.157-165.
2. **Arakelian V. and Ghazaryan S.** Gravity balancing of the human leg taking into account the spring mass // Proceedings of the 9th International Conference on Climbing and Walking Robots (CLAWAR).- Brussels, Belgium, 2006.-P.630-635.
3. **Arakelian V. and Ghazaryan S.** Improvement of Balancing Accuracy of Robotic Systems: Application to Leg Orthosis for Rehabilitations Devices // Journal of Mechanism and Machine Theory.-2008.-43(5).-P.565-575.
4. **Казарян С.Д., Аракелян В.А., Арутюнян М.Г.** Динамический анализ статически уравновешанного приводного ортопедического устройства ноги // Вестник Инженерной академии Армении.-2008.-Т.5, N3 .- С. 420-423.
5. **Ստեփանյան Վ.Գ., Արզումանյան Վ.Ս., Մելքոնյան Ս.Տ.** Բժշկական նշանակության սարքերի էլեկտրամեխանիկական համակարգերի դինամիկական վերլուծությունը // ՀՊՀՀ տարեկան գիտաժողով: Գիտական եվ մեթոդական հոդվածների ժողովածու.- Երևան, 2010.-Հատոր 2, N1. - Էջ.74-78:
6. **Мелконян С.Т., Степанян К.Г., Арзуманян К.С., Саркисян Ю.Л.** Оптимальное управление манипуляторами с учетом характеристик электроприводов // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН – 2010. – Том LXIII, N 2. – С. 111 – 122.
7. **Мелконян С.Т., Саргсян С.А., Арутюнян М.Г., Степанян К.Г., Саркисян Ю.Л.** Динамический анализ и оптимальное управление биомехатронных систем реабилитационных устройств конечностей человека // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. – 2011. – Том LXIV, N 1. – С. 3 – 14.

ГИУА (П). Материал поступил в редакцию 11.04.2011.

Մ.Տ. ՄԵԼՔՈՆՅԱՆ, Ս.Ա. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Մ.Գ. ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ,
Կ.Գ. ՍՏԵՓԱՆՅԱՆ, ՅՈՒ.Լ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ

ՄԱՐԴՈՒ ՎԵՐՋՈՒՅԹՆԵՐԻ ՎԵՐԱԿԱՆԳՆՈՂԱԿԱՆ ՍԱՐՔԵՐԻ ՕՊՏԻՄԱԼ
ԴԻՆԱՄԻԿԱԿԱՆ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄ

Դիտարկված են մարդու վերջույթներից և դրանց շարժողական ֆունկցիաներին փոխարինող և ուժեղացնող էլեկտրամեխանիկական վերականգնողական սարքերից կազմված կենսամեխատրոնային համակարգերի դինամիկական սինթեզի խնդիրները: Ուսումնասիրվող ռոբոտատեխնիկական սարքերը կառուցվում են անտրոպոմորֆ կառուցվածքով մանիպուլյացիոն մեխանիզմների հիման վրա:

Առանցքային բառեր. վերականգնողական սարք, մանիպուլյացիոն մեխանիզմ, օպտիմալ դինամիկական նախագծում, Լագրանժ-Մաքսվելի հավասարումներ:

S.T. MELKONYAN, S.A. SARGSYAN, M.G. HARUTYUNYAN,
K.G. STEPANYAN, YU.L. SARKISSYAN

OPTIMAL DYNAMIC SYNTHESIS OF REHABILITATION DEVICES FOR
HUMAN EXTREMETIES

Problems of optimal synthesis of biomechatronic systems of electromechanical devices for the rehabilitation and reinforcement of human motor functions are considered. The robotic devices under consideration are based on the manipulation mechanisms with an open looped anthropomorphic structure.

Keywords: rehabilitation device, manipulation mechanism, optimal dynamic synthesis, Lagrange-Maxwell equations.

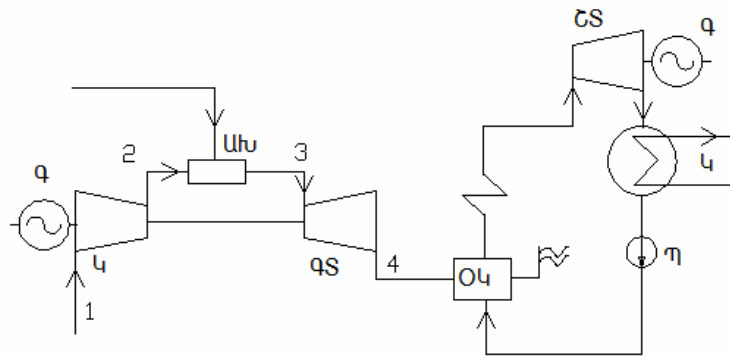
Ո.Զ. ՄԱՐՈՒԽՅԱՆ, Ռ.Ա. ՌԱՖԵԱՆ

ԳԱԶԱՏՈՒՐԲԻՆԱՅԻՆ ՏԵՂԱԿԱՅԱՆՔԻ ԿՈՄՊՐԵՍՈՐ ՆԵՐԾՎՈՂ ՕԴԻ ԶԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԻ ԲԱՐՁՐԱՅՄԱՆ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆԸ
ՇՈԳԵԳԱԶԱՅԻՆ ՏԵՂԱԿԱՅԱՆՔԻ ԱՇԽԱՏԱՆՔԻ ՎՐԱ

Դիտարկվել է շոգեգազային տեղակայանքի կոմպրեսոր ներծծվող օդի ջերմաստիճանի բարձրացման ազդեցությունը համակցված ցիկլով աշխատող գազատուրբինային և շոգետուրբինային տեղակայանքների աշխատանքի վրա: Տրվել է գազատուրբինային տեղակայանքի կոմպրեսոր ներծծվող օդի ջերմաստիճանից կախված դրա ելքում ճնշման գնահատման բանաձև: Տրվել է նաև գազատուրբինային տեղակայանքի կոմպրեսոր մատուցվող օդի ջերմաստիճանի փոփոխությունից կախված՝ համակցված ցիկլում աշխատող շոգետուրբինի հզորության գնահատման եղանակ:

Առանցքային բառեր. գազատուրբինային տեղակայանք, շոգեուժային տեղակայանք, համակցված ցիկլ, կոմպրեսոր ներծծվող օդի ջերմաստիճան:

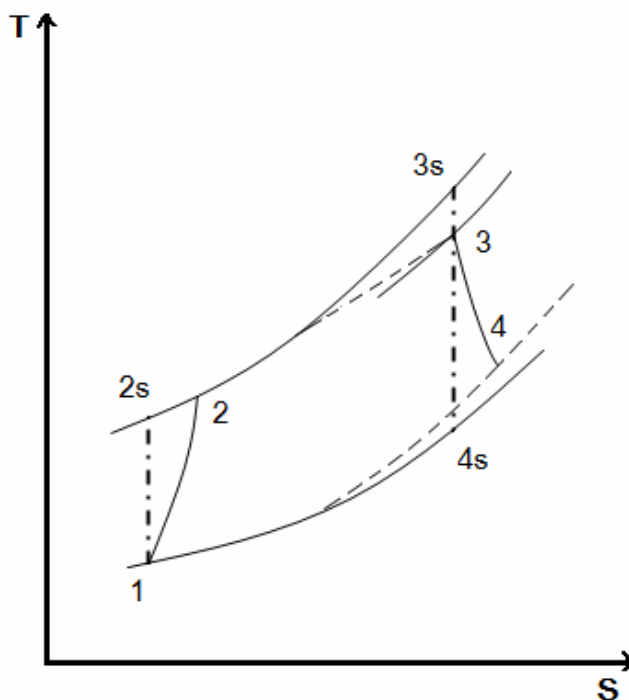
Ամենատարածված շոգեգազային տեղակայանքը (ՇԳՏ) օգտահանիչ կաթսայով տեղակայանքն է, որում գազատուրբինային տեղակայանքից (ԳՏՏ) հեռացող ծխազագերն ուղղվում են օգտահանիչ կաթսա, որտեղ նրանց ջերմության մեծ մասը հաղորդվում է շոգետուրբինային տեղակայանքի (ՇՏ) աշխատող մարմնին, և գեներացվում է գերտաք շոգի, որը մատուցվում է շոգետուրբին (նկ.1)[1]:



Նկ.1. Օգտահանիչ կաթսայով տիպային ՇԳՏ [1]

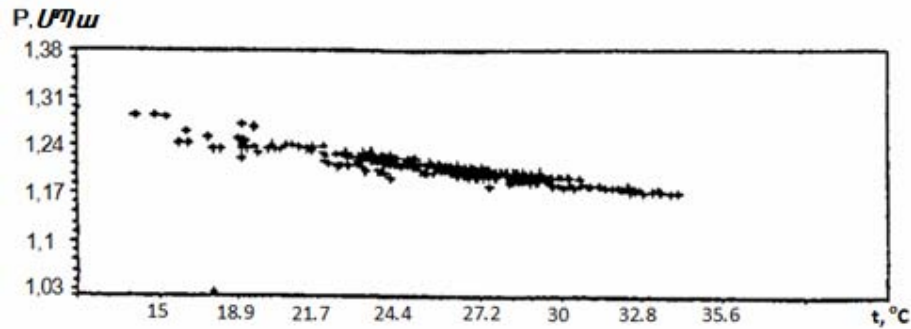
Պարզելու համար, թե ինչպիսի ազդեցություն է ունենում ԳՏՏ կոմպրեսոր ներծծվող օդի ջերմաստիճանը ՇԳՏ-ի աշխատանքի վրա, նախ դիտարկենք այդ ազդեցությունը ԳՏՏ ցիկլի վրա:

Գազատուրբինային տեղակայանքի (ԳՏՏ) իդեալական ցիկլը կազմված է կոմպրեսորում սեղմման իզոէնտրոպ պրոցեսից(1-2s), այրման խցում ջերմության հաղորդման իզոթար պրոցեսից(2s-3s), տուրբինում իզոէնտրոպ ընդարձակումից(3s-4s) և 4s-1 պայմանական պրոցեսը փակում է ցիկլը (նկ.2): Իրական ԳՏՏ-ում, պայմանավորված շփման և այլ անհակադարձելի կորուստներով, պրոցեսն ընթանում է էնտրոպիայի աճով և ունի 1-2-3-4 տեսքը (նկ.2) [2]:



Նկ.1. Պարզ ԳՏՏ-ի աշխատանքային ցիկլը T-s դիագրամի վրա

Երբ բարձրանում է կոմպրեսոր ներծծվող օդի ջերմաստիճանը, 1 կետը նույն իզոթարով տեղաշարժվում է դեպի աջ (1-1', նկ.3): Կոմպրեսորի ներքին հարաբերական ՕԳԳ-ի փոփոխությունը, կախված ներծծվող օդի ջերմաստիճանից, աննշան է և կարող է անտեսվել: Կոմպրեսորում ճնշման բարձրացման աստիճանի կախվածությունը ներծծվող օդի ջերմաստիճանից գնահատելու համար դիտենք նկ.2-ում պատկերված միջին հզորության “GE Frame 7F” ԳՏՏ-ի կոմպրեսոր մատուցվող օդի ջերմաստիճանից կախված դրա էլքում ճնշման արժեքների դիագրամը:



Նկ.2. GT Frame 7F գազատուրբինի կոմպրեսորի ելքում ճնշման կախվածությունը դրսի օդի ջերմաստիճանից [3]

Քանի որ ԳՏՏ-ները նախագծվում են ներծծվող օդի 15°C ջերմաստիճանի համար, այդ ջերմաստիճանի դեպքում կոմպրեսորի ելքում օդի ճնշումը ունի իր անվանական արժեքը: Նկ.2-ում պատկերված դիագրամից վերցնելով ճնշման արժեքները և արտահայտելով դրանք տոկոսներով՝ 15°C ջերմաստիճանի դեպքում անվանական ճնշման նկատմամբ կունենանք աղյուսակում բերված տվյալները:

Աղյուսակ

GT Frame 7F գազատուրբինի կոմպրեսորի ելքում ճնշման կախվածությունը
կոմպրեսոր ներծծվող օդի ջերմաստիճանից

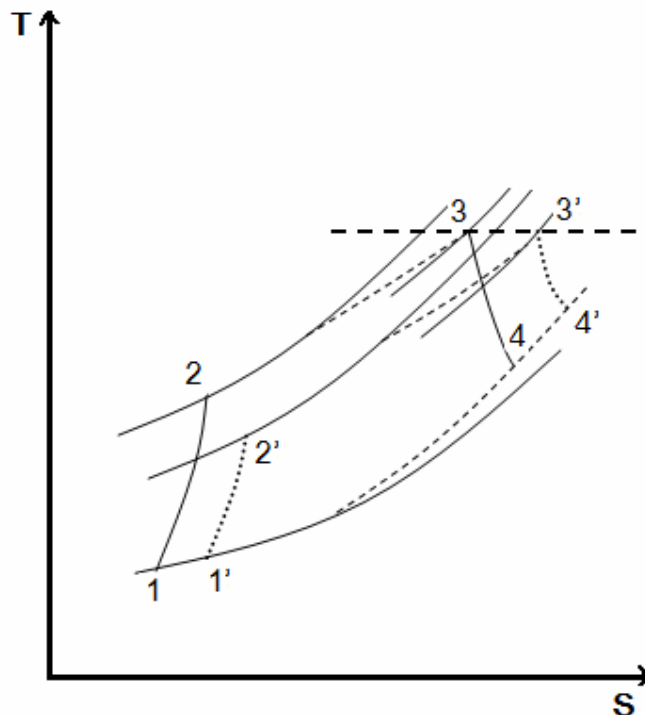
t, °C	P, %
15	100
18,9	99,2
21,7	96,5
24,4	95,5
27,2	93,9
30	92,8
32,8	91,7
35,6	90,1

Այդ տվյալների մոտարկման միջոցով ստանում ենք փորձնական բանաձև (1), որը բնութագրում է միջին հզորության գազատուրբինի կոմպրեսորի ելքային ճնշման փոփոխությունը ներծծվող օդի ջերմաստիճանի փոփոխման 15... 35,5 °C տիրույթում՝ արտահայտված %-ով անվանական ճնշման նկատմամբ:

$$P_{\%}=0,363t-6056,541/t^2+440,075/\ln(t): \quad (1)$$

Տուրբինի ներքին հարաբերական ՕԳԳ-ն պայմանավորված է գազային տուրբինի մուտքում ծխագազերի ջերմաստիճանով, որը ժամանակակից գազատուրբինային տեղակայանքներում բեռնվածքի՝ անվանականին մոտ տիրույթում մնում է հաստատուն, անկախ կոմպրեսոր ներծծվող օդի ջերմաստիճանի արժեքից:

Այսինքն՝ ներծծվող օդի 15°C-ից բարձր որևէ ջերմաստիճանի դեպքում ԳՏՏ աշխատանքային ցիկլը կունենա նկ.3-ում պատկերված 1'-2'-3'-4' տեսքը:



Նկ.3. ԳՏՏ-ի աշխատանքային ցիկլի փոփոխությունը դրսի օդի ջերմաստիճանի բարձրացման հետևանքով

ԳՏՏ կոմպրեսոր մատուցվող օդի հովացման համակարգերի կիրառումը նպատակ ունի օդի բարձր ջերմաստիճանների դեպքում տեղակայանքի աշխատանքային պայմանները մոտեցնել ելակետային պայմաններին: Ջրային մշուշապատմամբ հովացման համակարգերը ԳՏՏ մատուցվող օդի հովացման ամենատարածված համակարգերն են [4]:

Հաշվի առնելով վերը նկարագրվածը՝ ԳՏՏ ջերմային հաշվարկի մեթոդով կարելի է գնահատել ԳՏՏ հզորությունը կոմպրեսոր ներծծվող օդի բավարար

ջերմաստիճանային տիրություն, ինչպես նաև ջրային մշուշապատման համակարգի կիրառման հետևանքով վերականգնվող հզորության մեծությունը:

ԳՏՏ ջերմային հաշվարկի առաջարկվող հաշվարկային ալգորիթմի միջոցով, մի շարք էներգետիկական ցուցանիշների շարքում հաշվարկվում է նաև տրված պայմանների դեպքում օդի խտությունը (ρ), $1/4$ վառելիքի այրման համար տեսականորեն անհրաժեշտ օդի զանգվածը (L_o), $1/4$ -ի հաշվով օդի ավելցուկային ծախսը ($g_{o\text{-ավ}}$), և ԳՏՏ-ի հզորությունը կոմպրեսորում $1/4$ օդի հաշվով ($N_{i\text{-ոդ}}$), որոնք կարևոր դեր են խաղում՝ ջերմաստիճանի փոփոխման ազդեցությունը շոգեուժային ցիկլի վրա գնահատելու համար: Երբ բարձրանում է ԳՏՏ կոմպրեսոր մատուցվող օդի ջերմաստիճանը, բարձրանում է նաև ԳՏՏ-ից հեռացող ծխագազերի ջերմաստիճանը, հետևաբար և՛ էնթալպիան: Սակայն քանի որ կոմպրեսորը հաստատուն ծավալային մեքենա է, և օդի ջերմաստիճանի մեծացումը հանգեցնում է դրա խտության փոքրացման, ուստի ԳՏՏ կոմպրեսորով զանգվածային ծախսը ներծծվող օդի ջերմաստիճանի աճին զուգընթաց նվազում է: Ուստի, օդի ջերմաստիճանի փոփոխության հետ կապված շոգեուժային տեղակայանքի հզորության փոփոխության գնահատման համար պետք է հաշվել ԳՏՏ-ից հեռացող ծխագազերի ջերմային էներգիայի փոփոխությունը:

Հեռացող ծխագազերի հետ տարվող ջերմության քանակությունը հավասար է հեռացող ծխագազերի էնթալպիայի և ծախսի արտադրյալին՝

$$Q = G_m \cdot h_{qSh}, \quad (2)$$

որտեղ h_{qSh} -ն ծխագազերի էնթալպիան է, G_m -ն հեռացող ծխագազերի ծախսն է $1/4$ -ով, որը յուրաքանչյուր տուրբինի համար հաշվարկվում է՝ ելնելով նրա անվանական հզորությունից և ելակետային պայմանների դեպքում հաշվարկից, որի արդյունքներից օգտվելով՝ հաշվարկվում է ԳՏՏ-ի կոմպրեսորում օդի զանգվածային ծախսը (G_{qm}) և, հաշվի առնելով օդի խտությունը այդ պայմաններում, որոշվում է ԳՏՏ կոմպրեսորի ծավալային ծախսը (G_{qv}), որը հաստատուն է տրված ԳՏՏ-ի համար՝

$$G_{qm} = N_{ti} / N_{i\text{-ոդ}}, \quad (3)$$

որտեղ N_{ti} -ը ելակետային պայմաններում ԳՏՏ-ի հզորությունն է:

$$G_{qv} = G_{qm} / \rho, \quad (4)$$

$$G_m = G_{qv} \cdot \rho + G_{o\text{-ավ}} \cdot \rho / (g_{o\text{-ավ}} + L_o): \quad (5)$$

Ունենալով Q մեծությունը ելակետային պայմաններում և այդ դեպքում՝ ԾԳՏ-ի շոգետուրբինի հզորությունը, և հաշվարկելով դրսի օդի ցանկացած ջերմաստիճանի դեպքում Q մեծության արժեքը, և այն համեմատելով ելակետային պայմանների իր արժեքի հետ, կարելի է գնահատել շոգետուրբինի զարգացվելիք հզորությունը տվյալ ջերմաստիճանի դեպքում:

Եզրակացություն. Առաջարկվող եղանակը հնարավորություն է ընձեռում գնահատել ԳՏՏ-ի կոմպրեսորի ելքում ճնշումը ներծծվող օդի ջերմաստիճանի գործնական հաշվարկների համար կիրառելի փոփոխման տիրույթում: Ըստ այդմ, կարելի է գնահատել ԳՏՏ հզորությունն ու արդյունավետությունը դրա՝ կոմպրեսոր մատուցվող օդի ջերմաստիճանի բարձրացումից կախված: Առաջարկվում է բանաձև, որը կապ է հաստատում համակցված ցիկլով աշխատող ՇՏ-ի հզորության և ԳՏՏ-ից հեռացող ծխագազերի ջերմային էներգիայի միջև, և գնահատել ՇԳՏ էներգետիկական և արդյունավետության ցուցանիշների վրա կոմպրեսոր մատուցվող օդի հովացման համակարգերի ազդեցությունը:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Цанев С.В.** Газотурбинные и парогазовые установки тепловых электростанций.- М.:Изд-во МЭИ, 2002.-584с.
2. **Ղուկոյան Լ.Տ., Բուրուշյան Մ.Բ.** Ընդհանուր ջերմատեխնիկա երկրորդ մաս.- Երևան, 1978.
3. Durability surveillance of advanced gas turbines-Performance and mechanical baseline establishment for GE Frame 7F / **C.B. Meher-Homji, A.N. Lakshminarasimha, G. Mani et al** // ASME gas turbine and aeroengine congress.-Cincinnati, 1993.
4. **Ռաֆյան Ռ.Ա.** Գազատուրբինային տեղակայանք տրվող օդի հովացման համակարգեր//ՀՃԱԼ: Գիտ. հոդվ. ժողովածու.-2010.-Հ.7,№1.-էջ72-73:

ՀՊՀՀ(Պ): Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 03.05.2011.

В.З. МАРУХЯН, Р.А. РАФЯН

**ВОЗДЕЙСТВИЕ ПОВЫШЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА,
ПОСТУПАЮЩЕГО В КОМПРЕССОР ГАЗОТУРБИННОЙ УСТАНОВКИ, НА
РАБОТУ ПАРОГАЗОВОЙ УСТАНОВКИ**

Исследовано воздействие повышения температуры воздуха, поступающего в компрессор газотурбинной установки, на работу газотурбинной и паротурбинной установок, работающих в комбинированном цикле. Представлена формула, определяющая давление на выходе из компрессора в зависимости от температуры воздуха, поступающего в компрессор газотурбинной установки. Описан метод определения мощности паровой турбины, работающей в комбинированном цикле в зависимости от изменения температуры воздуха, поступающего в компрессор газотурбинной установки.

Ключевые слова: газотурбинная установка, парогазовая установка, комбинированный цикл, температура поступающего в компрессор воздуха.

V.Z. MARUKHYAN, R.A. RAFYAN

**THE INFLUENCE OF THE GAS TURBINE INTAKE AIR TEMPERATURE ON THE
COMBINED CYCLE OPERATION**

The influence of the gas turbine compressor intake air temperature on the gas turbine and steam turbine operation is observed. A formula determining the pressure at the exit of the gas turbine compressor depending on the intake air temperature is presented. A method of working in a combined cycle steam turbine power measurement depending on the variation of the intake air temperature of the gas turbine compressor is also presented.

Keywords: gas turbine, steam turbine, combined cycle, compressor intake air temperature.

Ն.Գ. ԱԹԱԲԵԿՅԱՆ, Լ.Վ. ՍԱՖԱՐՅԱՆ

ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՑԱՆՑՈՒՄ ԱԿՏԻՎ ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ԿՈՐՈՒՍՏՆԵՐԻ ԴԻՆԱՄԻԿԱՅԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄ

Ուսումնասիրվել է 6...35 կՎ լարման էլեկտրական ցանցերում ակտիվ հզորության բացարձակ և հարաբերական կորուստների կախվածությունը մուտքային ակտիվ հզորությունից: Որոշվել են այդ կորուստների էքստրեմումի կետերը և բերվել է դրանց երկրաչափական մեկնաբանությունը:

Առանցքային բառեր. ակտիվ հզորություն, բացարձակ և հարաբերական կորուստներ, էքստրեմում, բեռնվածքային և ոչ բեռնվածքային կորուստներ:

Ակտիվ հզորության կորուստները էլեկտրացանցի տարրերում լիարժեք մոդելավորվում են փոխարինման սխեմայի երկայնական և լայնական միացման r և g տարրերով:

Էլեկտրացանցում ակտիվ հզորության կորուստները որոշվում են հետևյալ բանաձևերով՝

$$\Delta P_p = rI^2, \quad (1)$$

$$\Delta P_{n,p} = gU^2, \quad (2)$$

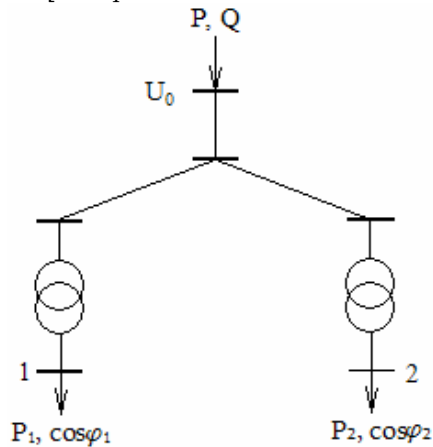
որտեղ ΔP_p -ը ակտիվ հզորության բեռնվածքային կորուստներն են, r -ը գծի կամ տրանսֆորմատորի ակտիվ դիմադրությունն է, I -ն r դիմադրության գծային հոսանքն է, որոշվում է կայունացված ռեժիմի հաշվարկից, իսկ $\Delta P_{n,p}$ -ը ակտիվ հզորության ոչ բեռնվածքային կորուստներն են, g -ն տրանսֆորմատորի միջուկը կամ պսակաձև պարպումը մոդելավորող լայնական ճյուղի ակտիվ հաղորդականությունն է, U -ն գծային լարումն է, որոշվում է կայունացված ռեժիմի հաշվարկով [1, 2]:

Խնդրի դրվածքը: Հետազոտել 6(10)...35 կՎ ցանցերում ակտիվ հզորության կորուստների և դրանց տոկոսաչափերի կախվածությունը ցանցի մուտքային ակտիվ հզորության մեծությունից:

Դիտարկենք բաշխիչ 6(10)...35 կՎ ցանցերում ակտիվ հզորության բեռնվածքային, ոչ բեռնվածքային և գումարային կորուստների և դրանց տոկոսաչափերի կախվածությունը ցանցի մուտքային ակտիվ հզորության մեծությունից:

Հետագա դատողությունների ու մեկնաբանությունների ընթացքում, չխեղաթյուրելով վերջիններիս ընդհանրությունը, դիտարկենք նկ. 1-ում բերված սխեմայի եռաֆազ ցանցի միագիծ սխեման, որտեղ P -ն և Q -ն եռաֆազ ցանցի սնող հանգույցի ակտիվ և ռեակտիվ հզորություններն են, U_0 -ն սնող հանգույցի գծային լարումն է, P_1 -ը և P_2 -ը սպառիչների ակտիվ հզորություններն են: Վերը նշված

պարամետրերով միագիծ սխեմայի կայունացված ռեժիմի հաշվարկի արդյունքում ստանում ենք լարումների և հոսանքների զծային մեծությունների արժեքները, հետևաբար, միագիծ սխեմայում կորուստները ստացվում են եռաֆազ շղթայի երեք ֆազերի կորուստներին հավասար:



Նկ.1. Միմետրիկ եռաֆազ ցանցի միագիծ սխեմա

Համարում ենք, որ հայտնի են սխեմայի կառուցվածքը, նրա պասիվ պարամետրերը, ինչպես նաև բեռնվածքային հանգույցների (1, 2) ակտիվ հզորությունը և հզորության գործակիցը (նկ. 1): Սնող հանգույցի U_0 լարումը համարում ենք ֆիքսված և անփոփոխ:

Հետագոտենք ցանցի ակտիվ հզորության կորուստների փոփոխությունը՝ կախված սնող հանգույցի P ակտիվ հզորությունից, համարելով, որ բեռնվածքների ակտիվ հզորությունները փոփոխվում են P_1 և P_2 մեծություններին համաչափ, իսկ դրանց հզորության գործակիցները և սնող հանգույցի U_0 լարումը մնում են անփոփոխ:

Ակնհայտ է, որ գոյություն ունի սնող հանգույցի $P_{\min}$ նվազագույն արժեք, որի դեպքում P_1 և P_2 օգտակար առաքումը բացակայում է, բեռնվածքային կորուստները նվազագույնն են, իսկ ոչ բեռնվածքայինը՝ առավելագույնը, համաձայն (1) և (2) բանաձևերի: Նշենք, որ այս դեպքում ցանցի հանգույցների լարումները նվազագույն չափով են տարբերվում U_0 լարումից, և կորուստները 100% են:

$$P_{\min} = \Delta P_{p \min} + \Delta P_{n_{\Sigma p \max}}, \quad (3)$$

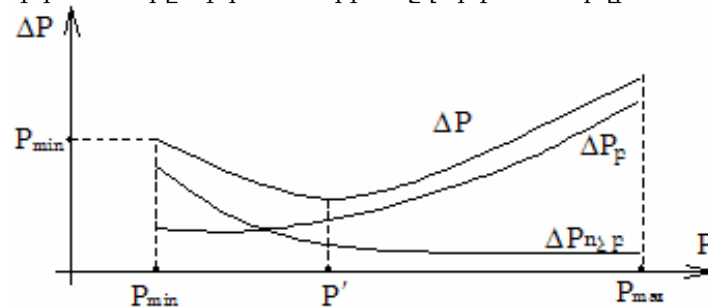
քանի որ ընդհանուր դեպքում՝

$$P = P_1 + P_2 + \Delta P_p + \Delta P_{n_{\Sigma p}}: \quad (4)$$

Սնող հանգույցի ակտիվ հզորության աճին զուգընթաց, համաձայն (1)-ի և (2)-ի, բեռնվածքային կորուստներն աճում են, իսկ ոչ բեռնվածքայինը՝ նվազում, քանի որ գծերի հոսանքներն աճում են, իսկ հանգույցային լարումները՝ նվազում:

Գոյություն ունի նաև սնող հանգույցի P_{max} առավելագույն արժեք, որը որոշվում է կայունացված ռեժիմի առկայության պայմանից, և այս դեպքում բեռնվածքային կորուստները առավելագույն են, իսկ ոչ բեռնվածքայինը՝ նվազագույն:

Նկ. 2-ում բերված են ակտիվ հզորության բեռնվածքային, ոչ բեռնվածքային և գումարային կորուստները՝ կորուստների հաշվարկման մոդելի համար:



Նկ. 2. Ակտիվ հզորության բեռնվածքային, ոչ բեռնվածքային և գումարային կորուստների կախվածությունը սնող հանգույցի հզորությունից

Ինչպես երևում է գրաֆիկից (նկ. 2), ցանցի ակտիվ հզորության կորուստների $\Delta P=f(P)$ ֆունկցիան կարող է ունենալ էքստրեմումի կետ՝ P' :

Դիտարկենք այն պայմանները, որոնց դեպքում $\Delta P=f(P)$ ֆունկցիան ունի էքստրեմումի կետ: Համաձայն սահմանման [3]՝

$$\frac{d[\Delta P(P)]}{dP} = 0:$$

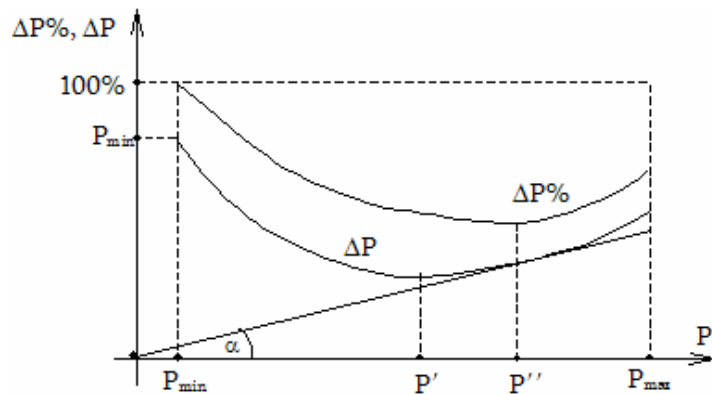
$$\text{Քանի որ } \frac{d(\Delta P_p)}{dP} > 0 \text{ և } \frac{d(\Delta P_{n.p.})}{dP} < 0 \text{ (բեռնվածքային կորուստները մոնո-տոն աճող են, իսկ ոչ բեռնվածքայինը՝ մոնոտոն նվազող), ուստի}$$

$$\frac{d(\Delta P_p)}{dP} + \frac{d(\Delta P_{n.p.})}{dP} = 0 \quad (5)$$

հավասարման արմատի գոյության անհրաժեշտ և բավարար պայմանը այնպիսի P' կետի առկայությունն է, որի դեպքում բեռնվածքային կորուստի աճի արագությունը հավասար է ոչ բեռնվածքային կորուստի նվազման արագությանը:

Հաշվարկները ցույց են տալիս, որ 6(10)...35 կՎ բաշխիչ ցանցերում բեռնվածքային կորուստների աճի արագությունը սովորաբար գերազանցում է ոչ բեռնվածքային կորուստների նվազման արագությանը, և դրանք կարող են հավասարվել միայն P_{min} կետի շրջակայքում: Այսպիսով, P' կետում ակտիվ հզորության կորուստը նվազագույնն է: Գրաֆիկում ցույց տրված կորերը կարելի է ստանալ փորձնական ճանապարհով:

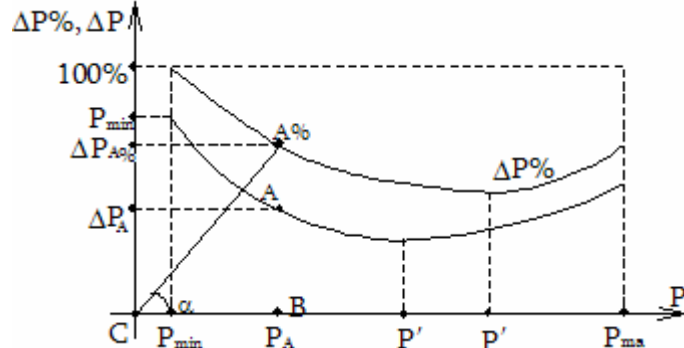
Ակտիվ հզորության կորուստի կորից (նկ. 2) երկրաչափորեն կարելի է ստանալ ակտիվ հզորության կորուստի տոկոսաչափի կորը, որը ցուցադրված է նկ. 3-ում: A կետում ΔP_A արժեքին համապատասխանող $\Delta P_{A\%}$ արժեքը որոշելու համար պետք է հաշվել $P_A/\Delta P_A$ հարաբերությունը՝ $\Delta P\% = \text{tg} \alpha \cdot 100\%$:



Նկ. 4. Ակտիվ հզորության հարաբերական կորստի էքստրեմումի երկրաչափական մեկնաբանությունը

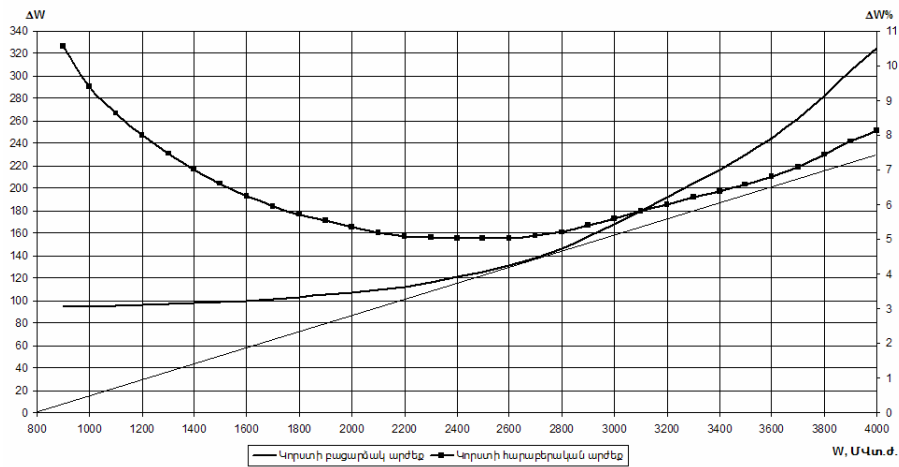
Վերը ասվածից (նկ. 3) հետևում է, որ $\Delta P\%$ հարաբերությունը կլինի նվազագույն, երբ $P/\Delta P$ հարաբերությունը նվազագույնն է, այսինքն α անկյունը նվազագույնն է (նկ. 4):

Հիմնվելով վերևը բերված եզրահանգումների վրա՝ կարող ենք կատարել մեկ այլ հետևություն ևս: Ակտիվ հզորության կորստի տոկոսաչափի կորից ակտիվ հզորության կորստի բացարձակ արժեքը երկրաչափորեն որոշելու համար պետք է որոշել $P \cdot \Delta P\%$ արտադրյալը, որը երկրաչափորեն կլինի $A\%BC$ եռանկյան մակերեսին համարժեք երկարությամբ հատված (նկ. 5): Սա էլ իր հերթին կնշանակի, որ ΔP -ի արժեքը կլինի նվազագույն այն դեպքում, երբ $A\%BC$ եռանկյան մակերեսը նվազագույն է:



Նկ. 5. Ակտիվ հզորության բացարձակ կորստի կորի երկրաչափական մեկնաբանումը

Ստորև բերված են Դիլիջանի 6 կՎ լարման էլեկտրական ցանցում ակտիվ հզորության կորուստների գրաֆիկները՝ կորուստների բացարձակ և հարաբերական արժեքներով (նկ. 6):



Նկ. 6. Ակտիվ հզորության բացարձակ և հարաբերական կորուստների գրաֆիկները
Դիլիջանի 6 չՎ լարման էլեկտրական ցանցի համար

ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆ

1. Գոյություն ունեն սնող հանգույցի ակտիվ հզորության այնպիսի արժեքներ (P' , P''), որոնց դեպքում ցանցում ապահովվում են բացարձակ և հարաբերական կորուստների նվազագույն արժեքներ, ընդ որում, $P'' > P'$:
2. Ակտիվ հզորության բացարձակ կորստի գրաֆիկի (P'' , $\Delta P(P'')$) կետում տարված շոշափողը անցնում է սկզբնականով:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Поспелов Г.Е., Сыч Н.М.** Потери мощности и энергии в электрических сетях.- М.: Госэнергоиздат, 1981. - 216 с.
2. **Железко Ю.С.** Выбор мероприятий по снижению потерь электроэнергии в электрических сетях.- М.: Энергоиздат, 1989. - 176 с.
3. **Хемди А. Таха.** Введение в исследование операций. 2005- М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. - 912 с.

«Էներգետիկայի գիտահետազոտական ինստիտուտ» ՓԲԸ. Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 03.04.2011:

Н.Г. АТАБЕКЯН, Л.В. САФАРЯН

**ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПОТЕРЬ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В
ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ**

В электрических сетях 6...35 кВ исследованы зависимости абсолютных и относительных потерь активной мощности от входной активной мощности. Определены точки экстремума этих потерь и приведена геометрическая интерпретация.

Ключевые слова: активная мощность, абсолютные и относительные потери, экстремум, нагрузочные и ненагрузочные потери.

N.G. ATABEKYAN, L.V. SAFARYAN

**ANALYSIS OF ACTIVE POWER LOSS DYNAMICS IN
ELECTRICAL NETWORKS**

The dependences of active power absolute and percentage losses on input active power are analyzed for electrical networks of 6...35 kW. The extremum points of the losses are defined and a geometrical interpretation is given.

Keywords: active power, absolute and percentage losses, extremum, load losses and non-load losses.

Ա.Ս. ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ, Ա.Հ. ՇԱՐԱԲՅԱՆ, Ա.Ա. ՄԵԼԻՔՅԱՆ, Է.Ն. ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ

ՄԵՔԵՆԱՅԱԿԱՆ ԹԱՐԳՄԱՆՈՒԹՅԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐՈՒՄ
ԳԻՏԵԼԻՔՆԵՐԻ ԲԱԶԱՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՄԱՆ ՄԿՋԲՈՒՆՔՆԵՐԸ

Առաջարկված է մեքենայական թարգմանության համակարգերի բաղադրիչ մաս հանդիսացող գիտելիքների բազայի ձևավորման ֆորմալ մի մեթոդ, որը թույլ է տալիս որոշել գիտելիքների բազայի հիմնական միավորների կազմը, այդ միավորների միջև հաստատվող իմաստաշարահյուսական հարաբերություններն արտահայտող կապերի կազմը և այդ կապերի ծածկագրման եղանակները:

Առանցքային բառեր. իմաստային թարգմանիչ, ինֆորմացիոն բազա, գիտելիքների բազա, կոնցեպտ, շարահյուսական հարաբերություն, իմաստային հարաբերություն, կոնցեպտների ստրուկտուրավորում, մուլտիպլետ, հարաբերական սխալ:

Ժամանակակից մեքենայական թարգմանության համակարգերում (ՄԹՀ) առավել արդյունավետ է համարվում դրանց աշխատանքի կազմակերպման հետևյալ սխեման.

1. Մուտքային տեքստը (տեքստի հատվածները) ձևափոխվում և բերվում են որոշակի մաթեմատիկական ֆորմալ տեքսի, որն այդ տեքստում առկա օբյեկտները և պրոցեսներն արտապատկերող փաստերի իմաստային նմանակը;
2. Ստացված նմանակի հիման վրա գեներացվում են ելքային տեքստի նախադասությունները՝ ելքային լեզվի բառարանների և քերականական կանոնների հիման վրա:

Նշված իմաստային նմանակների ներկայացման ընդունված ձև են համարվում n չափանի ռեկացիաները: Ըստ [1]-ի և [3]-ի՝ ավելի հարմար է օգտագործել բինար (երկչափ $n = 2$) ռեկացիաներ՝

$$G(L1, L2) \xrightarrow{Ph} R(k1, k2), \quad (1)$$

որտեղ $L1$ -ը և $L2$ -ը մուտքային նախադասության լեկսեմներն են, $k1$ -ը և $k2$ -ը $L1$ և $L2$ լեկսեմների իմաստային համարժեքները (որոնց այսուհետև կանվանենք կոնցեպտներ), $G(L1, L2)$ -ը (հետագայում $G12$) $L1$ և $L2$ լեկսեմների միջև հնարավոր շարահյուսական հարաբերությունն է, $R(k1, k2)$ -ը (հետագայում $R12$) այդ շարահյուսական հարաբերության իմաստային համարժեքը, իսկ Ph -ը (1) անցման կանոնը, որը երկչափ (բինար) հարաբերությունների դեպքում ներկայացվում է միարժեք համապատասխանության կանոններով: (1)-ում $L1$ -ի և $L2$ -ի միջև բինար հարաբերությունների գնահատման ժամանակ հարկավոր է ՄԹՀ-ի շարահյուսական

վերլուծության փուլը փոխարինել իմաստա-շարահյուսական վերլուծության փուլով: Մուտքային նախադասության իմաստային նմանակը (1) ձևափոխության դեպքում կստացվի ծառանման գրաֆի տեսքով, որի հանգույցները նախադասության Li անդամների իմաստային համարժեք հանդիսացող ki կոնցեպտներն են, իսկ դրանց միջև կապերը համապատասխանում են Li-երի միջև եղած շարահյուսական հարաբերություններին: Վերը նշված գրաֆը ստանալու համար ՄԹՀ-ն պետք է ունենա ինֆորմացիոն բազա, որի համար առաջարկվում է հետևյալ ենթաբազաներից կազմված կառուցվածքը.

1. շարահյուսական նկարագրի ենթաբազաներ,
2. գիտելիքների ենթաբազա (ԳԲ):

Նախադասության մեջ երկու բառերի միջև հարաբերությունը ունի երկու բաղադրիչ՝ շարահյուսական և իմաստային (ըստ [2]-ի): Բազմալեզու թարգմանիչներում նույն իմաստային հարաբերությանը կարող են համապատասխանել տեսքով տարբեր շարահյուսական հարաբերություններ: Այս հանգամանքը կարող է դժվարացնել թարգմանության ընթացքում մուտքային տեքստի բառերի միջև առկա շարահյուսական հարաբերությունների համարժեքի որոնումը ելքային տեքստում: Այս խնդիրը լուծելու համար առաջարկվում է յուրաքանչյուր R_{ij} հարաբերության իդենտիֆիկատորը (տվյալ դեպքում կապի կոդը) ներկայացնել երկու բաղադրիչով՝

$$R_{ij} = (R_0, R_1)_{ij}, \quad (2)$$

որտեղ R_0 -ն իմաստային բաղադրիչն է (արտահայտում է հարաբերությունների էությունը), իսկ R_1 -ը՝ դիտարկվող լեզուներում միևնույն R_0 իմաստային հարաբերությունն արտահայտող ձևաբանական տեսքերի հնարավոր կոմբինացիաների համարը: Վերը նշված բաղադրիչների ներմուծման անհրաժեշտությունը դիտարկենք բայ-գոյական հարաբերությունների օրինակով: Նշենք բայ-գոյական հարաբերությունների R_0 բաղադրիչի արտահայտման ձևերը: Այդ հարաբերությունները բաժանվում են երկու խմբի՝ հարաբերություններ, որոնք բնորոշ են որոշակի տիպի բայերին, և հարաբերություններ, որոնք կարող են լինել ցանկացած բայի մոտ: Առաջին խմբին պատկանող հարաբերությունները բխում են բայի էությունից, իսկ երկրորդ խմբին պատկանողները ցույց են տալիս տվյալ բայով ներկայացվող գործողության հետ կապված հատկանիշները (ձև, տեղ, ժամանակ և այլն): Բայ-գոյական հարաբերությունների համար առաջարկվում է R_0 բաղադրիչի հետևյալ կազմը՝ հայտնի ենթակայական ($R_0 = 1$) և ուղիղ խնդրի ($R_0 = 2$) հարաբերություններ; ուղիղ իմաստով հանգման ($R_0=3$), անջատման ($R_0=4$) և գործողության իրականացման միջոցի ($R_0=5$) հարաբերություններ; փոխաբերական իմաստով հանգման ($R_0=6$), անջատման ($R_0=7$) և գործողության իրականացման միջոցի ($R_0=8$) հարաբերություններ:

Օրինակ՝ <<Ես դրեցի գիրքը սեղանին: - I put the book on the table. >> կամ <<Ես գրկեցի մայրիկին: - I embraced the mother.>> նախադասությունների մեջ բայն ունի ուղիղ իմաստով հանգման հարաբերություն ($R_0 = 3$): Սակայն եթե գրենք՝ <<Ես դիմեցի նրան: - I applied to him.>>, ապա այս դեպքում բայն ունի արդեն

փոխաբերական իմաստով հանգման ($R_0=6$) հարաբերություն: Բերված օրինակներից երևում է նաև R_{ij} -ի R_i բաղադրիչի ներմուծման անհրաժեշտությունը, քանի որ դրանց մեջ նույն իմաստային R_0 հարաբերությունն արտահայտվում է տարբեր կերպ: Այս օրինակներում ակնհայտ է, որ հայերենից անգլերեն $R_0=3$ հարաբերության արտահայտման ձևերը երկուսն են՝

- $R_0 = 3, R_1 = 1$ – ուղիղ իմաստով հանգման հարաբերություն, հայերենում տրական հոլովով արտահայտված, իսկ անգլերենում օո նախդիրով կազմվող;
- $R_0 = 3, R_1 = 2$ – ուղիղ իմաստով հանգման հարաբերություն, հայերենում տրական հոլովով արտահայտված, իսկ անգլերենում առանց նախդիրի:

Իմաստաշարահյուսական վերլուծության համար պետք է, որ (3,1) և (3,2) հարաբերությունների ձևաբանական կողմն արտահայտված լինի հայերեն և անգլերեն լեզուների շարահյուսական նկարագրի ենթաբազաններից յուրաքանչյուրում, ինչպես նաև այդ հարաբերությունները տրված լինեն ԳԲ-ում:

Այժմ դիտարկենք կոնցեպտների կազմի ընտրման հարցը: Պարզ է, որ այս հարցի լուծման համար ելակետ են հանդիսանում թարգմանվող լեզվի բառերը: Եթե հայտնի են մուտքային A լեզվի բառերը՝ LA_i , ապա դրանցից յուրաքանչյուրի ներկայացման համար ԳԲ-ում պետք է լինի ki կոնցեպտ, որի անունը A լեզվում պետք է համընկնի LA_i -ի հետ: Եթե LA_i բառի թարգմանությունը B լեզվում LB_i -ն է, ապա այդ B լեզվում ki կոնցեպտի անունը պետք է լինի LB_i : Սակայն հաճախ նույն LA_i -ին B -ում կարող են համապատասխանել հոմանիշ չհանդիսացող տարբեր բառեր ($L_1B_i, L_2B_i, \dots, L_mB_i$): Այս դեպքում հնարավոր չի լինի կատարել A -ից B թարգմանությունը վերը նշված սխեմայով թարգմանության սինթեզի փուլում B լեզվում առաջացած անորոշության պատճառով: Խնդիրը լուծելու համար պետք է բազմացնել ki կոնցեպտը, այնպես որ տեղի ունենան իրար հետ չհամընկնող հետևյալ եղանակները (ըստ [3]-ի և [4]-ի).

$$LA_i \rightarrow k_{ij} \rightarrow L_i B_i, i = 1, \dots, n, \quad (3)$$

որտեղ k_{ji} –ով արտահայտված են LA_i բառի բոլոր իմաստները, $L_i B_i$ –ով՝ ելքային B լեզվում ամեն j -րդ իմաստն արտահայտող բառերը: Նման իրավիճակի առաջացումը վկայում է, որ LA_i -ն բազմիմաստ բառ է, և նրա իմաստներն արտահայտվում են տարբեր կոնցեպտներով: Ցանցային բազաներում կոնցեպտների հատկություններն արտահայտվում են իրենց կապերով: Հետևաբար, վերը նշված եղանակներում k_{ji} -երից յուրաքանչյուրը պետք է ունենա իր՝ մյուսներից տարբերվող կապերի կազմը: Այդ կապերը բնորոշվում են կապի տիպով և կապվող կոնցեպտով: Եթե խմբավորենք կապերն ըստ կապի իդենտիֆիկատորի տիպի, ապա այդ կապերի բազմությունը կարելի է ներկայացնել որպես՝

$$U = \bigcup_{k=1}^t R_k S_k, \quad (4)$$

որտեղ t -ն տվյալ կոնցեպտի մոտ տրվող տարբեր կապերի տիպերի քանակն է, իսկ (S_0 -ն բազայում առկա բոլոր կոնցեպտների բազմությունն է): Սովորաբար $t > 10$, իսկ կապերի տիպերը որոշվում են լեզվաբանի կողմից՝ նախադասության մեջ բառերի օգտագործման սխեմաների հիման վրա: Մյուս կողմից S_k -ի հզորությունը կախված է բազայի հզորությունից և կարող է ընդունել շատ մեծ արժեքներ: Բազայի ձևավորման ընթացքում կոնցեպտների ցանկացած $\{i, j\}$ զույգի համար պետք է, որպեսզի i -րդ կոնցեպտի U_i կապերի բազմությունը հավասար չլինի j -րդ կոնցեպտի U_j կապերի բազմությանը, ինչպես նաև այդ բազմությունները ընդգրկված չլինեն իրար մեջ, այսինքն՝

$$U_i / U_j \neq 0, U_j / U_i \neq 0, (i = 1, \dots, n, j = 1, \dots, n, i \neq j), \quad (5)$$

որտեղ n -ը բազայում առկա կոնցեպտների քանակն է: Այս դեպքում արդեն հնարավոր է դառնում լուծել LA բառի բազմիմաստության խնդիրը: Դրա համար թարգմանվող նախադասության մեջ որոշվում են LA -ի շարահյուսական կապերը նախադասության հարևան բառերի հետ: Այդ կապերի կազմի համեմատումը LA -ի հավակնորդ կոնցեպտների հարաբերությունների հետ հնարավորություն է տալիս որոշել LA -ի ճիշտ հավակնորդ կոնցեպտը նախադասության մեջ՝ B լեզվում ընտրել LA -ի ճիշտ իմաստը: ՄԹՀ-երում ԳԲ-ն ունենում է որոշիչ դեր, սակայն նրա ձևավորումը պահանջում է ծավալուն ինֆորմացիայի մշակում: Բացի այդ, ԳԲ-ն որպես կապակցված կոնցեպտների ամբողջություն դիտարկելով՝ կարելի է պնդել, որ վերջինս հանդիսանում է այդ կոնցեպտներով ներկայացվող առարկայական աշխարհի սխեմատիկ մոդելը: Իրական աշխարհի հետ կապված տեքստերի վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ այդ տեքստերի բառերի միջև եղած շարահյուսափմաստային հարաբերությունները (տես (2) բանաձևը) ունենում են խիստ անհավասարաչափ խտությամբ հանդիպման հաճախություններ: Այսպիսով, տեքստերի վերլուծության բարձր ճշտություն ապահովելու համար անհրաժեշտ է, որ ԳԲ-ի կոնցեպտների միջև տրվող հարաբերություններին կցվի ևս մի պարամետր՝ f , որը ցույց կտա նախադասությունների մեջ այդ հարաբերության հանդիպման հաճախությունը: Այսպիսով (2)-ը կընդունի արդեն հետևյալ տեսքը՝

$$R_{ij} = (R_0, R_1, f)_{ij}: \quad (6)$$

ԳԲ-ի ստեղծումը պահանջում է, որ դրա սկզբնական ձևավորումը կատարվի լեզվաբանի կողմից, ով պետք է լուծի բառերի բազմիմաստության խնդիրը և որոշի ԳԲ-ի կոնցեպտների կազմը: ԳԲ-ի սկզբնական ձևավորումից հետո միայն ծրագրային փաթեթների օգնությամբ կարելի է վերահսկել (3) և (5) պայմանները և առաջարկել ճշգրտումներ (6)-ում f բաղադրիչի արժեքի վերաբերյալ: Սակայն (4)-ի մեջ t -ի և S_k հզորության մեծ արժեքները կարող են հանգեցնել հետևյալ խնդիրներին.

1. Բազայի ձևավորումը կդառնա խիստ աշխատատար՝ կմեծանա լեզվաբանի կողմից տրվող կապերի քանակը, կդժվարանա (3) և (5) պայմանների վերահսկման գործընթացը:
2. Կմեծանան ԷՀՄ-ի հիշողության մեջ ԳԲ-ի կոնցեպտները ներկայացնող կազմակերպչական աղյուսակների ծավալները, որի պատճառով կմեծանա

տեքստերի թարգմանության ընթացքում այդ աղյուսակների հետ որոնումային գործընթացների տևողությունը:

Նշված պրոբլեմների լուծման նպատակով այս աշխատանքում առաջարկվում է թարգմանչական համակարգերի ԳԲ-ների ձևավորման ժամանակ օգտագործել հետևյալ մոտեցումները.

1. R_{ij} հարաբերությունների բազմությունը բաժանել երկու չհատվող ենթախմբերի՝ բազային հարաբերություններ և դրանցից ածանցվող հարաբերություններ:
2. Կատարել կոնցեպտների ստրուկտուրավորում և դրա օգնությամբ ստեղծել սեմանտիկ բրգաձև ցանցեր, որոնցում, ի հաշիվ ժառանգելիության մեխանիզմների կիրառման, կտրուկ կփոքրանան S_k բազմությունների հզորությունները:

Առաջին կետի ներդրման դեպքում բազային հարաբերությունները ֆիքսվում են ԳԲ-ում լեզվաբանի կողմից, իսկ երկրորդ խմբի հարաբերություններն ածանցվում են դրանցից որոշակի ալգորիթմներով, որոնց իրականացման մոդուլները ներդրվում են թարգմանիչի միջուկի կազմում: Դա թույլ է տալիս նվազեցնել բազայում ուղղակիորեն տրվող հարաբերությունների քանակը: Յուրաքանչյուր այս մոտեցման հնարավորությունները օրինակով: Ենթադրենք պահանջվում է թարգմանել հետևյալ ֆրազմենտը՝ <<Բանտարկյալի փախուստը բանտից ձախողվեց:>> Այստեղ <<բանտարկյալ>> և <<փախուստ>> բառերի միջև առկա է հատկացուցչային կապ: Սակայն այդ կապը կարող է դասվել ածանցյալ հարաբերությունների դասին, այսինքն այն կարող է ստացվել (ժառանգվել) բազային հանդիսացող <<ենթակաստորոգյալ>> կապից, որն արտահայտում է <<Բանտարկյալը փախչում է>> իմաստային հարաբերությունը, և պետք է նշվում է ԳԲ-ում <<փախչել>> կոնցեպտի մոտ: Նշված ածանցյալ հարաբերության ստացումն ապահովելու համար պետք է ԳԲ-ում <<փախուստ>> գոյականը հատուկ կապի միջոցով կապել <<փախչել>> բայից, որից նա ծրագրային միջուկում ներդրված մոդուլների պետք է ժառանգի իր հատկացուցչային կապերը: Նկատենք, որ նման ածանցյալ հարաբերությունների քանակը բավականին մեծ է, և դրանց ցանկի և ստացման ալգորիթմների հարցը առանձին լեզվաբանական խնդիր է և դուրս է այս աշխատանքի քննարկման սահմաններից:

Այժմ դիտարկենք կոնցեպտների ստրուկտուրավորման խնդիրը: Նախ սահմանենք <<մուլտիպլետի>> գաղափարը: Մուլտիպլետը բազայի կոնցեպտներից կազմված միաստիճան հիերարխիկ կառուցվածք է: Մուլտիպլետի գագաթը վերացական կոնցեպտ է, որը բազա է մտցվում մուլտիպլետի ձևավորմանը զուգընթաց: Նշենք, որ այդ կոնցեպտները մուլտիպլետի ձևավորման փուլում չեն իդենտիֆիկացվում թարգմանվող լեզվի բառերով: Մուլտիպլետի ստորադաս կոնցեպտների քանակը պետք է մեծ լինի մեկից: Մուլտիպլետի ստորադաս կոնցեպտների կապը գագաթի հետ հաստատվում է հատուկ կապով, որով ստորադասին թույլ է տրվում ժառանգել իր վերադասի՝ R_{ij} կապերով արտահայտվող բոլոր հատկությունները: Այս հատկության շնորհիվ մուլտիպլետի ձևավորման փուլում այն R_{ij}-երը, որոնք առկա են մուլտիպլետի բոլոր ստորադասների մոտ, տեղափոխվում են և տրվում

մուլտիպլետի գազաթ հանդիսացող կոնցեպտի մոտ: Այսպիսով, մուլտիպլետի ներդրումը բազայի մեջ թույլ կտա (4)-ում փոքրացնել Sk-ի հզորությունը՝ լուծելով վերնում նշված բազայի ձևավորման ժամանակ առաջացող խնդիրները: Sk-ի հզորությունն ավելի կփոքրանա, եթե մուլտիպլետի ձևավորման փուլում դրա ստորադասների ցանկում կարողանան ընդգրկվել նաև այլ մուլտիպլետների գազաթներ հանդիսացող կոնցեպտներ, որոնք այդ պահին արդեն առկա կլինեն ԳԲ-ում: Մուլտիպլետի ձևավորման ընթացքում դրա գազաթին վերագրվում է մակարդակի համար: Վերջինս մեկով ավելին է, քան տվյալ մուլտիպլետի ամենաբարձր մակարդակն ունեցող ստորադասի մակարդակի համարը (այդ կոնցեպտը կարող է լինել նաև մեկ այլ մուլտիպլետի գազաթ): Մինչ ստրուկտուրավորումը բոլոր կոնցեպտներին վերագրվում է զրոյական մակարդակ: Այսպիսի ստրուկտուրավորման ժամանակ ԳԲ-ն դառնում է բրգաձև համակարգերի ամբողջություն, որոնցից յուրաքանչյուրի գազաթը հանդիսացող մուլտիպլետը (մուլտիպլետի գազաթը) լեզվում առկա խոսքի մասերից որևէ մեկն է (գոյական, ածական, բայ և այլն): Նման բրգաձև համակարգ ստեղծելու ընթացքում նվազագույն հզորությամբ Sk-ներ ստանալու համար այս աշխատանքում առաջարկվում է օգտագործել հետևյալ երկու սկզբունքները.

1. ԳԲ-ում առկա ցանկացած կոնցեպտ (թե թարգմանվող լեզվի բառերով արտահայտվող, և թե բազա ներմուծված մուլտիպլետների գազաթները ներկայացնող) պետք է ընդգրկված լինի որևէ մուլտիպլետի ստորադասների կազմում (բացի խոսքի մասերը ներկայացնող կոնցեպտներից):
2. Բուրգի կառուցման ժամանակ ընթացիկ մուլտիպլետի ստորադասների կազմին հավակնորդ կոնցեպտների ընտրման պահին այդ մուլտիպլետի որակի գնահատականի (Q) որոշման համար օգտագործել հետևյալ ֆունկցիան.

$$Q = n \frac{m_0}{m_0 + \sum_{i=1}^n m_i}, \quad (7)$$

որտեղ n -ը կառուցվող մուլտիպլետի ստորադասների ընթացիկ կազմի հավակնորդ կոնցեպտների քանակն է, m_0 -ն՝ մուլտիպլետի k_0 գազաթի մոտ տեղափոխված կապերի քանակը, իսկ m_i -ն i -րդ ստորադասի մոտ եղած կապերի քանակը: Եթե բուրգի ձևավորման յուրաքանչյուր տակտում ապահովվեն Q-ի առավելագույն արժեքներ, ապա դինամիկ ծրագրավորման սկզբունքի համաձայն՝ ստացվող սեմանտիկ բրգաձև ցանցի որակը մոտ կլինի իր օպտիմալ արժեքին: Նկատենք, որ այս ֆունկցիան փորձում է համատեղել մուլտիպլետի ձևավորման ընթացքում երկու իրար հակասող պահանջները՝ ստորադասների կազմի քանակի (n) ընդլայնումը և մուլտիպլետի k_0 գազաթի մոտ տրվող կապերի քանակը (m_0): Քանի որ n -ի մեծացումը հանգեցնում է m_0 -ի փոքրացմանը, m_0 -ի փոքրացումն էլ բերում է m_i -ի մեծացմանը, ապա այդ դեպքում n -ի մեծացումը հանգեցնում է (7)-ում բաղադրիչի փոքրացմանը: Այսպիսով, Q-ի առավելագույն արժեք ապահովելու համար անհրաժեշտ է գտնել n -ի օպտիմալ արժեքը: Սակայն իրականում

մուլտիպլետի ձևավորման պրոցեսում պետք է հաշվի առնել նաև (6)-ում առկա f պարամետրը: Երբ մուլտիպլետի ստորադաս կոնցեպտների մոտից նույն ($R0, R1$) կապը տեղափոխում ենք դեպի $k0$ գագաթ, ապա վերջինիս մոտ այդ կապի f պարամետրի արժեքը պետք է լինի բոլոր տեղափոխված կապերի f պարամետրերի թվաբանական միջինը: Վերջին հանգամանքը հաշվի առնելով՝ Q -ի արտահայտության ճշգրտված տեսքը կլինի հետևյալը.

$$Q = n \frac{\sum_{i=1}^{m_0} f_{i\bar{m}g}}{\sum_{i=1}^{m_0} f_{i\bar{m}g} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{m_i} f_{ji}}, \quad (8)$$

որտեղ $f_{i\bar{m}g}$ -ը գագաթ տեղափոխված i -րդ կապի f պարամետրի միջին արժեքն է, իսկ f_{ji} -ն՝ մուլտիպլետի i -րդ ստորադասի j -րդ կապի f պարամետրի արժեքը: Բնական է, որ գագաթ տեղափոխվող կապերի մոտ f_i -երի փոխարինումը $f_{\bar{m}g}$ -ով կարող է հանգեցնել սխալների: Այդ պատճառով մուլտիպլետի ընտրումը (n -ի օպտիմալ արժեքի և ստորադասների կազմի ընտրումը) պետք է կատարվի ոչ միայն Q -ի օպտիմալ արժեքին հասնելու պայմանով, այլ նաև հետևյալ սահմանափակումը հաշվի առնելով.

$$\frac{\max_{i=1 \dots n} |t_{\bar{m}g} - t_i|}{f_{\bar{m}g}} \leq \alpha, \quad (9)$$

որտեղ α -ն հարաբերական սխալի թույլատրելի արժեքն է:

ԳԲ-ի ձևավորման, (3) և (5) պայմանների հսկման, ԳԲ-ում կոնցեպտների կիսման և ստանձման, մուլտիպլետների ընտրման և գնահատման գործընթացը պահանջում է մեծածավալ ինֆորմացիայի մշակում: Նշվածի իրականացումը պահանջում է մարդ-մեքենայական համակարգի առկայություն: Այսպիսով մուլտիպլետի ստեղծման պրոցեսում մարդը պետք է ունենա որոշակի դերակատարություն: Որպեսզի նա կարողանա տարբեր մանիպուլյացիաներ կատարել մուլտիպլետների հետ, անհրաժեշտ է, որ մուլտիպլետի գագաթները ներկայացնող վերացական կոնցեպտները մարդու կողմից ստանան բառային անուններ, որոնք պետք է տրվեն լեզվաբանի կողմից՝ ելնելով դրանց ստորադասների կազմից և ներկայացնեն այդ ստորադասների ընդհանրացումը: Այդ անվանումները չպետք է հանդիսանան թարգմանվող լեզվի տարբեր: Այսպիսով նշված մարդ-մեքենայական համակարգերը պետք է ընդունեն հատուկ խմբագրիչների տեսք, որոնք բացի ԳԲ-ի կազմակերպչական միավորների որոնման, ստեղծման կամ հեռացման օպերացիաներից, թույլ կտան նաև գնահատել սեմանտիկ, բրգաձև համակարգերի որակը, իսկ նրա բաղադրիչների՝ մուլտիպլետների ստեղծման պրոցեսում ԳԲ-ն մշակող մասնագետին կտան համապատասխան խորհրդատվություններ:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Манукян А., Казарян Р.** Лингвистические основы организации процесса смыслового машинного перевода // Вестник ГИУА (Политехник): Сборник научных и методических статей. - Ереван, 2010.-Т. 1. – С. 270
2. **Манукян Э., Манукян С., Манукян А., Саядян А.** Основы построения интеллектуальной системы машинного перевода текстов // Сборник материалов годичной научной конференции ГИУА. -Ереван, 2001.-Т. 1. – С. 306.
3. **Manukyan E., Manukyan A., Manukyan S., Manukyan K.** Constructive Approach to the Selection of Metalanguage for Control of the Linguistic Process of Machine Translation // In Proc. Of CSIT-2003 Conference. -Yerevan, Armenia. - P. 251-253.
4. **Arnold D., Balkan L., Meijer S.** MACHINE TRANSLATION // An Introductory Guide, Linguistics, University of Essex, Colchester, CO4 3SQ, UK, doug@essex.ac.uk. -March 6, 2001. – P. 1-124.

ՀՊՃՀ(Պ): Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 29.02.2011:

А.С. МАНУКЯН, А.А. ШАРАБЧЯН, А.А. МЕЛИКЯН, Э.Н. МАНУКЯН

ПРИНЦИПЫ ОБРАЗОВАНИЯ БАЗЫ ЗНАНИЙ В СИСТЕМАХ МАШИННОГО ПЕРЕВОДА

Предложен формальный метод образования одной из составляющих в системах машинного перевода - базы знаний, который позволяет определить состав единиц базы знаний, состав связей, выражающих семантико-синтаксические отношения между ними, и методы кодирования этих связей.

Ключевые слова: смысловой переводчик, информационная база, база знаний, концепт, синтаксическое отношение, семантическое отношение, структурирование концептов, мультиплет, относительная ошибка.

A.S. MANUKYAN, A.H. SHARABCHIAN, A.A. MELIKYAN, E.N. MANUKYAN

THE PRINCIPLES OF KNOWLEDGE BASE FORMATION IN MACHINE TRANSLATION SYSTEMS

The formal method of forming the knowledge base as one of the components of machine translation systems, which allows to define the unit structure of the knowledge base, the structure of connections expressing semantico-syntactical relations between them and methods of these connections coding is proposed.

Keywords: semantic translator, information base, knowledge base, concept, syntactical relations, semantic relations, structuring of concepts, multiplet, relative error.

V.SH. MELIKYAN, N.S. EMINYAN, S.G. CHOBANYAN, N.H. BEGLARYAN

DESIGN METHOD OF LOW-LEAKAGE HYBRID 9T-SRAM

This paper presents a new method based on hybrid 9T cell for low-leakage SRAM design. The proposed method is based on the phenomenon that the read and write delays of a SRAM block's memory cell depend on the geometric distance of the cell from the sense amplifier and the decoder. The key idea is to use different types of 9T-SRAM cells corresponding to different threshold voltages for each transistor in the mentioned cell. Unlike other techniques for low-leakage SRAM design, the proposed method incurs no area or delay overhead. It leads only to minor change in existing SRAM design flow. The leakage current reduction achieved by using the proposed method depends on the value of the high threshold voltage, as well as the number of rows and columns in the memory cell array. Simulation results using this method show that the leakage current of an 8 Mbit SRAM block realized in 28 nm process technology is reduced by more than 30%.

Keywords: static random access memory (SRAM), 9T cell, low-leakage design, multiple threshold voltages.

Introduction. As the process technology continues to scale, leakage power has become a major concern in the design of VLSI systems. The leakage power dissipation is roughly proportional to the active area of the circuit. A significantly large segment of modern processors and SoC designs are occupied by SRAMs [1]. Therefore, the leakage power dissipation of a SRAM is one of the main components of power dissipation in today's microprocessors. Many investigations and researches have been made on SRAM's leakage issue. For example, it has been proposed to use an asymmetric SRAM cells to reduce the leakage current [2]. This method takes advantage of the fact that in regular programs most of the bits in data-cache and instruction-cache are zero. It has been also presented a forward body-biasing method for active and standby leakage power reduction in cache memories by including the device-level optimization into circuit-level techniques [3]. In [4], a dynamic threshold voltage technique to reduce the leakage power in SRAMs is proposed. By this method, the threshold voltage of the transistors of each cache line is controlled separately using body biasing. A diode-connected PMOS bias transistor to control the virtual ground [5] is also proposed to use. Although many techniques have been proposed to address the problem of low-leakage SRAM design, most of them result in hardware overhead and hence increase chip's area and reduce the manufacturing yield.

In this paper nine-transistor SRAM configuration is used. As demonstrated in [6], 9T memory cell can be an alternative design to a conventional 6T cell in future highly-integrated SRAM for sub-micron technologies because of their excellent tolerance to the process variations. To be noted, compared with the 8T [7] and 10T [8] cells the 9T-SRAM cell offers significant advantages in terms of power consumption.

Here it is presented a method for low-power SRAM design based on using different types of 9T-SRAM cells with different threshold voltage assignments. The idea is that due to the non-zero delay of interconnects different cells in a memory array have different read and

write delays. Therefore, the leakage current can be reduced by using a high threshold voltage for some transistors. This method has the following main advantages over previous techniques:

- no hardware overhead is required;
- no delay overhead is produced;
- no drastic changes in design flow are required.

In addition to the listed above advantages the proposed method improves the static noise margin (SNM) under process variation.

SRAM Design

Memory Architecture

The designed 8 Mbit SRAM block is built up of two 4 Mbit memory blocks along with decoding sections and control logics (Fig. 1(a)). The preferred organization for SRAM is shown in Fig. 1(b). The storage array is made up of simple cell circuits arranged to share connections in horizontal rows and vertical columns. The horizontal lines (wordlines) are driven only from outside the storage array, whereas along the vertical lines (bitlines) data flow into and out of cells. A cell which can store 0 or 1 is accessed for reading or writing by selecting its row and column. The row and column to be selected are determined by decoding binary address information. For example, consider a row decoder that has 2^m output lines, moreover, each new output line is given different m-bit input code. The column decoder takes n-bit input code and produces 2^n bit line access signals, of which any of them can be used at one time. The bit selection using a multiplexer (Mux) to direct the corresponding cell outputs to data registers is made.

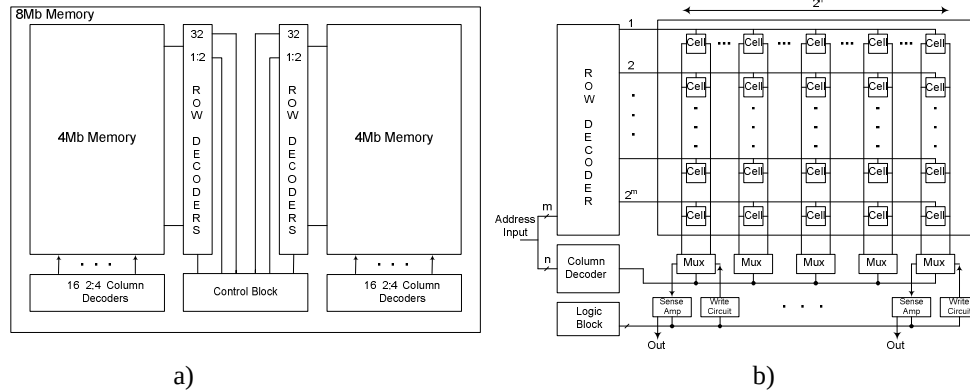


Fig. 1. Detailed view of a) 8 Mbit SRAM Structure; b) SRAM architecture

SRAM Cell

As it has been already mentioned, the nine-transistor configuration shown in Fig. 2(a) was chosen for the cell array. The conventional 6T-SRAM cell (Fig. 2(b)) is too unstable for deep sub-micron technologies, since it fails to meet operational requirements due to a low read SNM. For 9T structure the SNM is improved by isolating the read and write operations. As seen from the 9T-SRAM structure, the configurations from M1 to M6 transistors are the same for both 9T- and 6T-SRAM cells. Since 9T structure consumes higher leakage current

compared with conventional 6T cell due to additional devices, the M7, M8, and M9 transistors have been always used with higher threshold voltages.

Generally, all SRAM cells used in a SRAM block are identical, i.e. the transistors with the same name in all SRAM cells have the same properties, that is - width, length, threshold voltage, etc. However, as it will be shown below, using non-identical cells even with the same layout footprint can realize more efficient power designs.

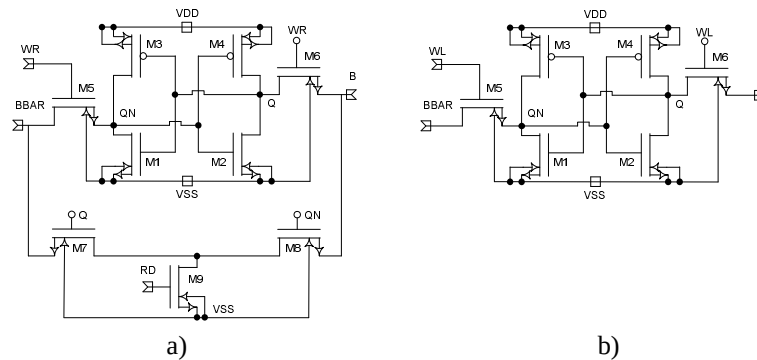


Fig. 2. SRAM cell's schematic view a) 9T; b) 6T

Sense Amplifier

A sense amplifier circuit which is active only during the read operation is used to read the data from the cell. In addition, it helps reduce the delay time and minimizes power consumption in the overall SRAM chip by sensing a small difference in voltage on the bitlines.

Precharge Circuit

The function of the precharge circuit is to charge the bitlines to a high voltage near supply voltage (VDD). The precharge enables the bitlines to be charged high at all times except during write and read cycles.

Address Decoder

In order to significantly reduce the power consumption in SRAM block for designing decoders the following techniques have been used:

- dynamic decoder usage. Using this type of decoder will reduce the number of transistors and will increase the speed of circuit [9];
- multi-stage decoding circuit techniques usage [10]. The decoder is implemented in a tree structure by which only specific paths along the decoder will be active.
- *Control Unit*

The control unit generates internal signals of the SRAM and allows the data to either be written into the memory cell, or it passes the data from the bitlines onto the sense amplifier.

Hybrid Cell SRAM

Due to parasitic parameters of the address decoder's, wordlines', bitlines', and the column multiplexer's interconnects, read/write delay time of SRAM cells in memory core are different. It is clear that read time of the closest cell to the address decoder and the column multiplexer is less than that for the farthest cell. This gives an opportunity to reduce the leakage power consumption of the memory by increasing the threshold voltage of some

transistors in SRAM cells. It is also clear that due to the delay of sense amplifiers and output buffers in read path, the read delay time of SRAM cell is higher than its write delay time. Knowing that by increasing the PMOS transistors' threshold voltage of two cross-coupled inverters in a SRAM cell will increase the write delay without much effecting on its read delay, gives an opportunity to increase the mentioned transistors' threshold voltage until the write time is below some target value for reducing the leakage power.

Since for each additional threshold voltage one more mask layer is needed in the fabrication process resulting in increasing the fabrication cost, but the benefit of having more than two threshold voltages is small [11]. In this paper only two threshold voltages are considered. However, in general, it is possible to extend the consideration for more threshold voltages.

SRAM Cell Configurations

To reduce the cell's leakage power consumption the threshold voltage of all or some of the transistors within the cell should be increased. Maximum reduction of leakage current can be achieved by using only transistors with high threshold voltage, but this situation has the worst effect on the access time of the cell. Thus, it is necessary to consider other configurations as well which have smaller leakage reduction and lower delay overhead.

Unlike [2], a symmetric cell configuration has been used, i.e. the symmetric transistors within a cell have the same threshold voltages. Taking into consideration, that the M7, M8, and M9 transistors in 9T-SRAM cell always will be used with higher threshold voltages, there are eight different possibilities for assigning high and low threshold voltages to the transistors within a cell (Table 1). The configurations are listed in a leakage current reduction direction; C0 is an original configuration and C7 represents a case, when the threshold voltage of all transistors is increased. With "H" symbol are marked transistors with high threshold voltage, whereas not marked transistors are with nominal threshold voltage.

Table 1

Conf.	Considered configurations of 9T-SRAM cell								
	Transistors								
	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8	M9
C0							H	H	H
C1	H	H					H	H	H
C2			H	H			H	H	H
C3					H	H	H	H	H
C4	H	H	H	H			H	H	H
C5	H	H			H	H	H	H	H
C6			H	H	H	H	H	H	H
C7	H	H	H	H	H	H	H	H	H

All simulations have been carried on 28 nm CMOS technology with 1.0 V for the power supply voltage and 0.32V and 0.27V for the low threshold voltages for, correspondingly, NMOS and PMOS transistors at 55°C using Synopsys design environment. Fig. 3 shows the leakage current saving of mentioned configurations versus different threshold voltage values; threshold voltages of NMOS and PMOS transistors were increased until nominal values plus 0.22V.

Each of considered configuration effects read and write delays of memory cell differently. Fig.4 shows the change in read and write delays for each configuration for different

values of the high threshold voltage. It can be seen that the increase in read delay is significant for C5 and C7 configurations in case of higher threshold voltage.

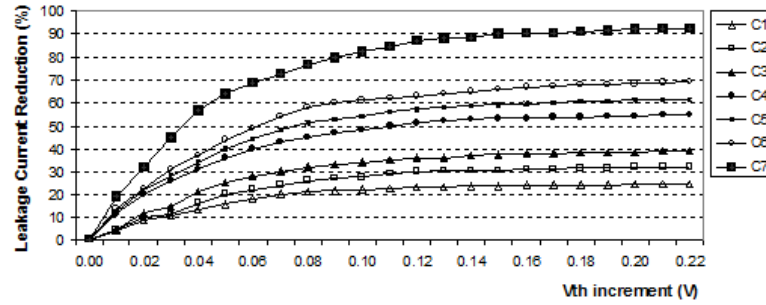


Fig. 3. Leakage current reduction for each configuration

It can also be seen that the write time increases for all configurations except C1 and C4.

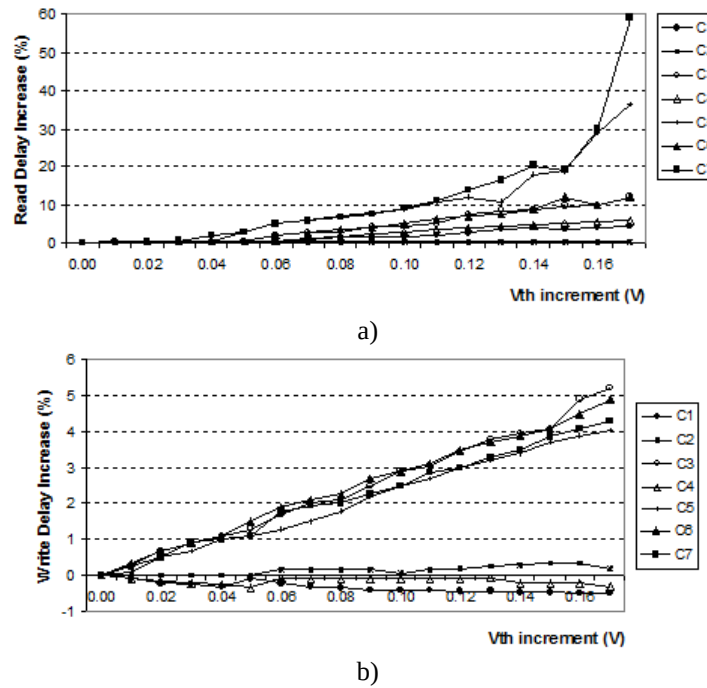


Fig. 4. Change in a) read and b) write delay time for each configuration

Noise Margin

The SNM of a CMOS SRAM cell is defined as the minimum DC noise voltage necessary to flip the state of a cell [12]. The simulation results show that all configurations provide higher nominal SNM than that of original C0 configuration except C2. Moreover, in

case of all these mentioned configurations the SNM is improved with increasing the high threshold voltage. For C2 configuration, however, the SNM is slightly less than that of C0 and degrades with increasing the high threshold voltage.

Due to intrinsic parameter fluctuation the performance and yield of the device is greatly affected. To simulate this effect, the statistical analysis of the 9T-SRAM cell with all considered configurations is carried out. For this purpose Monte Carlo simulation with 1000 samples is carried out with 15% deviation in the threshold voltage. The mean and standard deviation of SNM for different configurations are shown in Table 2 for 0,42V (NMOS) and 0,37V (PMOS) high threshold voltage cases. As it can be seen, all configurations are better $\mu-3\sigma$ than original C0 configuration.

Hybrid Cell Assignment

Fig. 5 shows the main part of the algorithm of the hybrid cell assignment. At first the maximum read and write delays of the memory built up with only low threshold transistors are found. The maximum read and write delay time is labeled as RD_{max} and WR_{max} , correspondingly.

Table 2
Mean and standard deviation of SNM
for different configurations

Conf.	μ (V)	σ (mV)	$\mu-3\sigma$ (mV)
C0	0,261	21,4	196,8
C1	0,284	25,9	206,3
C2	0,252	13,9	210,3
C3	0,310	16,1	261,7
C4	0,278	16,7	227,9
C5	0,339	18,2	284,4
C6	0,302	21,9	236,3
C7	0,335	23,1	265,7

Since C7 configuration results in the highest leakage reduction among all configurations, it is replacing as many C0 cells as possible with C7 cells in such a way that the maximum read/write delay time of the memory will not become larger than RD_{max}/WR_{max} . After that the remaining C0 cells with C6, C5, C4, C3, C2, and C1 are replaced.

In the above mentioned algorithm n and m are the number of rows and columns of the SRAM, respectively. The used configuration is noted with a label. $RD(i, j) \{c\}$ and $WR(i, j) \{c\}$ subprograms return the read and write delay time of 9T-SRAM Cell $(i, j) \{c\}$ cell with c configuration.

If Cell $(i, j) \{c\}$ cell fails working at least with the last C1 configuration, then all next cells in the same i rows fail with the same configuration. The same principle is applied for the j column. The mentioned conditions are checked with rj and ri Boolean parameters.

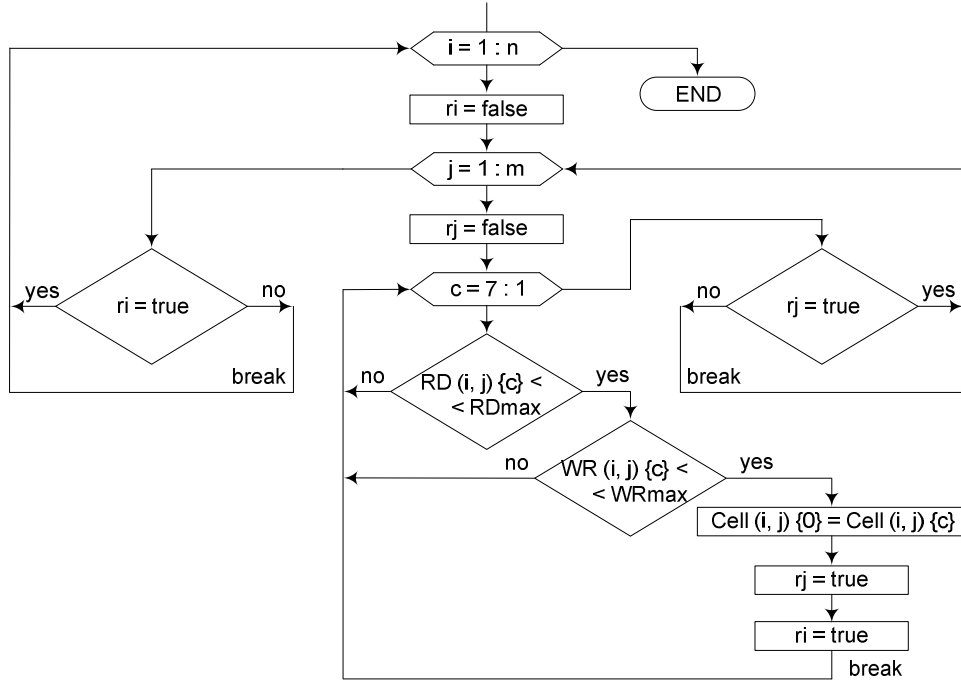


Fig. 5. The algorithm of the hybrid cell assignment

Note that for speeding up the replacement process, instead of checking for possible replacement on each single 9T-SRAM cell, one can select $k \times k$ block and do the checking for the slowest cell in the block. If the slowest cell passes delay test, the whole block is replaced; otherwise, next configuration or block is examined. It is clear that choosing a larger number for k decreases the design time, but degrades the result.

Simulation Results

For evaluating the efficiency of the proposed technique, a 700MHz, 8 Mbit SRAM block built with two 4 Mbit sub-blocks is designed. The design of memory is realized using 28 nm CMOS technology with 1V for the power supply voltage and 0.32V (NMOS) and 0.27V (PMOS) for the low threshold voltages. The simulation is performed with Synopsys XA [13] simulator. Table 3 shows the leakage power reduction achieved and the usage of each configuration for different values of the high threshold voltage. As it is seen from the data, the leakage saving is not very sensitive to the threshold voltage because of 0.05V increment in the threshold voltage.

Table 3

The leakage reduction and the usage of each configuration

$V_{th\ inc.}$ (V)	Leakage Reduction (%)	Usage of each Configuration (%)							
		C0	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7
0,01	16,18	11,3	0	3,9	0	2,1	1,2	3,6	77,9
0,02	28,07	11,4	0	7,1	0	6,7	0	7,6	67,2
0,03	35,79	11,4	0	7,6	0	15,2	0	11,3	54,5
0,04	40,55	11,3	0	13,1	0	17,2	0	10,0	48,4
0,05	43,13	11,8	0	13,6	0	22,2	0	16,7	35,7
0,06	39,68	11,8	0	19,1	0	24,7	0	34,7	9,7
0,07	37,89	11,8	0	26,5	0	37,1	0,2	23,3	1,1
0,08	37,04	11,9	0	27,1	0	53,4	0,3	7,1	0,2
0,09	36,13	11,9	0	31,4	0	54,0	0,3	2,4	0
0,10	37,25	12,2	0	32,5	0	55,3	0	0	0
0,11	37,11	12,3	0	36,5	0	51,2	0	0	0
0,12	36,02	13,0	0	41,9	0	45,1	0	0	0
0,13	34,94	13,9	0	44,7	0	41,4	0	0	0

From the table above it can be seen, that C5 configuration is rarely used in the low-leakage SRAM. The reason is that the delay of C5 is almost equal to the delay of C7, but its leakage is higher (Fig. 3 and Fig. 4). Therefore, in most cases, C7 is used instead of C5. Similarly, C6 and C4 are used instead of C3 and C1, respectively. Since C1, C3, and C5 are dominated over other configurations, they may be deleted from the set of configurations. The number of iterations will be reduced as a result. But if a smaller number of configurations are used, saving in the leakage current will decrease. Hence, there is a trade-off between memory design time and leakage saving. It is clear also that the selection of suitable configurations depends on high threshold voltage value.

Fig. 6 shows the leakage current reduction versus different values of the high threshold voltage when only four configurations (C2, C4, C6, and C7) are used along with original C0. As it is seen, in most cases the leakage saving is more than 30%.

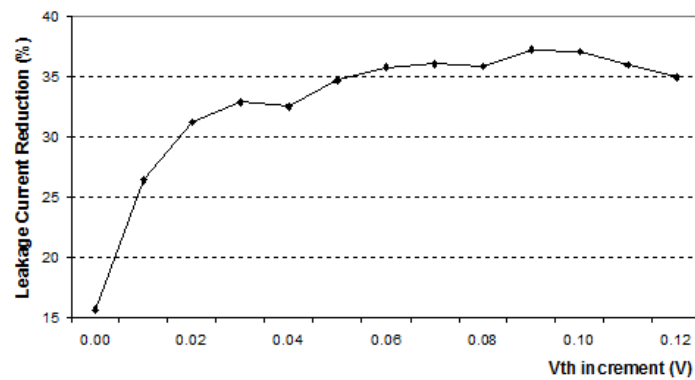


Fig. 6. The leakage reduction of SRAM with five configurations usage

Conclusion. In this paper a new technique for 9T-cell based on low-leakage SRAM design is presented. The proposed method is based on the phenomenon that the read and write delays of a SRAM block's memory cell are not identical and depend on the geometric distance of the cell from the sense amplifier and the decoder due to the non-zero delay of interconnects. Thus, the threshold voltage of some transistors in the 9T-cell can be increased without degrading the memory performance. By using different SRAM cells' configurations, it was achieved a low-leakage SRAM without area or delay overhead only making a minor change in existing SRAM design flow. By applying proposed technique to an 8 *Mbit* SRAM block built with two 4 *Mbit* sub-blocks more than 30% leakage current reduction is achieved. Moreover, the proposed technique improves the static noise margin under process variation.

References

1. **Molina C.** Non redundant data cache // Int. Symp. on Low Power Electronics and Design. - 2003. - P. 274-277.
2. **Azizi N.** Low-leakage asymmetric-cell SRAM // IEEE Trans. On VLSI Systems. - 2003. - P. 701-715.
3. **Kim C.** A forward body-biased low-leakage SRAM cache: device, circuit and architecture considerations // IEEE Trans. On VLSI Systems. - 2005. - P. 349-357.
4. **Kim C., Roy K.** Dynamic Vt SRAM: a leakage tolerant cache memory for voltage microprocessor // Proc. ISLPED. - 2002. - P. 251-254.
5. **Bhavnagarwala A.** A pico-joule class, 1GHz, 32 kB 64b DSP SRAM with self reversed bias // Proc. Symp. VLSI Circuit. - 2003. -P. 251-252.
6. **Athe P., Dasgupta S.** A comparative Study of 6T, 8T and 9T Decanano SRAM cell // IEEE Symp. on Industrial Electronics and Applications. - 2009. -P. 889-894.
7. **Sil A., Ghosh S., Bayoumi M.** A novel 8T SRAM cell with improved read-SNM // IEEE Northeast workshop on circuit and system. - 2007. -P. 1289-1292.
8. **Calhoun B., Chandrakasan A.** A 256-kb 65-nm Sub-threshold SRAM Design for Ultra-Low-Voltage Operation // IEEE Solid-State Circuits. - 2007. -P. 680-688.
9. **Margala M.** Low-Power SRAM Circuit Design // IEEE Int. Workshop Memory Technology, Design, and Testing. - 1999. - P. 115-122.
10. **Hirose T.** A 20ns 4Mb CMOS SRAM with Hierarchical Word Decoding Architecture // IEEE Int. Solid-State Circuits Conference. - 1996. - P. 132-133.
11. **Sirvastava A.** Simultaneous Vt selection and assignment for leakage optimization // Proc. ISLPED. - 2003. - P. 146-151.
12. **Seevinck E.** Static-Noise Margin Analysis of MOS SRAM Cells // Journal of Solid-State Circuits. - 1987. - P. 748-754.
13. **XA - User Guide.** Synopsys, Inc., 2009.

SEUA. The material is received on 25.04.2011.

Վ.Շ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ, Ն.Ս. ԷՄԻՆՅԱՆ, Ս.Գ. ԶՈՐԱՆՅԱՆ, Ն.Հ. ԲԵԳԼԱՐՅԱՆ
ՓՈՔՐ ԿՈՐՍՏԱՅԻՆ ՀՈՍԱՆՔՈՎ 9S ՀԻԲՐԻԴԱՅԻՆ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔՈՎ ՍՏԱՏԻԿ
ՕՊԵՐԱՏԻՎ ՀԻՇՈՂ ՍԱՐՔԻ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ ՄԵԹՈՂ

Ներկայացվում է փոքր հոսակորստով ստատիկ օպերատիվ հիշող սարքի (ՍՕՀՍ) նախագծման՝ հիբրիդային 9S տարրի վրա հիմնված նոր մեթոդ: Առաջարկված մեթոդը հիմնված է այն երևույթի վրա, որ ՍՕՀՍ տարրի ընթերցման և գրառման հապաղումները կախված են զգայունության ուժեղարարից ու վերծանիչից ունեցած երկրաչափական հեռավորություններից: Մեթոդը հիմնված է տարբեր տեսակի 9S-ՍՕՀՍ տարրերի օգտագործման վրա՝ տարրի յուրաքանչյուր տրանզիստորի համար՝ տարբեր շեմային լարումներ: Ի տարբերություն փոքր հոսակորստով ՍՕՀՍ-ի նախագծման այլ մեթոդների՝ առաջարկված մեթոդը չի հանգեցնում մակերեսի և հապաղման մեծացման: Այն միայն պահանջում է ՍՕՀՍ-ի առկա նախագծման ընթացակարգի աննշան փոփոխություն: Առաջարկված մեթոդով կորստային հոսանքի նվազեցման չափը կախված է բարձր շեմային լարման արժեքից, ինչպես նաև հիշողության զանգվածի տողերի ու սյուների քանակից: Մոդելավորման արդյունքները ցույց են տվել, որ այս մեթոդով 28 նմ տեխնոլոգիայով իրականացված 8 Մբիթանոց ՍՕՀՍ-ի կորստային հոսանքը նվազեցվում է ավելի քան 30%-ով:

Առանցքային բառեր. ստատիկ օպերատիվ հիշող սարք, 9S բջիջ, փոքր կորստային հոսանքով նախագիծ, բազմակի շեմային լարումներ:

В.Ш. МЕЛИКЯН, Н.С. ЭМИНЯН, С.Г. ЧОБАНИЯН, Н.О. БЕГЛАРЯН
МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ ГИБРИДНОГО СТАТИЧЕСКОГО
ОПЕРАТИВНОГО ЗАПОМИНАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА С МАЛЫМ ТОКОМ
УТЕЧКИ

Представлен новый метод проектирования статического оперативного запоминающего устройства (СОЗУ) с малым током утечки, основанный на гибридной ячейке. Метод основан на том, что времена считывания и записи ячейки СОЗУ зависят от геометрического расстояния ячейки от усилителя считывания и декодера. Ключевая идея этой статьи состоит в использовании различных типов ячеек 9Т-СОЗУ, соответствующих различным пороговым напряжениям для каждого транзистора в упомянутой ячейке. В отличие от других, предложенный метод не увеличивает занимаемую площадь и время задержки, а приводит только к незначительному изменению в существующем процессе проектирования СОЗУ. Сокращение тока утечки, достигнутое при использовании предлагаемого метода, зависит от величины высокого порогового напряжения, так же, как и от числа рядов и колонок массива памяти. Результаты моделирования с использованием предлагаемого метода для 8 Мбитного СОЗУ, реализованного по технологии 28 нм, показали, что ток утечки уменьшается более чем на 30%.

Ключевые слова: статическое оперативное запоминающее устройство, 9Т ячейка, проектирование с малым током утечки, многократные пороговые напряжения.

А.К. АГАРОНЯН, О.В. БАГДАСАРЯН, Т.М. КНЯЗЯН

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА НА ОСНОВЕ МИКРОРЕЗОНАТОРА ФАБРИ-ПЕРО ДЛЯ СВЧ-ОПТИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА

Проведено исследование оптических характеристик электрооптического модулятора на основе микрорезонатора Фабри-Перо, состоящего из слоя LiNbO_3 и многослойных зеркал из SiO_2/Si . Три пары четвертьволновых слоев Si/SiO_2 обеспечивают коэффициент отражения 0,998 на длине волны $\lambda_0=1,55$ мкм, что достаточно для получения необходимого узкополосного спектра пропускания микрорезонатора. Металлизация двух поперечных граней пластины LiNbO_3 позволяет наложением СВЧ поля управлять световым потоком, проходящим через пластину. Предлагаемый электрооптический модулятор имеет более простую конструкцию по сравнению с микродисковым и по своим параметрам идентичен последнему, который в настоящее время применяется в современных СВЧ-оптических приемниках.

Ключевые слова: СВЧ-оптический приемник, паразитное излучение гетеродина, электрооптический модулятор, микрорезонатор Фабри-Перо, структура $\text{LiNbO}_3/\text{SiO}_2/\text{Si}$, численное моделирование, метод единого выражения.

В последние десятилетия системы связи СВЧ диапазона получили большое распространение как в гражданской, так и в военной сферах. Известно, что радиоприемники супергетеродинного типа обеспечивают наилучшие параметры, благодаря чему они получили широкое применение в системах связи [1]. Однако с ростом рабочей частоты супергетеродинных радиоприемников проявляется их недостаток в виде паразитного излучения гетеродина. Это излучение становится источником помех для соседних радиоустройств, и, что крайне нежелательно, по нему можно установить местонахождение радиопремника, а следовательно, и объекта специального назначения. Существуют способы уменьшения паразитного излучения гетеродина. Одним из них является применение задерживающего полосового фильтра в антенной цепи приемника. Наличие последнего приводит к уменьшению паразитного излучения, но не к его исчезновению. Уменьшение паразитного излучения возможно также за счет серьезного усложнения схемы супергетеродинного приемника [2]. Однако этот способ увеличивает габариты приемника, потребление энергии и к тому же не позволяет полностью избавиться от паразитного излучения. С целью кардинального решения этой проблемы целесообразно проводить преобразование в оптический диапазон [3,4]. В таком комбинированном приемнике, кроме

избавления от паразитного излучения гетеродина в радиодиапазоне, удастся получить необходимые чувствительность, избирательность и полосу пропускания, имея при этом малые размеры, вес и потребление энергии [3,5]. В этих приемниках радиосигнал после усилителя радиочастоты преобразовывается в оптическую область частот, после чего применяется оптический супергетеродинный прием. Фотодетектор выделяет на выходе оптической части приемника полезный сигнал. Преобразование и обработка высокочастотных радиосигналов в оптическом диапазоне облегчают задачу реализации высокочувствительных приемников и скрытность приемного устройства. Блок-схема комбинированного СВЧ – оптического приемника представлена на рис.1.

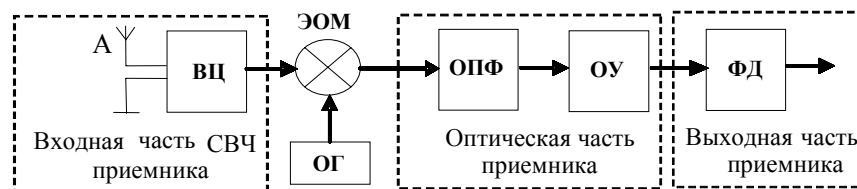


Рис.1. СВЧ - оптический супергетеродинный приемник: А-антенна, ВЦ - входная цепь, ЭОМ - электрооптический модулятор, ОГ- оптический гетеродин, ОПФ- оптический полосовой фильтр, ОУ- оптический усилитель, ФД- фотодетектор

В реализации СВЧ – оптического приемника важное место занимает электрооптический модулятор. В системах оптической связи применяются различные типы электрооптических модуляторов: двухканальные волноводные, Маха-Цендера, электроабсорбционные и др. [6]. Однако эти модуляторы не обладают резонаторными свойствами в СВЧ диапазоне, что является важным для реализации высокочувствительного и высокоизбирательного СВЧ приемника. В качестве подходящего электрооптического модулятора был предложен микродисковый резонатор на основе электрооптического кристалла LiNbO_3 [3,5,7]. Микродисковые модуляторы обеспечивают эффективное СВЧ-оптическое преобразование, т.к. являются одновременно и оптическими, и СВЧ резонаторами. Структурная схема приемника на основе электрооптического микродискового модулятора приведена на рис.2 [3,5,7].

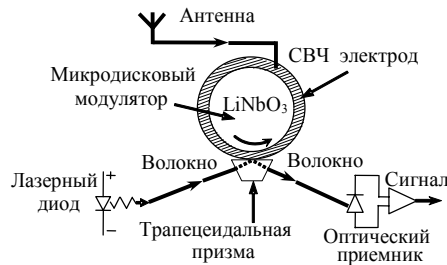


Рис.2. СВЧ- оптический LiNbO₃ микро- дисковый приемник

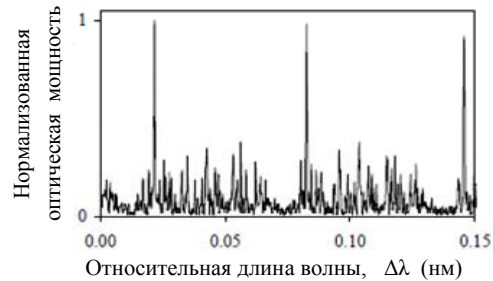


Рис.3. Оптический спектр микродискового ре-зонатора (диаметр диска $D = 5,85$ мм, толщина $h = 0,7$ мм, длина волны $\lambda_0 = 1,55$ мкм) [3,5]

Микродисковый модулятор состоит из тонкого диска LiNbO₃ (толщиной $h \leq 1$ мм) с радиусом $R = 2,9$ мм. Боковины диска оптически полированы с радиусом кривизны R_s , который обычно равен радиусу диска [5,7]. Для работы в СВЧ диапазоне резонатор имеет медные электроды, расположенные в верхней части диска в виде кольца с радиусом, равным радиусу диска, и сплошного слоя в нижней части диска. Радиочастотный сигнал подается на металлическое кольцо от микрополосковой линии, а оптические моды шепчущей галереи внутри микродиска возбуждаются с помощью одномодового лазера ($\lambda_0 \approx 1,55$ мкм). Ввод и вывод оптического излучения из микродиска осуществляются с помощью трапецеидальной призмы, которая при зазоре порядка длины волны обеспечивает необходимую степень связи с микрорезонатором. Микродисковые резонаторы обладают высокой добротностью, что обусловлено незначительными потерями в СВЧ области за счет слабого электромагнитного излучения от краев электродов и малых потерь в LiNbO₃. В оптическом диапазоне высокая добротность обусловлена малым излучением мод шепчущей галереи. Экспериментально полученный оптический спектр микродискового резонатора представлен на рис.3 [7]. Микродисковый резонатор имеет эквидистантные пики пропускания и области сильного отражения. Узость резонансных пиков пропускания обусловлена высокой добротностью микродиска, а область высокого отражения, называемая свободным спектральным диапазоном (ССД), определяется диаметром микродиска. Для приведенного микродиска добротность составляет $4 \cdot 10^6$, а ССД - $7,67$ ГГц. Резонансное взаимодействие СВЧ излучения со световой волной в микрорезонаторе происходит при условии, когда частота СВЧ волны кратна ССД [5,7]. В этом случае приложенное СВЧ поле меняет диэлектрическую проницаемость LiNbO₃ в области наибольшей интенсивности оптической волны (по периметру диска), и, как следствие, происходит

смещение резонансного пика прохождения, что приводит к модуляции интенсивности оптической волны.

Следует отметить, что конструкция микродискового модулятора является сложной в реализации: требует высококачественной полировки боковых поверхностей микродиска и точной настройки дистанции между призмой и микродиском (зазор порядка длины оптической волны) для получения необходимого коэффициента связи.

С целью избавления от прецизионной настройки и упрощения конструкции нами предлагается конструкция на основе микрорезонатора Фабри-Перо (Ф-П). Известно, что микродисковые и Ф-П оптические микрорезонаторы идентичны по оптическим характеристикам и математическому описанию, и, как следствие, выбор типа резонатора обусловлен возможностями его реализации [8]. Предлагаемый электрооптический модулятор на основе микрорезонатора Ф-П представлен на рис.4. Рабочая часть микрорезонатора выполнена на основе пластины LiNbO_3 , покрытой сверху и снизу слоем меди. Для реализации высокодобротного оптического резонатора необходимо рассчитать конструкцию и выбрать материал зеркал.

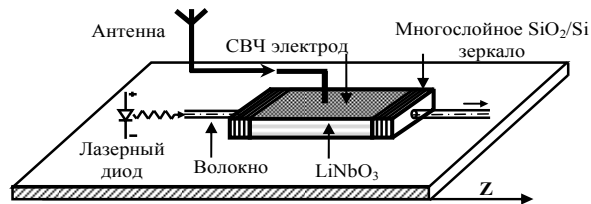


Рис.4. Электрооптический модулятор на основе микрорезонатора Фабри-Перо с многослойными зеркалами

Численное моделирование проводилось с помощью метода единого выражения (МЕВ) [9-11]. В МЕВ решение уравнения Гельмгольца в каждом слое рассматриваемой структуры представляется в виде единого выражения, а не в виде встречных волн, как в классическом подходе. Благодаря этому не требуется предварительное задание формы волны в каждом слое структуры, что делает МЕВ удобным инструментом в исследованиях оптических структур, состоящих из слоев с любыми комплексными значениями диэлектрических и магнитных проницаемостей.

Как показало численное исследование оптических характеристик микрорезонатора, применение металлических зеркал (Ag , Au) не обеспечивает коэффициент отражения выше 95%. С целью увеличения коэффициента отражения зеркал и избавления от потерь в них целесообразно перейти к многослойным диэлектрическим зеркалам. Для этого предлагаем использовать четвертьволновые слои Si/SiO_2 . Как следует из литературы, к LiNbO_3 можно надежно связать слой SiO_2 [12], а Si

совместим с SiO_2 и обеспечивает большой контраст диэлектрических проницаемостей. Система из трех пар Si/SiO_2 обеспечивает коэффициент отражения 0,998, что достаточно для получения высокой добротности, т.е. необходимой узости пиков пропускания микрорезонатора. На рис.5 приведено распределение диэлектрических проницаемостей слоев микрорезонатора.

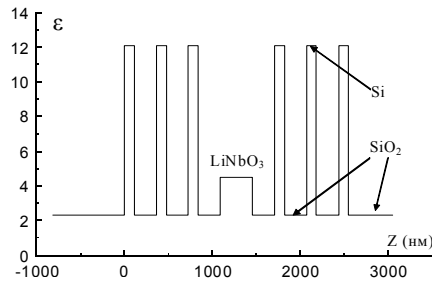


Рис.5. Распределение диэлектрической проницаемости вдоль микрорезонатора Ф-П, оптические волноводы с обеих сторон микрорезонатора:

$$\varepsilon_{\text{Si}} = 12,1, \varepsilon_{\text{SiO}_2} = 2,33, \varepsilon_{\text{LiNbO}_3} = 4,5$$

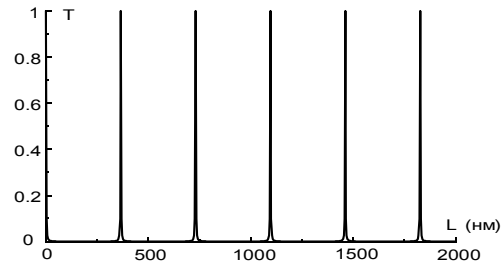


Рис.6 Зависимость коэффициента прохождения T микрорезонатора Ф-П с зеркалами из трех пар четвертьволновых слоев Si/SiO_2 от длины слоя LiNbO_3 : $\lambda_0 = 1,55 \text{ мкм}$

Спектр оптической энергии, проходящей через микрорезонатор от длины слоя LiNbO_3 при фиксированной длине оптической волны, представляет собой последовательность эквидистантных пиков (рис.6). Распределения амплитуды электрической компоненты электромагнитной волны вдоль микрорезонатора Ф-П для точек максимального и минимального прохождения представлены на рис.7.

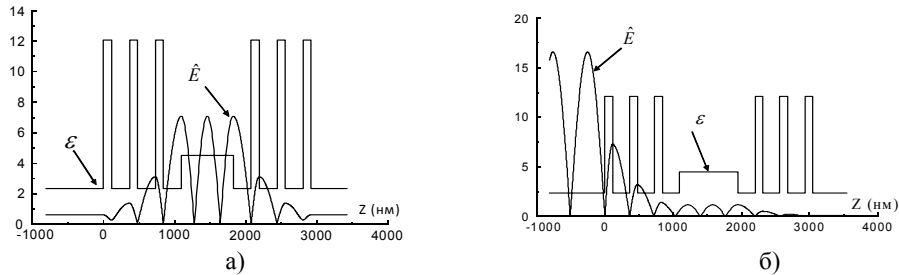


Рис.7. Распределения амплитуды электрической компоненты электромагнитной волны $\hat{E}$ вдоль микрорезонатора Ф-П: а- в точке полной прозрачности ($T=1$, $L=730 \text{ нм}$); б- в точке полного отражения ($T=0$, $L=900 \text{ нм}$). Толщины слоев зеркала: $L_{\text{Si}} = 111 \text{ нм}$, $L_{\text{SiO}_2} = 253 \text{ нм}$, $\lambda_0 = 1,55 \text{ мкм}$

В точке полного прохождения рис.7а распределение поля симметрично относительно середины микрорезонатора Ф-П и имеет амплитуду существенно выше, чем в зеркалах и окружающей среде (SiO_2 оптический волновод). Поле вне резонатора имеет постоянную амплитуду, что характерно для однородной бегущей плоской волны. Как видно из рис.7б, в точке полного отражения ($T=0$) распределение поля в микрорезонаторе Ф-П имеет осциллирующий характер с убыванием огибающей в направлении выхода из структуры. Распределение поля перед структурой ($z<0$) соответствует стоячей волне, образованной наложением падающей и отраженной волн. С ростом длины слоя L LiNbO_3 характер распределения поля резонатора сохраняется, только в точках полного прохождения ($T=1$) имеет место увеличение числа осцилляций поля в слое LiNbO_3 .

Для получения микрорезонатора Ф-П, эквивалентного микродисковому, длина LiNbO_3 должна быть равна половине длине окружности микродиска [8]. На рис.8 приведена спектральная зависимость такого микрорезонатора Ф-П. Проведенные расчеты позволили определить добротность микрорезонатора Ф-П, которая оказалась равной $3,9 \cdot 10^6$ (в случае зеркал из трех пар Si/SiO_2) и $\text{ССД} - 7,78 \text{ ГГц}$. При меньшем числе пар слоев (двух пар) добротность падает до $2,7 \cdot 10^6$. Полученные значения близки к аналогичным значениям этих параметров для микродискового микрорезонатора [5,7]. В рассматриваемом электрооптическом модуляторе СВЧ сигнал изменяет величину диэлектрической проницаемости LiNbO_3 , а именно, увеличивает ее значение [5,7].

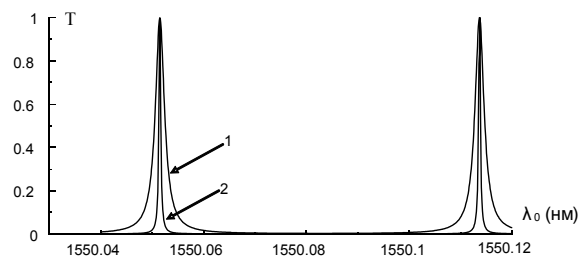


Рис. 8. Спектральная зависимость коэффициента прохождения T от длины волны падающего излучения. Кривая 1 - для случая двух пар Si/SiO_2 в зеркалах структуры, кривая 2 - для случая трех пар Si/SiO_2 в зеркалах структуры. $L=9,106 \text{ мкм}$

Увеличение диэлектрической проницаемости рабочей области резонатора приводит к смещению пика прозрачности интерферометра Ф-П в сторону более длинных волн [13]. Для оценки влияния изменения $\epsilon_{\text{LiNbO}_3}$ на пропускательную характеристику микрорезонатора были проведены расчеты, результаты которых показаны на рис. 9 и 10.

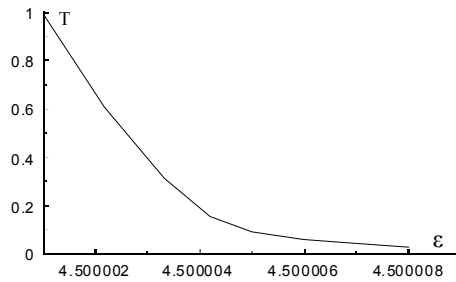


Рис. 9. Зависимость коэффициента прохождения T от изменения диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{\text{LiNbO}_3}$ при фиксированной длине волны $\lambda_0 = 1550,0515 \text{ нм}$

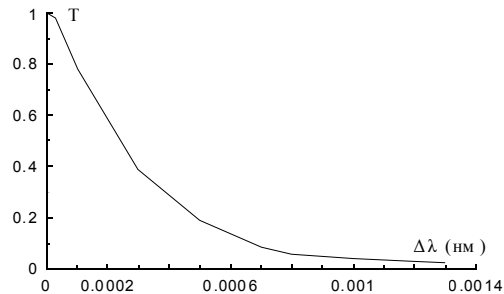


Рис. 10. Зависимость коэффициента прохождения T от смещения пика максимального прохождения вправо при изменении $\varepsilon_{\text{LiNbO}_3}$. $T=1$ при $\lambda_0 = 1550,0515 \text{ нм}$

Полученные зависимости позволяют оценить чувствительность электрооптического модулятора. Для передачи цифровых сигналов, предположив убывание прохождения оптического излучения до уровня 0,2, что достигается при изменении $\Delta\varepsilon \approx 3,8 \cdot 10^{-6}$, чувствительность модулятора можно определить с помощью выражения $E_{\text{СВЧ}} = 2 \Delta\lambda n_o / \lambda n_e^3 r(33)$ [3], где $n_e = 2,14$ - индекс преломления LiNbO_3 по ординарной оси, а $n_o = 2,21$ - показатель преломления LiNbO_3 по экстраординарной оси, $r(33)$ - электрооптический эффект, равный $30,8 \cdot 10^{-12} \text{ м/В}$ для LiNbO_3 . Сдвигу максимума прохождения $\Delta\lambda = 0,0005 \text{ нм}$ соответствует $T = 0,2$. Это дает для напряженности приложенного СВЧ поля $E_{\text{СВЧ}} = 4,7 \text{ В/мм}$, что согласуется с чувствительностью микродискового модулятора [3,5].

Закключение. С помощью МЭВ проведено численное моделирование электрооптического модулятора на основе микрорезонатора Ф-П для работы в СВЧ-оптическом приемнике. Микрорезонаторная структура, состоящая из слоя LiNbO_3 с нанесением на торцах трех пар четвертьволновых слоев Si/SiO_2 , позволяет получить оптические спектральные характеристики, идентичные характеристикам микродисковых оптических резонаторов. Последние применяются в современных СВЧ-оптических приемниках, но трудоемки в исполнении и использовании. Основываясь на полученных результатах моделирования, можно утверждать, что электрооптический модулятор на основе микрорезонатора Ф-П может быть предложен в качестве альтернативы микродисковому микрорезонатору. Электрооптический модулятор на основе микрорезонатора имеет более простую планарную конструкцию, лишен призмного элемента связи и не требует прецизионной настройки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Сифоров В. И.** Радиоприемные устройства. -М.: Воениздат, 1976.-С. 25-57.
2. Patent 5179728 US. Spurious product and local oscillator radiation suppression system for use in superheterodyne radio receivers/ **R.A. Sowadski.**- 767736 filed on 1991.
3. **Cohen D.A., Levi A.F.J.** Microphotonic components for a mm-wave receiver// Solid-State Electronics. - 2001. - Vol. 45. - P. 495 - 505.
4. **Агаронян А.К.** Переход в оптическую область как перспективный способ избавления от паразитного излучения супергетеродинного радиоприемника// Вестник Гос. инж. ун-та Армении (Политехник): Сб. научн. и метод. ст.-Ереван, 2010.-Т.2№N 1. - С. 215-218.
5. **Hossein-Zadeh M.** Electro-optic microdisk RF-optic wireless receiver: Doctor of philosophy electrical engineering dissertation.- USC 2004. (www.usc.edu/alevi)
6. **Hunsperger R.G.** Integrated Optics: Theory and Technology. Fifth edition. - 2002.
7. **Hossein-Zadeh M., Levi A.F.J.** 14.6 - GHz LiNbO₃ Microdisk Photonic Self - Homodyne RF Receiver// IEEE Trans. Microwave Theory Tech.- 2006. - Vol. 54№N 2. - P. 821-831.
8. Fundamental Limitations of Optical Resonator Based High-Speed EO Modulators/ **I.L. Gheorma** et al. // IEEE Photonics Technology Letters. - 2002. - Vol. 14№N 6. - P. 795-797.
9. **Baghdasaryan H.V.** Method of Backward Calculation // In Photonic Devices for Telecommunications: how to model and measure/ Ed.G. Guekos.- Springer.- 1999. - P. 56-65.
10. **Baghdasaryan H.V., Knyazyan T.M.** Problem of plane EM wave self-action in multilayer structure: an exact solution// Opt. and Quant. Electron. - 1999.- Vol. 31, N 9/10.- P.1059-1072.
11. **Симонян Р.И., Багдасарян О.В., Князян Т.М.** Анализ оптических характеристик распределенных брегговских отражателей с учетом потерь в слоях// Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. - 2005. - Т. 58№ N 3. - С. 555-562.
12. **Wu X. L., Gu Y., Tang N., Deng S. S., Bao X. M.** Light emissions from LiNbO₃/SiO₂/Si structures// J. Physics: Condensed Matter.-2003.-15. - L25 - L30.
13. **Born Max and Wolf Emil** Principles of optics// Seventh (expanded) edition.-UK, 2003.

ГИУА(П). Материал поступил в редакцию 07.04.2011.

Ա.Կ. ԱՀԱՐՈՆՅԱՆ, Հ.Վ. ԲԱԴԴԱՍՐՅԱՆ, Թ.Մ. ԿՆՅԱԶՅԱՆ

**ՖԱԲՐԻ-ՊԵՐՈՒ ՄԻԿՐՈՌԵԶՈՆԱՏՈՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ ԷԼԵԿՏՐՈՊԵՐԱԿԱՆ
ՍՈՂՈՒԼԱՐԱՐԻ ԹՎԱՅԻՆ ՍՈՂԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ ԳԲՀ-ՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ԸՆԴՈՒՆԻՉԻ
ՀԱՄԱՐ**

Կատարված է LiNbO_3 շերտից և Si/SiO_2 բազմաշերտ հայելիներից կազմված Ֆաբրի-Պերո միկրոռեզոնատորի հիման վրա էլեկտրաօպտիկական մոդուլարարի օպտիկական բնութագրերի հետազոտումը: Երեք զույգ Si/SiO_2 շերտերը ապահովում են 0,998 անրադարձման գործակից՝ $\lambda_0=1,55$ մկմ ալիքի երկարության դեպքում, որը բավարար է միկրոռեզոնատորի անհրաժեշտ թողարկման նեղ շերտ սպեկտր ստանալու համար: LiNbO_3 թիթեղի երկու լայնական կողմերի մետաղացումը թույլ է տալիս կիրառվող ԳԲՀ դաշտով դեկավարել թիթեղով անցնող լուսային հոսքը: Առաջարկվող էլեկտրաօպտիկական մոդուլարարն ունի ավելի պարզ կառուցվածք, քան միկրոսկավառակայինը և իր բնութագրերով նույնական է վերջինին, որը ներկայումս կիրառվում է ժամանակակից ԳԲՀ-օպտիկական ընդունիչներում:

Առանցքային բառեր. ԳԲՀ-օպտիկական ընդունիչ, հետերոդինի մակաբուծային ճառագայթում, էլեկտրաօպտիկական մոդուլարար, միկրո-ռեզոնատոր Ֆաբրի-Պերո, $\text{LiNbO}_3/\text{SiO}_2/\text{Si}$ կառուցվածք, թվային մոդելավորում, միասնական արտահայտության մեթոդ:

A.K. AHARONYAN, H.V. BAGHDASARYAN, T.M. KNYAZYAN

**NUMERICAL MODELLING OF FABRY-PEROT MICRORESONATOR BASED
ELECTRO-OPTICAL MODULATOR OF MICROWAVE - OPTICAL RECEIVER**

An analysis of optical characteristics of an electro-optical modulator based on Fabry-Perot microresonator consisting of LiNbO_3 layer and multilayer Si/SiO_2 mirrors is performed. The three pairs of Si/SiO_2 provide the reflection coefficient of 0.998 at the wavelength of $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$, which is sufficient to obtain a narrowband transmission spectrum of the electro-optical modulator. The metallization of the two transverse facets of the LiNbO_3 plate allows to control the transmission of light flow through the plate by applying a microwave field. The parameters of the suggested electro-optical modulator are identical to that of the microdisk modulator currently used in VHF-optical receiver. The electro-optical modulator has a simpler structure than the microdisk one.

Keywords: microwave-optical receiver, heterodyne parasitic radiation, electro-optical modulator, Fabry-Perot microresonator, $\text{LiNbO}_3/\text{SiO}_2/\text{Si}$ structure, numerical modelling, method of single expression.

S.G. ABOVYAN, G.A. PETROSYAN, A.M. POGHOSYAN, N.V. MELIKYAN

STATISTICAL STATIC TIMING ANALYSIS METHODOLOGY FOR COMPONENTS OF MICROPROCESSORS

With process technologies scaling down the process variation is becoming more important. Therefore delay variations that impact the circuit performance are also increased and affect the design timing yield. In today's microprocessors the lowest level circuit blocks contain hundred thousands of transistors, and perform statistical static timing analysis (SSTA) for them is non-trivial due to the difficulty in generating appropriate timing models. That is why statistical Monte-Carlo (MC) simulations should be run for the timing analysis of those blocks which are time consuming and almost impossible to run them on all paths in a macro or even on a few top critical paths. The proposed fast and precise methodology can be used to run SSTA on the lowest level circuits of microprocessors. It provides about 90% accuracy and 5-10 times runtime saving compared to MC results.

Keywords: statistical static timing analysis, microprocessors, lowest level circuits, Monte-Carlo simulations.

Introduction. Technology scaling has brought the rapid increase in process variability [1]. Its effects on device performance have compelled the industry to transition to statistical techniques for timing sign-off. Traditional corner case analysis (CCA) [1,2] constrains the design and often sets stringent, unrealistic timing specifications. Moreover, for technology nodes smaller than 65 nm, these overestimated timing bounds compensate the performance improvement due to device scaling. SSTA [2] is used in practice to analyze the impact of process variations on timing. It handles the random parts of the process variations as probability distributions to calculate the delay statistically. SSTA has gained widespread acceptance for standard cell based designs, as it removes a significant portion of pessimism introduced by conventional approaches like CCA while accounting for global (inter-chip) and local (intra-chip) process variations [3]. The application of both path based and block based SSTA have been shown to be advantageous [2] for cell based ASICs for which reusable timing models could be easily characterized. The method of SSTA for microprocessors is proposed in [4] which is applicable only for standard cell based blocks. But, for example, cache blocks in microprocessors are not made of standard cells. More than 50% of a multi-core processor and more than 30% of each core are occupied by cache arrays and custom, transistor level blocks both of which are not standard-cell based. For custom macros, there are significantly more transistor level options to improve performance with less overhead than in case of gate level circuits. Moreover, such macros occur in portions of the processor which are extremely timing critical where variations could adversely affect the final performance.

The methodology proposed in [5] for generating statistical models for the large IP macros can be used in SSTA flows allowing fast analysis. While this method is shown to be accurate, it works only for macros with gates as basic units and cannot be easily adapted for transistor level macros. A method of variation aware transistor level timing analysis for macros is described in [6]. Statistical models are built for macros at a chip level of hierarchy. These

approaches introduce some inaccuracy in predicting chip level performance degradation due to variations. To overcome these problems and to perform accurate variation analysis of transistor level macros, rigorous, but time consuming MC SPICE simulations of selected paths are currently used. The simulation run time is of the order of hours/path. It is impractical to perform such MC simulations on all paths in the macros and is therefore required to have a prior knowledge of the top paths that could potentially become critical. Hence it becomes necessary to have a fast statistical timing analysis flow for transistor level macros that can compute the delay distributions due to process variations of all paths in the macros with accuracy close to MC simulations.

The proposed methodology finds a solution to this problem. It first groups the macro transistors into logic gates called xcells by applying special grouping technique which does not approximate any transistor or wire information. It is vital in preventing any accuracy loss. For all extracted xcells timing library considering both inter-chip and intra-chip process variations using a SPICE circuit simulator is built. The library is later used by an industrial-standard timing engine to perform block based SSTA of the macro.

Global and local process variations. Threshold-voltage (V_{th}), effective channel length (L_{eff}), oxide thickness (T_{ox}), mobility (μ), and dopant concentration (C) are the main variation parameters that significantly affect performance. Their variations result in designs with a wide spread of critical path delay distributions that may degrade the timing yield, i.e. decrease the fraction of manufactured chips that meet the timing constraints. For analysis purposes, parameter variations are usually classified into two categories: the inter-chip or global and the intra-chip or local variations. In case of globally varying parameters, their values are the same for all devices on the chip.

Variation parameters may depend on each other. For instance, an increase in T_{ox} also increases V_{th} . Principal component analysis is used to convert the dependent variation parameters

into independent principal components (PCs). In general, the delay of a path D due to variation is

given by [7]:

$$D = D_0 + \sum_{i=1}^n \sigma_{p_i} \cdot Z(Y_i) + \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^j \sigma_{m_{ik}} \cdot Z(L_{ik}), \quad (1)$$

where D is the path delay; D_0 is the nominal delay (without variation); σ_{p_i} is the standard deviation of the delay distribution due to the global random variable $Z(Y_i)$; i varies from 1 to n - number of principal components; $\sigma_{m_{ik}}$ is the standard deviation of the delay distribution due to the local random variable $Z(L_{ik})$; k varies from 1 to j - number of transistors.

In equation (1) the local delay component is dependent on the number of transistors. The fact that for global variations all transistors within a macro are completely correlated and for local variations they are completely uncorrelated (statistically independent) helps re-write equation (1) as follows [7]:

$$D = D_0 + \sum_{i=1}^n \sigma_{p_i} \cdot Z(Y_i) + \sum_{i=1}^n \sigma_{m_i} \cdot Z(L_i). \quad (2)$$

In equation (2) the number of local random variables $Z(L)$ is reduced from n_j to just n showing that $Z(L)$ does not depend on the number of transistors in the macro. This is a useful result because in a macro, the number of transistors j could be in millions.

Proposed approach. The proposed SSTA flow developed for transistor macros is shown in Figure 1. It consists of three major steps.

- Transistor level macro is converted to gate level blocks called xcells using special grouping procedure.
- Variation aware library is characterized for these xcells using the variation aware SPICE models.
- Block-Based SSTA analysis are executed [4].

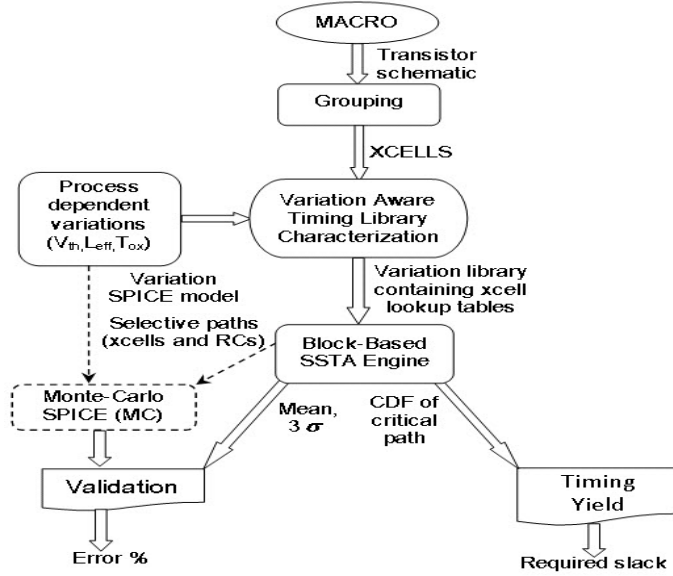


Fig. 1. Proposed SSTA flow

The method used by block-based SSTA engine in Figure 1 is described in [4]. It is based on simultaneous application of the usual static as well as statistical static timing analysis. At the first stage usual static timing analysis (STA) is applied and at the second stage - SSTA. The offered method of the analysis allows to reach acceptable analysis results from the practical point of view of accuracy at rather small expenses of machine runtime. SSTA engine determines delay distributions for all paths in the macro using the variation libraries considering equation (2). The validation step compares the SSTA results with MC results. The timing yield step estimates the required arrival time based on the most critical path due to variation.

Convert a macro to the xcells. The conversion of the transistor level netlist into a netlist of xcells is performed by using special grouping technique which is developed to facilitate hierarchical, transistor level static timing analysis using industrial block-based timing

analyzers. It takes as input a transistor level GDSII layout of a macro and obtains a logic (verilog format) and parasitic netlists (spdf format) as outputs that can be used by a static timing engine. The logic netlist consists of xcells each of which contains transistors that are source/drain connected to its output node.

The xcells are inferred by a rule-based recognition process that can recognize static CMOS, transmission gates, cross-coupled domino gates, latches, and flops. Using the inherent hierarchy in memory blocks like cache, specialized xcells are formed by grouping a number of SRAM bit cells (~5000 bit-cells per xcell) that are referred to bit-columns. The parasitic netlist contains the interconnect and device internal parasitics. The latter include the transistor parasitics that are pushed to the output node of each xcell. In order to reduce the number of inferred xcells that must be characterized, the xcells that have the same topology and whose internal parasitics are within a small range are folded to form a single xcell. An average xcell other than the bit-column typically consists of 10...15 transistors.

Variation library characterization. After converting a macro to gate level xcell netlist, a timing library is generated. It contains delay/output slew look-up tables for each pin in the xcell and for all PCs. This is accomplished using an automated characterization engine [8] that performs SPICE simulations to obtain delays for a wide range of input and output conditions (slew/load).

Each xcell in the library is characterized at $2N + 1$ different values of the PCs stored as $2N + 1$ look-up tables; N is the number of PCs. The characterization process is performed for 10 PCs where each xcell has 21 tables in the library. One table corresponds to the nominal case, with all 10 PCs set to their mean (nominal) values. The other 20 tables are generated for xcells characterized at the $+3\sigma$ and -3σ values for the 10 PCs.

Results. A 45 nm design macro for experiments is used. It contains 60 unique xcells. The total number of transistors in the macro is of the order of a few hundred thousands. The delay values shown in the figures are normalized to 500 MHz.

It is important to mention that simulation results depend on technology and number of used xcells. Increased number of xcells will increase simulation time almost linearly for the same technology.

Monte-Carlo Vs SSTA. The studied macro has the critical path that requires at least 3 hours to complete MC. This makes it impractical to perform MC using variation device models for all top paths in the design. SSTA allows to see these distributions [9] and hence analyze the effects of variation on all paths of the design which is the most important goal achieved. Figure 2 shows slack values of the top critical paths in the design.

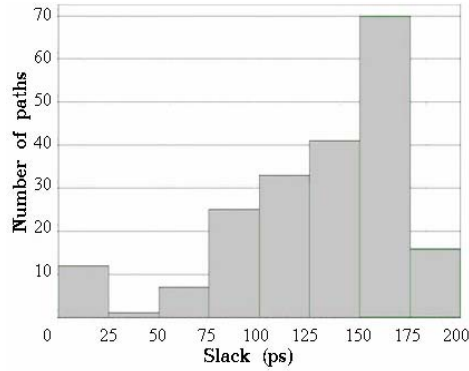


Fig. 2. Slack values of some of the top critical paths

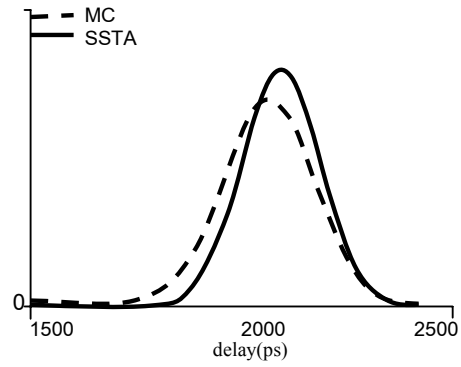


Fig. 3. Comparison of the critical path's delay distributions obtained by MC simulations and SSTA flow

In order to run MC to validate SSTA, 50 paths of different lengths in terms of xcell number are pruned out from the macro netlist. A few representative paths are listed in Table 1. The extracted layout parasitics are also included during MC simulations. Table 1 compares the mean and the standard deviation (1σ) of the endpoint delays (arrival time) between SSTA distributions and distributions obtained after 1000 runs of MC simulations. Figure 3 compares the delay distributions of the most critical path in the macro obtained by MC simulations and proposed SSTA flow.

The maximum error percentage of the total variation of SSTA reported delay is ~6%. The table also shows the runtime for MC simulations. The runtime for the entire SSTA, which computes the distributions for all paths in the macro, is almost negligible, less than 3 minutes for a macro of ~100,000 transistors.

It is very important to mention that Table 1 does not include library characterization runtime. The library characterization time varies within 2 ~ 8 hours. As it is shown in Table 2, for a 5% compromise in accuracy the library characterization time can be significantly reduced.

Table 1

Comparison of MC and SSTA path delays

Xcells /path	Monte-Carlo SPICE (MCS) Simulation			SSTA		Error $\frac{\mu_1 + \sigma T_1}{\mu_2 + \sigma T_2}$
	Runtime	Mean (μ_1) Delay (ps)	Total (T_1) (1σ Delay) (ps)	Mean (μ_2) Delay (ps)	Total (T_2) (1σ Delay) (ps)	
15	2 hrs	213	9.24	205	8.2	4.2%
4	25 min	70.5	2.65	77.2	0.4	5.7%
8	50 min	16.3	1	17	1.4	6.0%
13	1.5 hrs	291	12	299	10	1.9%
5	35 min	45.5	4.3	44.3	3.7	3.7%

Timing Yield. Without SSTA it is necessary to fix the critical paths to meet a frequency that is much greater than the target frequency needed for a particular yield.

Figure 4 shows the CDF of the most critical path the period of which is define by the frequency of the entire macro. 50% yield point corresponds to the nominal time period of 2000ps at which the SSTA is performed for this macro. For instance, if needed to achieve a 68% yield at 2000ps, SSTA results suggest a minimum required arrival time (RAT) of 2011ps to be set on the critical path based on the slack difference. This design has a large positive slack of 53ps even for a 98,5 % yield, suggesting that the design has been over-optimized. Figure 5 compares the slack values obtained for all paths by setting the minimum RAT from SSTA at 60% and 90% yield points and a conservative RAT used to fix the design before using SSTA flow. Figure 5 shows a clearly large margin that is pessimistic even to achieve a 90% yield.

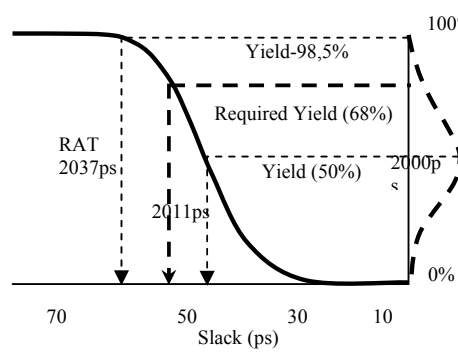


Fig. 4. Timing yield plot – CDF of the most critical path of the design obtained using SSTA with RAT = 2000ps

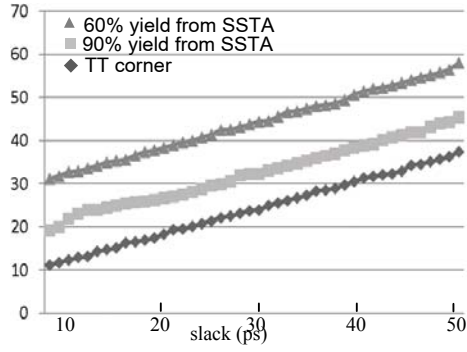


Fig. 5. Slack values of all paths of the design obtained by performing SSTA with RAT chosen from 60%, 90% yield points and conventional corner case TT

Characterization runtime. Characterization of a variation library at $2N + 1$ points as described above for each xcell even though is a one-time effort, is still time consuming. However, libraries generated this way for different PC corners are more accurate, since the sensitivities are determined from look-up table delay values obtained by actual circuit simulation rather than analytical formulations. The library generation time linearly increases with the number of points at which each xcell in the library is characterized. For each point of characterization, a look-up table is generated for every xcell in the library

Table 2
Characterization runtime reduction

Number of tables/xcell	Accuracy	Runtime
Characterization 1: 21 tables	100% (normalized)	~8hrs
Characterization 2: 11 tables	97%	~4hrs
Characterization 3: 5 tables	95%	~2hrs

Characterization 1. Considered all 10 PCs.

Characterization 2. Only considered 5 global PCs and set a correlation of 1 between transistors to represent global variations. The same PCs are used setting a correlation of 0 between transistors to represent local variations.

Characterization 3. Assuming the delay variance obtained for each PC variation is symmetrical about the mean delay value, only $N+1$ tables instead of $2N+1$ for the 5 global PCs are characterized. The xcells are characterized only at the mean -3σ points of the PCs.

Conclusion. New SSTA methodology for microprocessors which execute timing analysis for transistor level and provides distributions for all paths in the macro that are close to MC results (~90% accuracy) is proposed. The methodology also helps pin-point the paths and their components that are more sensitive to a particular source of process variation ($V_{th}, T_{ox}, \mu, L_{eff}$) which can be used for design optimization.

While this flow is developed mainly for transistor macros, it can easily be modified to be used for any cell based macro.

References

1. **Chiang C., Kawa J.** Design for Manufacturability and Yield for Nano-Scale CMOS - Springer, Dordrecht, The Netherlands, 2007.
2. **Blaauw D., Chopra K., Srivastava A. and Scheffer L.** Statistical Timing Analysis: From Basic Principles to State of the Art // IEEE transactions on computer-aided design of integrated circuits and systems.- 2009.- Vol. 27. P. 589-607.
3. Process Variation Statistical Modeling for VLSI Timing Analysis / **J. Liu, J. Zeng, A. Hong et al** // 9th International Symposium on Quality Electronic Design.- 2008.- P. 730-733.
4. **Меликян В., Абовян С., Петросян Г.** Статистический анализ временных задержек мультимикропроцессорных систем // Электроника и связь.- Киев, 2010. -Т.5, №58. -С. 108-112.
5. **Goel, A., Vrudhula, S., Taraporevala, F., Ghanta, P.** A Methodology for Characterization of Large Macro Cells and IP Blocks Considering Process Variations // Proc. of 9th International Symposium on Quality Electronic Design.- March, 2008.- P. 200-206.
6. A hierarchical transistor and gate level statistical timing analysis flow for microprocessor designs / **Sinha, D., Bhanji, A., Visweswariah, C. et al** // Proc. Design Automation Conference, session 4u.3s.- July, 2009.
7. **Sundareswaran, S., Abraham, A., Panda, R., and Ardelea, A.** Characterization of standard cells for intra-cell mismatch variations // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing.- Feb. 2009.- Vol. 22 (1).- P. 40-49.
8. **Synopsys Liberty NCX User Guide**, 2009.
9. **Synopsys PrimeTime-VX User Guide**, 2010.

SEUA. The material is received on 25.04.2011.

Ս.Գ. ԱԲՈՎՅԱՆ, Գ.Ա. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ, Ա.Մ. ՊՈԴՈՍՅԱՆ, Ն.Վ. ՄԵԼԻԿՅԱՆ

**ՄԻԿՐՈՊՐՈՑԵՍՈՐՆԵՐԻ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐԻ ՎԻՃԱԿԱԳՐԱԿԱՆ ՍՏԱՏԻԿ
ԺԱՄԱՆԱԿԱՅԻՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴ**

Տեխնոլոգիական գործընթացների մասշտաբավորման հետևանքով պարամետրերի շեղումները դառնում են առավել կարևոր: Հետևաբար սխեմայի արտադրողականության վրա ազդող հապաղման շեղումները նույնպես դառնում են նշանակալի և ազդում պիտանի ելքի տոկոսի վրա: Ժամանակակից միկրոպրոցեսորներում ստորին մակարդակի սխեմաներով հանգույցները պարունակում են հարյուր հազարավոր տրանզիստորներ, և համապատասխան ժամանակային մոդելների ստեղծման բարդության պատճառով վիճակագրական ստատիկ ժամանակային վերլուծություն (ՎՄԺՎ) կատարելը դրանց համար դառնում է գործնականում անհնարին: Այդ պատճառով այսպիսի հանգույցների ժամանակային վերլուծության համար իրականացվում է վիճակագրական Մոնտե-Կառլո մոդելավորում: Այդ մոդելավորումները ժամանակատար են, և գրեթե անհնար է դրանք կիրառել բոլոր կամ նույնիսկ մի քանի կրիտիկական ուղիների վրա: Առաջարկված է արագ և ճշգրիտ մեթոդ, որը կարող է օգտագործվել միկրոպրոցեսորներում ստորին մակարդակի սխեմաներով հանգույցների վրա ՎՄԺՎ իրականացնելու համար: Այն Մոնտե-Կառլո մոդելավորման հետ համեմատած ապահովում է մոտավորապես 90% ճշտություն՝ ծախսելով 5...10 անգամ ավելի քիչ ժամանակ: Առանցքային բաղեր. վիճակագրական ստատիկ ժամանակային վերլուծություն, միկրոպրոցեսոր, ստորին մակարդակի սխեմաներ, Մոնտե-Կառլո մոդելավորում:

С.Г. АБОВЯН, Г.А. ПЕТРОСЯН, А.М. ПОГОСЯН, Н.В. МЕЛИКЯН

**МЕТОД СТАТИСТИЧЕСКОГО СТАТИЧЕСКОГО ВРЕМЕННОГО АНАЛИЗА
МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УЗЛОВ**

С уменьшением размеров технологий вариации параметров становятся более значительными. Следовательно, вариации задержек, воздействующие на работоспособность схемы, также возрастают и влияют на производственный выход. В современных микропроцессорах блоки схем нижнего уровня имеют сотни тысяч транзисторов, и выполнение статистического статического временного анализа (ССВА) становится практически невозможным из-за сложности создания соответствующих временных моделей. Поэтому для временного анализа этих блоков должны выполняться статистические симуляции Монте-Карло. Отмеченные симуляции проводятся довольно долго, и их почти невозможно выполнять для всех или даже для нескольких критических путей. В данной работе предлагается быстрый и точный метод, который может быть использован для ССВА схем нижнего уровня в микропроцессорах. По сравнению с анализом Монте-Карло, предлагаемый метод обеспечивает приблизительно 90% точности и сокращение машинного времени в 5...10 раз.

Ключевые слова: статистический статический временной анализ, микропроцессоры, схемы нижнего уровня, симуляции Монте-Карло.

А.Р. СИМОНЯН, А.Г. ГУЛЯН, Р.А. СИМОНЯН

**ИЗМЕРИТЕЛЬ ВНУТРЕННЕГО СОПРОТИВЛЕНИЯ
ХИМИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА**

Описано устройство для измерения внутреннего сопротивления химических источников тока (ХИТ). Устройство отличается высокой точностью, малогабаритностью и малым потреблением энергии. Эти качества получены благодаря применению стопроцентной модуляции тока через нагрузку и измерению амплитуды пульсации на клеммах ХИТ. Прибор может найти применение как у разработчиков, так и у эксплуатационщиков ХИТ при установлении качества или степени пригодности ХИТ для дальнейшей эксплуатации.

Ключевые слова: внутреннее сопротивление, электролит, заряд, разряд, синхронный фильтр–детектор.

Внутреннее сопротивление ХИТ измеряют в основном на постоянном и переменном токах [1]. Внутреннее сопротивление ХИТ, разряжающихся с незначительной поляризацией, мало зависит от величины тока и частоты. Для любого ХИТ величина внутреннего сопротивления, измеренного на переменном токе, обычно отличается от сопротивления, измеренного методом постоянного тока. Это обусловлено тем, что при протекании переменного тока через ХИТ появляются емкостная и индуктивная составляющие полного внутреннего сопротивления ХИТ [1].

В связи с этим схема измерения внутреннего сопротивления на переменном токе усложняется, кроме того, измерение связано со значительной тратой времени.

В [2] предложено устройство для измерения параметров ХИТ, в том числе и внутреннего сопротивления, в котором применена стопроцентная модуляция тока через нагрузку. Однако данная схема недостаточно удобна для эксплуатации, так как требуется дополнительная обработка выходного сигнала.

Для существенного повышения точности и облегчения эксплуатации в настоящей работе применена не только стопроцентная модуляция тока через нагрузочный резистор, но также стабилизация ее величины. Упрощенная функциональная схема устройства показана на рис.1.

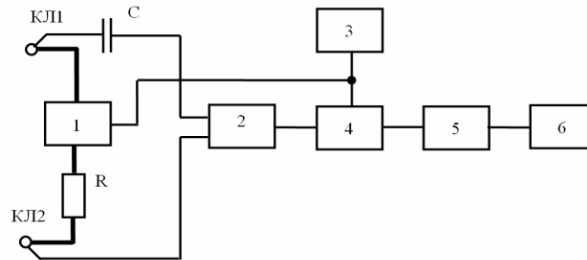


Рис. 1. Функциональная схема измерителя внутреннего сопротивления ХИТ: КЛ1, КЛ2- клеммы ХИТ, С- емкость, R - резистор нагрузки, 1 - модулируемый стабилизатор тока, 2 - дифференциальный усилитель, 3 - генератор меандра, 4 - синхронный фильтр-детектор, 5 - фильтр низких частот, 6 - цифровой вольтметр постоянного тока

Схема работает следующим образом. После включения прибора и подключения ХИТ к клеммам КЛ1 и КЛ2 через R протекает стабилизированный ток I_0 , величина которого в одном полупериоде нулевая, а в другом полупериоде - стабилизированная. Из-за наличия внутреннего сопротивления $R_{вн}$ на клеммах ХИТ при протекании тока I_0 напряжение от величины U_0 уменьшается на ΔU , при этом $\Delta U = U_0 - U_1 = R_{вн} \cdot I_0$, где U_0 - напряжение при отсутствии тока через R, а U_1 - напряжение при прохождении тока I_0 через нагрузку. Величина напряжения ΔU увеличивается дифференциальным усилителем 2, выпрямляется и фильтруется синхронным фильтром-детектором 4 и после устранения острых пиков напряжения фильтром низких частот блоком 5 (пики напряжения образуются в результате работы ключей внутри блока 4) измеряется цифровым вольтметром постоянного тока 6.

Напряжение, измеряемое вольтметром 6, определяется в виде

$$U_{\text{вых}} = \left(\frac{U_0 - U_1}{2} \right) \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = \frac{R_{\text{вн}} \cdot I_0}{2} \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3, \quad (1)$$

где K_1 - коэффициент усиления блока 2; K_2 - коэффициент передачи блока 4; K_3 - коэффициент передачи фильтра низких частот.

Все указанные блоки (3,4,5) имеют линейную характеристику, стабильные коэффициенты передачи, и при стабилизации тока через резистор R можно написать $U_{\text{вых}} = K \cdot R_{\text{вн}}$, где $K = (I_0/2) \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3$. Следовательно, на выходе блока 5 получается напряжение, пропорциональное внутреннему сопротивлению ХИТ.

Применение четырехпроводной проводной системы измерения исключает влияние сопротивления проводов, соединяющих клеммы КЛ1 и КЛ2 со входами измерителя а применение фазочастотного фильтрующего детектора 4 обеспечивает точность измерения при наличии шумов, наводок и дает возможность провести измерение при существенно малых значениях токов через $R_{\text{вн}}$. Кроме того, прибор также измеряет абсолютную величину напряжения на клеммах ХИТ, тем самым облегчая исследование зависимости внутреннего

сопротивления от степени заряженности (связь между клеммами КЛ1, КЛ2 ХИТ и цифровым вольтметром на рис.1 не показана).

Технические параметры разработанного измерителя следующие:

- диапазон измеряемых значений внутреннего сопротивления - $(0,1...20) \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$;
- разрешающая способность прибора - $1,0 \cdot 10^{-5} \text{ Ом}$;
- время измерения - $\leq 10 \text{ с}$;
- ток через нагрузочное сопротивление - $1 \pm 0,05 \text{ А}$;
- погрешность измерения внутреннего сопротивления - $\leq 1\%$;
- напряжение измеряемых ХИТ - $10...15 \text{ В}$;
- частота модуляции тока через нагрузку - 72 Гц ;
- вес прибора $\approx 0,8 \text{ кг}$.

Для выявления возможностей разработанного прибора были проведены измерения внутреннего сопротивления на кислотных аккумуляторах, имеющих разные емкости и разные степени заряженности. На рис.2 показана зависимость $R_{\text{вн}}$ аккумуляторов от емкости (измерение проверено непосредственно после полного заряда).

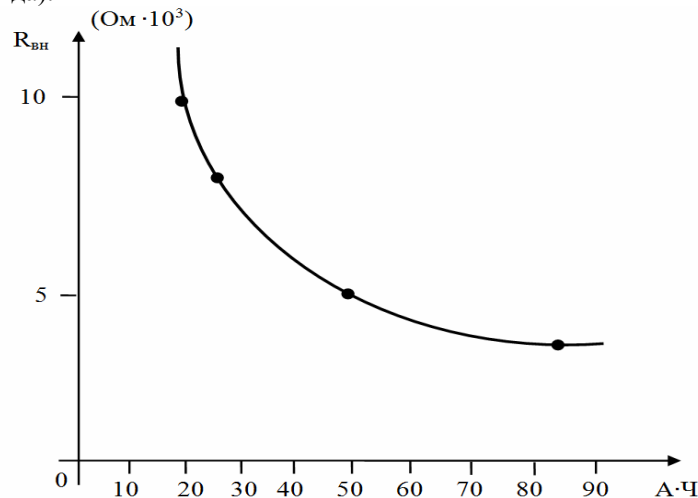


Рис. 2. Зависимость $R_{\text{вн}}$ от величины емкости ХИТ

Из графика рис.2 следует четкая зависимость внутреннего сопротивления от емкости, при этом чем больше величина емкости ХИТ, тем меньше внутреннее сопротивление.

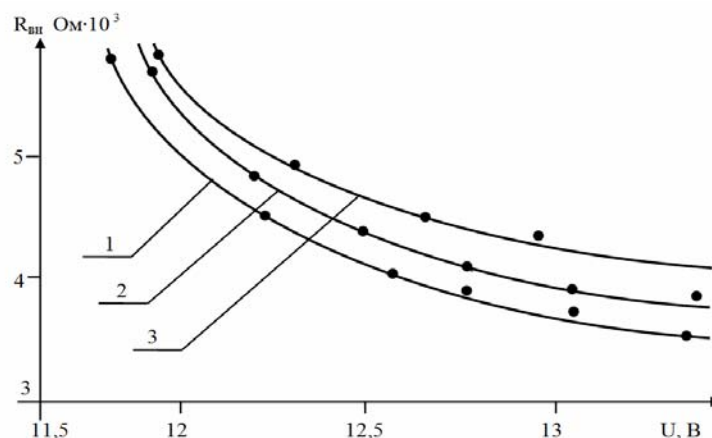


Рис. 3. Зависимость $R_{вн}$ от напряжения на клеммах ХИТ

На рис.3 показано изменение внутреннего сопротивления аккумуляторов в зависимости от напряжения на клеммах (фактически от степени заряженности). Цифрами указаны: 1 - новый аккумулятор емкостью 90 *А·час*, 2 – находящийся в эксплуатации аккумулятор емкостью 92 *А·час*, 3 – изношенный аккумулятор емкостью 90 *А·час*. Из графика видна ощутимая разность в зависимости выходного сопротивления от степени заряженности и изношенности. Чем больше отдача ХИТ, тем меньше внутреннее сопротивление (например, график 1 на рис. 3).

Таким образом, благодаря высокой точности, помехоустойчивости системы обработки сигнала, малым габаритам и малой потребляемой мощности разработанный измеритель внутреннего сопротивления ХИТ может найти применение для контроля качества вновь изготовленных аккумуляторов или же проверки изношенности работающих, а также для быстрого определения степени заряженности аккумуляторов, находящихся в эксплуатации, так как на внутреннее сопротивление ХИТ влияют качество электролита и металлических пластин, состояние поверхности этих пластин и величины активной поверхности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Романов В.В., Хашев Ю.М.** Химические источники тока.-М.: Сов. радио, 1968.-384 с.
2. **А.с. СССР. № 1597802**, кл. G01R31/28. Устройство для измерения параметров источников питания/ Р.А. Симонян, С.А. Шашикян.-07.10.1990.-Бюл. №37.

ИРФЭ НАН РА. Материал поступил в редакцию 11.07.2010.

Հ.Ռ. ՍԻՄՈՆՅԱՆ, Ա.Գ. ԴՈՒԼՅԱՆ, Ռ.Հ. ՍԻՄՈՆՅԱՆ

ՀՈՍԱՆՔԻ ՔԻՄԻԱԿԱՆ ԱՂԲՅՈՒՐՆԵՐԻ ՆԵՐՔԻՆ ԴԻՄԱԴՐՈՒԹՅԱՆ ՉԱՓԻՉ

Նկարագրված է հոսանքի քիմիական աղբյուրների (ՀՔԱ) ներքին դիմադրությունը չափող սարքը: Սարքը առանձնանում է բարձր ճշտությամբ, փոքր չափսերով և էլեկտրախնայողությամբ: Այս հատկանիշները ստացվել են բեռի մեջ հոսանքի 100% մոդուլացիայի և ՀՔԱ-ի կոնտակտների վրա բաբախման ամպլիտուդի չափման շնորհիվ: Սարքը կարող է կիրառություն գտնել ինչպես նախագծողների, այնպես էլ ՀՔԱ-ի շահագործողների շրջանակում՝ ՀՔԱ-ի որակի և պիտանիության որոշման և հետագա շահագործման համար:

Առանցքային բառեր. ներքին դիմադրություն, էլեկտրոլիտ, լիցքավորում, լիցքաթափում, սինխրոն գոյիչ-դետեկտոր:

H.R. SIMONYAN, A.G. GHULYAN, R.H. SIMONYAN

INTERNAL RESISTANCE MEASURER OF CHEMICAL CURRENT SOURCES

A device for measuring internal resistance of chemical current sources (CCS) is described. The device has high accuracy and low current demand. Owing to applying current unity modulation through loading and measuring ripple amplitude on CCS terminals, these properties are obtained. The device can be applied both by the developers and operators of chemical current sources to establish CCS availability quality and degree for further operation.

Keywords: internal resistance, electrolyte, charge, discharge, synchronous filter-detector.

Ա.Ս. ՂԱՐԻՔՅԱՆ

**ԱԼՄԱՍՏԱՆՄԱՆ ԱԾԽԱԾՆԱՅԻՆ ՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ԹԱՂԱՆԹՆԵՐԻ
ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆԸ ԵՎ ԿԻՐԱՌՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ ԿԱՊԻ
ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐՈՒՄ**

Էլիպսոմետրիկ եղանակով չափվել են Հելիոտեխնիկա լաբորատորիայում պլազմաքիմիական եղանակով աճեցված թաղանթների բեկման ցուցիչները և հաստությունները տարբեր տեխնոլոգիական պարամետրերի դեպքում: Ցույց է տրվել, որ աճեցվող ԱԱԹ-ների բեկման ցուցիչները փոփոխվում են 1,4...2,8 լայն տիրույթում: Օպտիկական կապի ֆոտոդնդունիչների համար սիլիցիումի մակերևույթին աճեցվել են 1,96 բեկման ցուցիչ ունեցող և տարբեր հաստություններով լուսապայծառացնող միաշերտ թաղանթներ՝ տարբեր ալիքի երկարությունների համար, և լուսապայծառացնող եռաշերտ թաղանթներ՝ սպեկտրի լայն տիրույթի համար: Օպտիկական կապում կիրառության նպատակով պատրաստվել են 40/60 հարաբերությամբ ճառագայթների բաժանիչներ և տարբեր թափանցելիություն ունեցող չեզոք գոտիներ:

Առանցքային բառեր. օպտիկական կապ, բեկման ցուցիչ, լուսապայծառացում, անդրադարձում, ալմաստանման ածխածնային թաղանթներ:

Բարակ օպտիկական թաղանթներն անընդհատ մշակվում և կատարելագործվում են բազմաթիվ կիրառությունների նպատակով: Օպտիկական թաղանթներն ունեն իրենց ուրույն և որոշիչ ազդեցությունն օպտիկական կապի համակարգերի (ՕԿՀ) տարրերի պատրաստման և զարգացման մեջ [1]: Կախված օգտագործման նպատակներից՝ կապի համակարգերում օգտագործվում են զգալիորեն տարբեր հատկություններով թաղանթներ, որոնք կարող են լինել դիէլեկտրիկ կամ հաղորդիչ, լրիվ թափանցիկ կամ կիսաթափանցիկ, մասնակիորեն անդրադարձնող կամ լրիվ անդրադարձնող կամ էլ պետք է կայուն լինեն լազերային ճառագայթման երկարատև ազդեցությունների նկատմամբ [2,3]: Միաշերտ և բազմաշերտ օպտիկական ծածկույթներն, օրինակ, կարող են հանդես գալ որպես լուսապայծառացնող թաղանթներ տարբեր տեսակի կիսահաղորդչային, ապակյա կամ օրգանական ծագում ունեցող մանրաթելաօպտիկական տարրերի և բաժանման սահմանների համար: Կիսաթափանցիկ կամ մասնակիորեն անդրադարձնող թաղանթների համակարգերն օգտագործվում են օպտիկական ճառագայթների բաժանիչներ կամ չեզոք գոտիներ պատրաստելու համար: Թափանցիկ և հաղորդիչ թաղանթներն օգտագործվում են օպտիկական մոդուլարարներում [4]:

Կապի համակարգերի համար դիէլեկտրիկ օպտիկական ծածկույթները հիմնականում պատրաստվել են արդեն բազմիցս ուսումնասիրված նյութերից,

ինչպիսիք են՝ SiO_2 , TiO_2 , $\text{SiO}_2/\text{TiO}_2$, Si_3N_4 , Ta_2O_5 , SiO [5], իսկ հաղորդիչ թաղանթները պատրաստվել են ինդիումի և անագի օքսիդներից ու թափանցիկ, հաղորդիչ այլ օքսիդներից, ինչպիսին ցինկի օքսիդն է:

Բոլոր վերը նշված նյութերն ունեն կամ որոշակի բեկման ցուցիչ, կամ էլ դրանց միջոցով տարբեր խառնուրդների պատրաստմամբ և լեգիրմամբ հաջողվում է ստանալ բեկման ցուցիչների փոփոխություններ նեղ տիրույթներում: Կապի համակարգերի օպտիկական ծածկույթների համար մշակված չէ մի այնպիսի կառուցվածքային նյութ, որն ունենա պահանջվող օպտիկական թափանցելիություն և էլեկտրահաղորդականություն, որի բեկման ցուցիչները հնարավոր լինի փոփոխել լայն տիրույթներում:

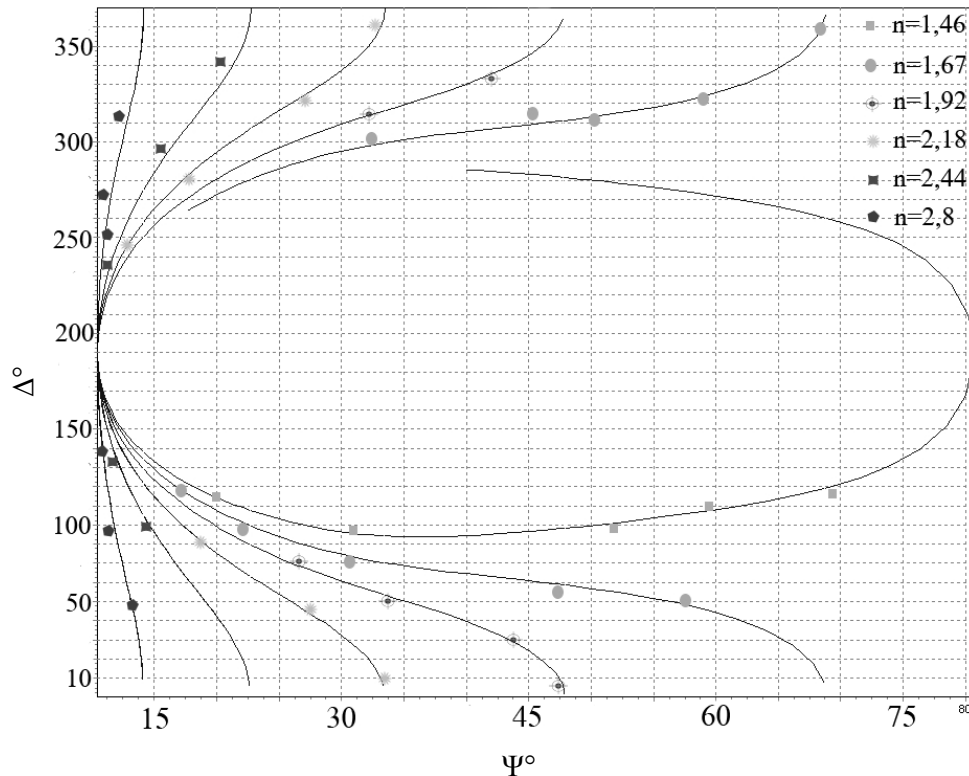
Այս աշխատանքում վերը նշված խնդիրների մի մասը լուծվել են ՀՊՀՀ (Պ)-ի ,Հելիոտեխնիկա երազային լաբորատորիայում պլազմաքիմիական եղանակով աճեցված և լեգիրված ալմաստանման ածխածնային թաղանթների (ԱԱԹ) միջոցով [6], որոնց համար, տեխնոլոգիական պարամետրերից կախված, չափվել և ուսումնասիրվել են դրանց բեկման ցուցիչները, անդրադարձման գործակիցները և թափանցելիությունները՝ ցույց տալով տեխնոլոգիական պարամետրեր, որոնց համար կարելի է ստանալ ԱԱԹ-ներ՝ կապի համակարգերի կիրառությունների համար:

Որպես հիմնական լեգիրող էլեմենտ պլազմայի մեջ ներմուծվել է ազոտը, որը բերել է կոնդենսացված թաղանթների հատկությունների զգալի փոփոխությունների: Ստացվել են տարբեր հաստությամբ, բեկման ցուցիչներով և հաղորդականությամբ թաղանթներ՝ փոփոխելով տեխնոլոգիական պարամետրերը [7]:

Ածխածնի կառուցվածքային բազմազանությունը պայմանավորված է հիմնականում ածխածնի ատոմների վալենտային էլեկտրոնների տարբեր հիբրիդացված վիճակների առաջացմամբ (sp^2 , sp^3): ԱԱԹ-ի կառուցվածքում sp^3 կապերի գերակշռության դեպքում ի հայտ են գալիս ալմաստին բնորոշ կամ ալմաստանման հատկություններ, իսկ sp^2 կապերի գերակշռության դեպքում ձևավորվում են α -C-ի կառուցվածքային տարրատեսակները՝ ամորֆ, ապակեման ածխածինը, ածուխը և այլն [8]: Մինթեզված ԱԱԹ-ներին բնորոշ է կլաստերային կառուցվածքը: Կլաստերների առաջացման հիմնական պատճառը նվազագույն ազատ էներգիայով համակարգ ձևավորելու միտումն է: Նշենք, որ ածխածնային կլաստերային կառուցվածքները դեռևս լիարժեք ուսումնասիրված և դասակարգված չեն:

ԱԱԹ-ների բեկման ցուցիչների փորձարարական ուսումնասիրությունը՝ կախված տեխնոլոգիական պարամետրերից: Աճեցման տեխնոլոգիական պարամետրերն էական ազդեցություն ունեն ԱԱԹ-ների հատկությունների վրա [6-9]: Օպտիկական կապի համակարգերի համար ստացվող թաղանթների կարևորագույն հատկություններից այդ թաղանթների բեկման ցուցիչներն են, այդ առումով, տեխնոլոգիական պարամետրերից կախված, կատարվել են ԱԱԹ-ների բեկման ցուցիչների հետազոտություններ: Թաղանթների բեկման ցուցիչ և հաստության չափումները կատարվել են լաբորատորիայում առկա նորագույն LEF-

752 մակնիշի լազերային էլիպտոմետրի միջոցով՝ 632,8 նմ հեղիում-նեոնային լազերի ալիքի երկարության համար: Բեկման ցուցչի չափման ճշտությունը կազմել է 0,008, իսկ հաստության չափման ճշտությունը՝ 0,5 նմ: Նշենք, որ էլիպտոմետրը չափում է Ψ և Δ էլիպտոմետրիկ անկյունները, որոնք կապված են նմուշի մակերևույթից անդրադարձած լազերի ճառագայթի բևեռացման փոփոխությամբ,

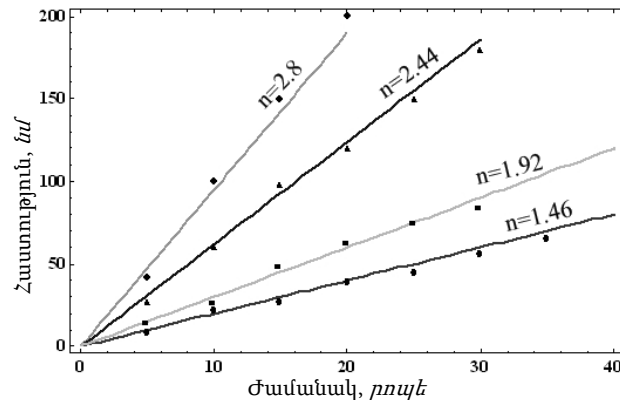


Նկ. 1. Տարբեր բեկման ցուցիչներով էլիպտոմետրիկ կորերի (հոծ ծերով) և փորձնական արդյունքների (կետեր) համեմատությունը

այնուհետև այդ արժեքները համեմատվում են Ψ և Δ հաշվարկային կորերի արժեքների հետ, որից հետո էլ հաշվարկվում են թաղանթի բեկման ցուցիչը և հաստությունը:

Նկ. 1-ում հոծ գծերով պատկերված են տարբեր բեկման ցուցիչներով թաղանթների կորերը, որոնց վրա կետերով նշված են միևնույն բեկման ցուցիչներով թաղանթների համար համապատասխան չափված կետերը, որոնք իրարից տարբերվում են միայն հաստություններով: Նշենք, որ բերված 6 հոծ կորերից յուրաքանչյուրը համապատասխանում է թաղանթի որոշակի բեկման ցուցիչի, իսկ միևնույն կորի տարբեր կետեր բնորոշում են տարբեր հաստություններ: Նկ. 1-ում

բերված միևնույն բեկման ցուցչով կետերի տարբեր հաստությունները համապատասխանում են միևնույն տեխնոլոգիական պարամետրերով ստացված թաղանթներին՝ աճեցման տարբեր ժամանակամիջոցների համար:



Նկ. 2. Թաղանթի հաստության կախվածությունը աճեցման ժամանակից՝ տարբեր բեկման ցուցիչների համար

Նկ. 2-ում բերված են միևնույն տեխնոլոգիական պարամետրերով, բայց իոնային աղբյուրի ոչ մեծ հզորությունների դեպքում (մինչև 120 Վտ) պատրաստված թաղանթների հաստությունների ժամանակային կախվածությունները: Նկատենք, որ այս դեպքում թաղանթների հաստության ժամանակային կապն ունի գծայինին մոտ բնույթ: Նշենք նաև, որ աճեցման ավելի մեծ արագությունների համար ստացվում են ավելի մեծ բեկման ցուցիչներ, որը պայմանավորված է ԱԱԹ-ների կլաստերային կառուցվածքով և գրաֆիտացման աստիճանի աճով:

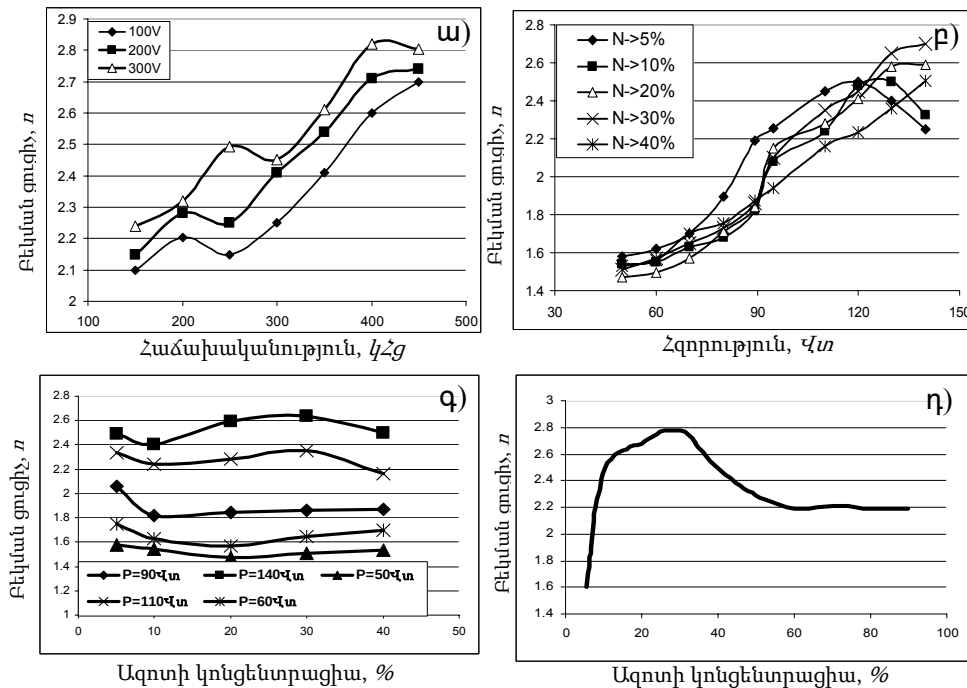
Բեկման ցուցիչների փոփոխության հետազոտություններն ԱԱԹ-ների համար բերված են նկ. 3 ա, բ, գ-ում, որտեղ հարթակին կիրառվել են փոփոխական շեղման լարումներ 150...450 Հց հաճախությունների տիրույթում:

Ինչպես ցույց է տրված նկ. 3 ա-ում ԱԱԹ-ների բեկման ցուցիչները կախված շեղման լարման հաճախականությունից փոփոխվել են 2,1...2,8 տիրույթում: Նկ. 3 բ-ում բերված է բեկման ցուցիչի կապը պլազմայի 50...140 Վտ հզորությունների համար ազոտի տարբեր քանակությունների դեպքում: Այս դեպքում բեկման ցուցիչների փոփոխման տիրույթը կազմել է 1,46...2,7:

Բացի դրանից, բեկման ցուցիչի աճի միտումը իոնային աղբյուրի հզորության մեծացումից փոխվում է նվազման, քանի որ 120 Վտ-ից ավելի մեծ հզորություններում խախտվում է նաև նկ. 3-ում բերված գծայնությունը հատկապես ազոտի փոքրաքանակ ներդրման դեպքում:

Նկ. 3 գ)-ն կազմվել է նկ. 3 բ)-ում բերված տվյալների հիման վրա՝ բեկման ցուցիչի կախվածությունը ազոտի քանակությունից ցույց տալու նպատակով: Նշենք, որ բեկման ցուցիչի արժեքները, հարթակին կիրառված հաճախական շեղման

դեպքում համեմատաբար թույլ կախվածություն են դրսևորել ազոտի քանակությունից, ինչը չի կարելի պնդել շեղման հաստատուն լարման համար ստացված բեկման ցուցչի արժեքների վերաբերյալ (նկ. 3 դ)):

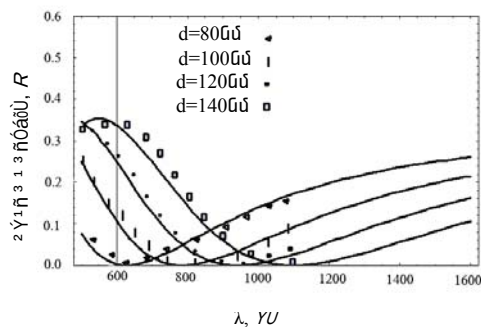


Նկ. 3. ԱԱԹ-ների բեկման ցուցիչների կախվածությունը ա) հարթակին կիրառված հաճախականային շեղումից, բ) պլազմայի հզորությունից և գազային խառնուրդում ազոտի կոնցենտրացիայից հարթակին կիրառված գ) հաճախականային լարման և դ) հաստատուն լարման համար

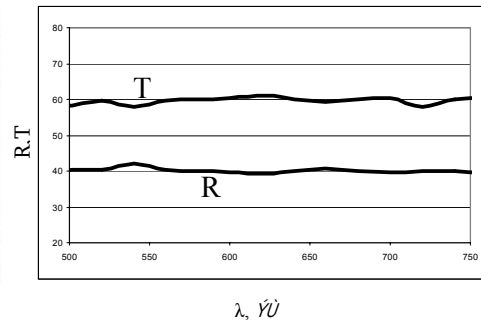
Նկ. 3 դ)-ում բերված է հաստատուն շեղման լարման դեպքում բեկման ցուցչի կախումը, նույնպես ստացված ազոտի քանակությունից մինչև 120 Վտ հզորությունների համար: Այս դեպքում բեկման ցուցչի փոփոխման սահմանները դառնում են 1,6...2,8, իսկ կախումը ստանում է համեմատաբար բարդ տեսք: Գազային խառնուրդ ներմուծված ազոտի կոնցենտրացիայի 30%-ից սկսած բեկման ցուցիչն այլևս չի աճում: Հայտնի է, որ ԱԱԹ-ների կառուցվածքում ազոտի քանակության աճը հանգեցնում է sp^3 հիբրիդացված վիճակ ունեցող ածխածնի մատրիցում sp^2 հիբրիդացված կլաստերների չափերի մեծացմանը, որն էլ իր հերթին հանգեցնում է չափման ժամանակ լույսի բևեռացման փոփոխության և բեկման ցուցչի աճի: Այդ են վկայում նաև լաբորատորիայում նախորդ աշխատանքներում կատարված ռամանյան սպեկտրների չափումները, ըստ որոնց ազոտի քանակության աճի հետ մեկտեղ թաղանթում մեծանում է գրաֆիտի փուլի և

ալմաստի փուլերի I_G/I_D հարաբերությունը, որին զուգընթաց աճում են կլաստերների չափերը գնահատված ռամանյան սպեկտրներից [10]: Այսպիսով, վերը բերված բեկման ցուցիչների տեխնոլոգիական պարամետրերից ունեցած կախվածություններից կարելի է տեսնել, որ ստացված ԱԱԹ-ների բեկման ցուցիչներն իսկապես կարելի է փոփոխել 1,6...2,8 տիրույթներում՝ փոփոխելով միայն տեխնոլոգիական պարամետրերը: Նշված հանգամանքը ԱԱԹ-ներին տալիս է մեծ առավելություններ օպտիկական կապի համակարգերում տարբեր նպատակներով կիրառելու տեսանկյունից:

Mathematica 8 համակարգչային ծրագրի օգնությամբ բազմաշերտ բարակ թաղանթային համակարգերի համար ստեղծվել է ծրագրային փաթեթ, որը հնարավորություն է ընձեռում մատրիցային եղանակով [2] հաշվարկել ցանկացած շերտերից բաղկացած համակարգերի անդրադարձումները և թափանցելիությունները: Այդ ծրագրի միջոցով նախ գտնվել են լուսապայծառացման պայմաններին բավարարող թաղանթների հաստությունները և բեկման ցուցիչները, որից հետո միայն իրականացվել են փորձեր այդ համակարգերը ստանալու ուղղությամբ: Լուսապայծառացնող թաղանթներ աճեցվել են կիսահաղորդչային նյութերի (Si, GaAs) մակերևույթներին [11]:



Նկ. 4. Միաշերտ լուսապայծառացնող թաղանթների անդրադարձման սպեկտրային կախվածությունները ԱԱԹ-ների տարբեր հաստությունների դեպքում



Նկ. 5. Ստացված օպտիկական ճառագայթների բաժանիչի սպեկտրային բնութագրերը

Միաշերտ լուսապայծառացնող թաղանթները լավագույն լուսապայծառացման տարբերակն են, երբ անհրաժեշտ է անդրադարձման զրոյին մոտ արժեքներ ունենալ միայն մեկ ալիքի երկարության համար: Նշված նպատակով միաշերտ ԱԱԹ-ի բեկման ցուցիչը ընտրվել է 1,96, իսկ հաստությունը փոփոխվել է 50...150 նմ տիրույթում որպեսզի նվազագույն անդրադարձումներ առաջանան ալիքի տարբեր երկարությունների համար: Հաստությունը նշված տիրույթում փոփոխելու դեպքում անդրադարձման նվազագույն արժեքը տեղաշարժվել է 400...980 նմ ալիքի

երկարությունների տիրույթում, ընդ որում հաստությունը մեծացնելիս անդրադարձման նվազագույն արժեքը տեղաշարժվում է ձախից աջ: Նկ. 4-ում պատկերված է նշված թաղանթների սպեկտրային անդրադարձման գործակիցների հաշվարկային և փորձարարական կորերը:

Հայտնի է, որ ածխածնային նանոկառուցվածքների օգնությամբ կարելի է ստանալ սպեկտրի համեմատաբար լայն տիրույթներում նվազագույն կամ հարթ անդրադարձային բնութագրերով թաղանթներ: Նմանօրինակ տարբեր անդրադարձումներով թաղանթներ ստացվել են նաև մեր լաբորատորիայում: Կախված տեխնոլոգիական ռեժիմներից՝ հնարավոր է եղել փոփոխել այդ թաղանթների թափանցելիությունները և անդրադարձումները:

Առայժմ պոլիմետիլմետակրիլատի մակերևույթին աճեցվել են միայն 40%-ին մոտ անդրադարձում և 60% -ին մոտ թափանցելիություն ունեցող ճառագայթների բաժանիչներ: Ճառագայթների բաժանիչների պատրաստման հիմնական խնդիրն է, որ դժվար է լինում ստանալ այնիպիսի անդրադարձումներ և թափանցելիություններ, որոնց գումարը կլինի մեկ, այսինքն՝ հաճախ դիտվում է որոշակի կլանում: Նկ. 5-ում բերված են պատրաստված ճառագայթների բաժանիչների սպեկտրային բնութագրերը: Ստացված արդյունքները բացատրվում են ածխածնային կառուցվածքում ձևավորված կլաստերների խտությամբ, ձևով և չափսերով, որոնց հետազոտությունն առայժմ կատարված չէ:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Petty M.** Multilayer films for sensing application. - IEE, 2002.
2. **Macleod H.** Thin Film Optical Filters. Third edition. - 2001.
3. **Honciuc Gh., Singurel Gh.** Antireflection Optical Coatings for the Spetcal Range 400-700 nm, 400-900 nm and 800-1600 nm // Journal of Optoelectronics and Advanced Materials. - 2004.- Vol. 6. - P. 1199-1205.
4. Organic Electro-optic Modulator using transparent conducting oxides as electrodes / **Xu G.** et al // Optics Express. - 2005. - 13.- P. 7380-7385.
5. **Gangopadhyay U., Kim K., Mangalaraj D., Yi J.** //Appl. Surf. Sci.- 2004.- 230. - 364 p.
6. US patent 7459188 B2. Method and apparatus for making diamond – like carbon films / **J. Pern, K. Touryan, Zh. Panosyan, A. Gippius.** - 2008.- 8 p.
7. Thin Solid Films / **Zh. Panosyan** et al. - 2009. - P. 5404-5408.
8. **Robertson J.** Diamond like amorphous carbon, review // Journal of material science and engineering. – 2002. - R 37. - P 129-281.
9. **Gharibyan A., Panosyan Zh.** Refractive index investigation of Diamond Like Carbon Films // Proceedings of Annual conference of SEUA. - 2007. - P. 104.
10. Preparation and investigation of diamond-like carbon nanocomposite thin films for nanophotonics / **Zh. Panosyan, A. Gharibyan , A. Sargsyan** et al. // Proc of SPIE optics+photonics symposium. Nanophotonic materials 7 conference.- USA, 2010. - P. 7755Q1-7755Q8.

11. **Panosyan Zh., Gharibyan A., Yengibaryan Ye., Abdul-Nagy A.** Preparation of new type of antireflection and contact coatings on the surface of Si PV Cells // Proc. of 5th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition: 5th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion. - 2010. - P. 567 – 569.

ՀՊՃՀ (Պ): Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 05.04.2011:

А.С. ГАРИБЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛМАЗОПОДОБНЫХ УГЛЕРОДНЫХ ПЛЕНОК И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Плазмохимическим методом выращены алмазоподобные углеродные пленки (АУП) при разных технологических параметрах. Эллипсометрическим методом измерены коэффициенты преломления и толщины пленок, выращенных в лаборатории “Гелиотехника” ГИУА. Показано, что коэффициенты преломления выращенных АУП можно изменять в широких пределах 1,4...2,8. Для фотодатчиков оптической связи на поверхности кремния антиотражающие однослойные пленки выращены с коэффициентом преломления 1,96 и разными толщинами в широком диапазоне спектра. Для применения в оптической связи изготовлены также делители отношением 40/60 и нейтральные фильтры плотности, имеющие разные пропускания.

Ключевые слова: оптическая связь, коэффициент преломления, антиотражение, отражение, алмазоподобные углеродные пленки.

A.S. GHARIBYAN

INVESTIGATION OF DIAMOND-LIKE CARBON OPTICAL FILMS AND THEIR APPLICATION IN COMMUNICATION SYSTEMS

Refractive indices and thicknesses of the films deposited by means of plasmachemical deposition technology in “Heliotechnic” laboratory under different technological parameters are measured by means of the ellipsometric method. It is demonstrated that refractive indices of diamond-like carbon (DLC) films are varied within the wide region of 1.4...2.8. For the sensors of optical communication devices single layer antireflective DLC thin films are deposited. Refractive indices are kept 1.96 and with different thicknesses wide range of the spectrum. Triple layer antireflective coatings are obtained for wider spectral region. 40/60 beam splitters and natural density filters of different transparencies are prepared for the applications in optical communication.

Keywords: optical telecommunication, refractive index, antireflectance, reflectance, diamond-like carbon.

А.А. ТЕРЗЯН, А.А. ГЕВОРГЯН, А.Э. АКОПЯН, Л.Т. ОГАННИСЯН

**К РЕШЕНИЮ КРАЕВЫХ ЗАДАЧ НА МНОГОПРОЦЕССОРНЫХ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ**

Рассмотрены параллельные алгоритмы решения нелинейной задачи электромагнитного поля методом конечных элементов. Показано, что для каждой сеточной задачи существует предпочтительное количество параллельных процессоров, при превышении которого процесс ускорения решения задачи резко замедляется.

Ключевые слова: электромагнитное поле, сеточные задачи, параллельные алгоритмы.

Введение. Развитие GRID и многопроцессорных вычислительных систем (МВС) открыло новые возможности повышения эффективности вычислительного процесса. Если GRID сегодня можно рассматривать как среду, объединяющую разнородные вычислительные ресурсы и используемую, в основном, для поиска свободных многопроцессорных (многоядерных) вычислительных структур, то МВС кластерной архитектуры представляют собой эффективное средство для реализации параллельных алгоритмов. Подобные распределенные вычислительные среды особенно привлекательны для решения сеточных задач. В этой связи проблема распараллеливания сеточных алгоритмов сегодня является объектом интенсивных исследований [1,2].

В работе рассматриваются параллельные алгоритмы решения нелинейной задачи электромагнитного поля методом конечных элементов.

Известно, что с распараллеливанием сеточных задач, путем декомпозиции исходной исследуемой области, наряду с арифметическими операциями возникают обменные операции. Кроме того, при неравномерном разбиении области на параллельные блоки (подобласти) имеет место неравномерность времени арифметических операций отдельных процессоров, что приводит к простоям части процессоров.

Численными экспериментами на модельной задаче показано, что для каждой сеточной задачи существует предпочтительное количество процессоров, при превышении которого процесс ускорения решения задачи резко замедляется.

Основные результаты. На рис. 1 представлена исследуемая область модельной задачи. На этом рисунке показано электромагнитное устройство с ферромагнитными участками А и В, разделенными воздушным зазором С.

Устройство содержит обмотку D, обтекаемую током с синусоидальным распределением вдоль зазора. Для определения электромагнитного поля в устройстве краевую задачу необходимо решить с нулевыми граничными условиями на бесконечности. Однако, учитывая, что поле вне устройства достаточно быстро затухает, ограничимся рассмотрением конечной области [3,4] воздушного пространства, окружающего устройство, приняв на границе нулевые значения потенциалов (рис. 2).

Постоянное магнитное поле, созданное электрическим током, описывается уравнением Максвелла:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) = \delta,$$

где A - векторный магнитный потенциал; δ - плотность тока; ν - величина, обратная магнитной проницаемости.

Численный расчет двумерного магнитного поля методом конечных элементов сводится к решению системы уравнений

$$\sum_e \left(\nu_e \sum_{i=1}^k A_i \beta_{ij}^e - \frac{\delta_e \Delta_e}{3} \right) = 0, \quad j = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

где A_i - значение потенциала A в узле i; ν_e - значение ν внутри элемента e; δ_e - значение δ внутри e; Δ_e - площадь треугольника e; β_{ij}^e - коэффициент взаимодействия вершин i и j в элементе e; N - число некраевых узлов.

В (1) внешнее суммирование осуществляется по всем элементам e, содержащим узел, а внутреннее суммирование - по всем узлам i, содержащимся в элементе e (k - число таких узлов).

В случае сетки из треугольных элементов коэффициент $\beta_{ij}(\beta_{ii})$ по вершинам i, j, m треугольника e имеет следующий вид (k=3):

$$\begin{cases} \beta_{ii}^e = \frac{1}{4\Delta_e} \left[(y_j - y_m)^2 + (x_j - x_m)^2 \right], \\ \beta_{ij}^e = \frac{1}{4\Delta_e} \left[(y_i - y_m)(y_m - y) + (x_j - x_m)(x_m - x_i) \right], \end{cases} \quad (2)$$

где $(x_i, y_i), (x_j, y_j), (x_m, y_m)$ - декартовы координаты узлов i, j, m соответственно.

Учитывая, что для каждого узла j в (1) принимают участие только непосредственные соседи узла j, получаем систему уравнений с неизвестными A_j , причем количество уравнений равно количеству неизвестных. Т.е. вариационная постановка краевой задачи после ее аппроксимации сеточным методом конечных элементов приводит к алгебраической системе с разреженной матрицей высокого порядка.

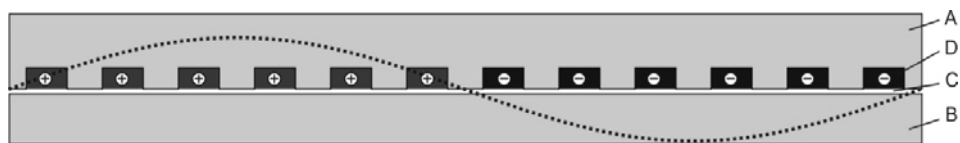


Рис. 1

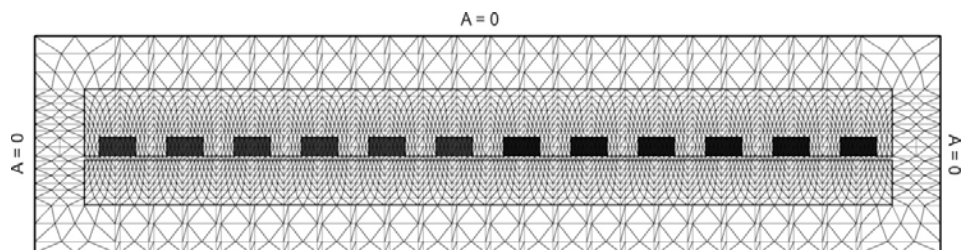


Рис. 2

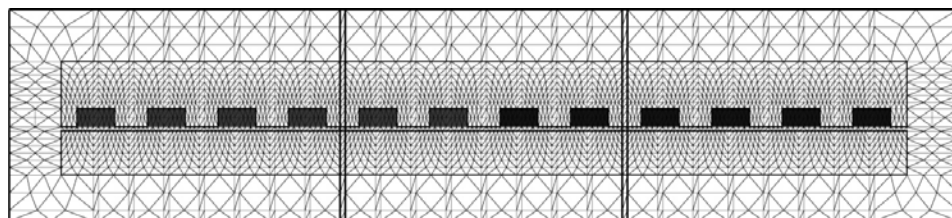


Рис. 3

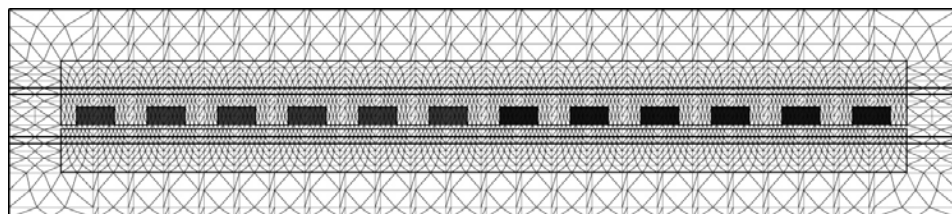


Рис. 4

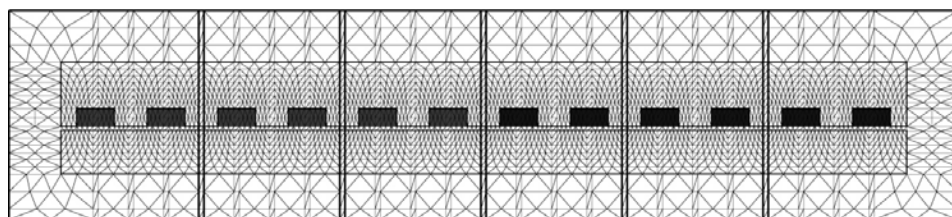


Рис. 5

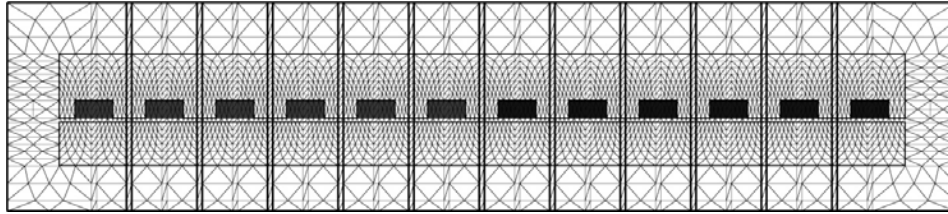


Рис. 6

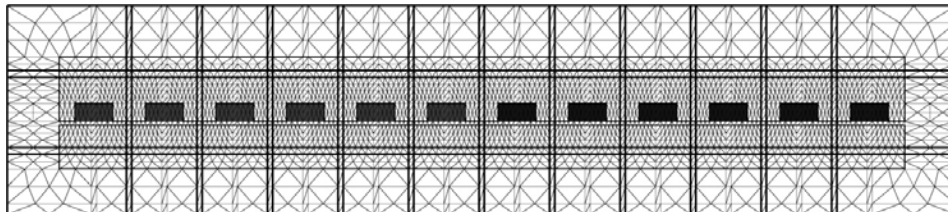


Рис. 7

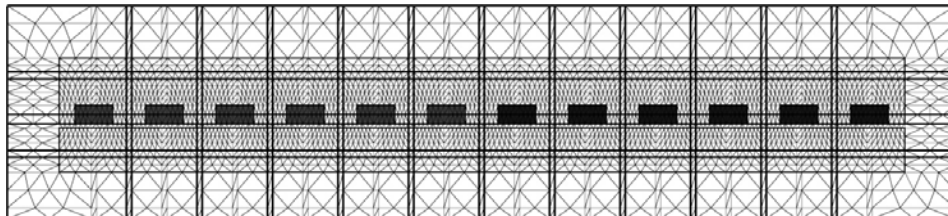


Рис. 8

Идея повышения эффективности решения ресурсоемкой системы линейных алгебраических уравнений в полевых задачах путем декомпозиции исходной исследуемой области не нова (см. напр. [5]), однако она стала реальной лишь в последнее время в связи появлением и сильным развитием МВС.

В вычислительной практике используются два вида декомпозиции – декомпозиция без перекрытий и декомпозиция с теневыми границами (перекрытием).

В настоящей работе принята декомпозиция с перекрытием.

Использование принципа декомпозиции необходимо сопровождать возможной минимизацией коммуникационных потерь. Из приведенных на рис. 3 и 4 двух видов декомпозиции очевидно, что при равном количестве требуемых параллельных процессоров (3) декомпозиция, представленная на рис. 4, менее удачная, чем декомпозиция на рис. 3, так как во втором случае возникают значительные обменные процессы. Так, численными экспериментами установлено, что при декомпозиции по рис. 3 задача была решена за 186 с, а в

случае декомпозиции по рис. 4 время решения составило 339 с. Разница в 1,86 раза значительная.

На рис. 5 - 8 представлены различные декомпозиции исходной задачи, требующие, соответственно, 6, 12, 36 и 48 параллельных процессоров (ядер). Результаты численных экспериментов в виде зависимости времени решения задачи T (с) от количества параллельных процессоров (N) в сопоставлении с последовательным счетом (по рис. 2) представлены на рис. 9. Из сопоставительного анализа явствует, что решение сеточных задач на МВС с использованием принципа декомпозиции весьма эффективно.

Так, по сравнению с последовательным счетом на модельной сеточной задаче с использованием 48 - процессорного (ядерного) кластера, получено ускорение решения в 160 раз.

Вместе с тем анализ полученных результатов показывает, что существует предпочтительное количество процессоров, при превышении которого процесс ускорения решения сеточной задачи резко замедляется. Для рассмотренного нами случая предпочтительным числом параллельных процессоров является 36.

На рис. 10 представлено полученное распределение магнитного поля в исследуемой среде.

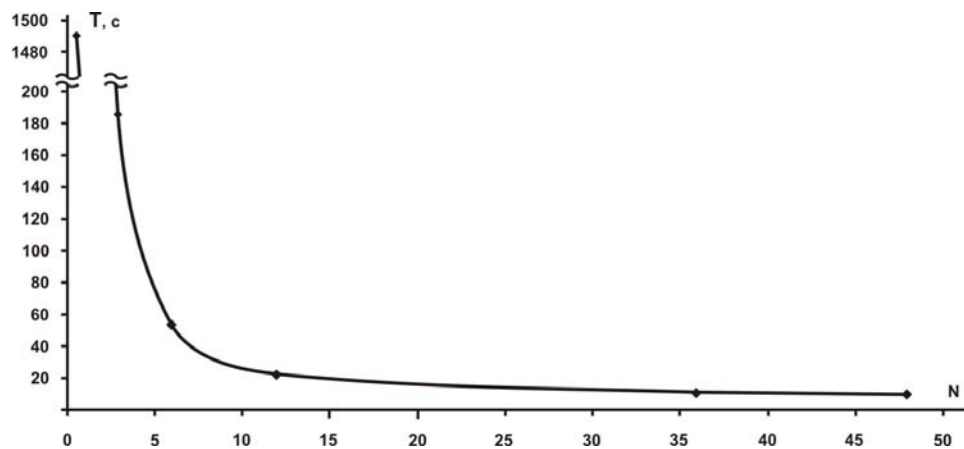


Рис. 9

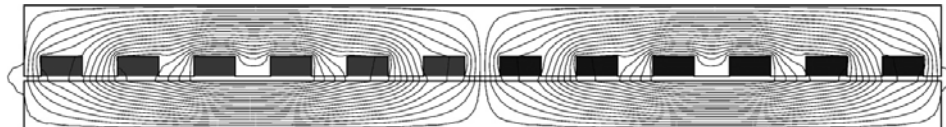


Рис. 10

Заключение. Результаты исследования показали, что в рассмотренной сеточной модельной задаче при использовании принципа декомпозиции и решении задачи на многопроцессорной вычислительной системе кластерной архитектуры получено значительное ускорение решения задачи.

Показано также, что существует предпочтительное количество процессоров, при превышении которого процесс ускорения решения задачи резко замедляется.

Значительный интерес представляет разработка формальных рекомендаций по предварительному определению предпочтительного числа параллельных процессоров для решения заданной сеточной задачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ильин В.П.** Структуры сеточных алгоритмов и их отображение на архитектуру МВС // Труды Всероссийской суперкомпьютерной конференции. – М.: Изд-во МГУ, 2009. - С. 150-157.
2. **Ильин В.П.** Проблемы высокопроизводительных технологий решения больших разреженных СЛАУ // Вычислительные методы и программирование. – 2009. - Т. 10, N 1. - С. 130-136.
3. **Терзян А.А.** Автоматизированное проектирование электрических машин. - М.: Энергоатомиздат, 1983. - 256 с.
4. **Terzyan H.** Simulation of electromechanical systems. Numerical methods and Solutions. - VDM Verlag, 2009. -280 p.
5. **Терзян А.А.** Автоматизированная система решения полевых задач в электрических машинах // Электричество. – 1984. - N^o10. - С. 11-17.

ГИУА(П). Материал поступил в редакцию 17.05.2011.

Հ.Ա. ԹԵՐԶՅԱՆ, Ա.Ա. ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ, Ա.Է. ՀԱԿՈԲՅԱՆ, Լ.Տ. ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ
ԲԱԶՄԱԴՐՈՑԵՍՈՐԱՅԻՆ ՀԱՇՎՈՂԱԿԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՄԻՋՈՑՈՎ ԵԶՐԱՅԻՆ
ԽՆԴԻՐՆԵՐԻ ԼՈՒԾՄԱՆ ՄԱՍԻՆ

Դիտարկվել են վերջավոր տարրերի մեթոդով ոչ գծային էլեկտրամագնիսական դաշտի լուծման զուգահեռ ալգորիթմներ: Ցույց է տրվել, որ ամեն մի ցանցային խնդրի համար գոյություն ունի նախընտրելի պրոցեսորների քանակ, որոնց մեծացման դեպքում խնդրի լուծման արագությունը կտրուկ դանդաղում է:

Առանցքային բառեր. էլեկտրամագնիսական դաշտ, ցանցային խնդիրներ, զուգահեռ ալգորիթմներ:

H.A. TERZIAN, A.A. GEVORGIAN, A.E. HAKOBYAN, L.T. HOVHANNISYAN
ON SOLUTION OF BOUNDARY-VALUE PROBLEMS BY MULTIPROCESSOR
COMPUTING SYSTEMS

The parallel algorithms for solution of non-linear electromagnetic field problems by finite-element method are considered. It is shown that for every mesh problem a preferable number of parallel processors, the excess of which reduces to decrease of the speed of solution process exists.

Keywords: electromagnetic field, mesh problems, parallel algorithms.

Ս.Հ. ՄԻՄՈՆՅԱՆ, Կ.Ա. ԹՈՌՉՅԱՆ

**ԳԱԶԱՅԻՆ ԱՐՏԱՆԵՏՈՒՄՆԵՐՈՎ ՄԹՆՈԼՈՐՏԻ
ԱՂՏՈՏՎԱԾՈՒԹՅԱՆ ՄԱԿԱՐԴԱԿԻ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅԱՆ ԵՎ
ԳՆԱՀԱՏՄԱՆ ԳՐԱՖԻԿԱԿԱՆ ԱՎՏՈՄԱՏԱՑՎԱԾ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ
ՄՇԱԿՈՒՄ**

Մշակված և առաջարկված է գրաֆիկական ավտոմատացված համակարգ, որի օգնությամբ հնարավոր է կատարել գազային արտանետումներով մթնոլորտի աղտոտվածության մակարդակի արդյունավետ վերլուծություն և գնահատում:

Առանցքային բառեր. գազային արտանետում, մթնոլորտ, աղտոտվածություն, էկոլոգիա, զուգահեռացում, կլաստեր, ավտոմատացված համակարգ:

Ներածություն: Այսօր ինֆորմացիոն տեխնոլոգիաներն (ԻՏ) ամենուրեք կիրառվում են գործնական կյանքում և կենցաղում [1]: Դրանք թույլ են տալիս արագ և որակով հավաքել և փոխանցել տեղեկատվություն, այդ թվում նաև շրջակա միջավայրի վերաբերյալ: Ինֆորմացիոն տեխնոլոգիաների վերաբերյալ այժմ կան բազմաթիվ հետազոտություններ և հրապարակումներ [2,3], սակայն գործնականում չկան ամբողջական աշխատություններ՝ նվիրված հենց շրջակա միջավայրի պաշտպանության բնագավառում ԻՏ-ի կիրառությանը: Շրջակա միջավայրի գործընթացների և պաշտպանության բնագավառում ԻՏ-ի կիրառման համատեքստում՝ ընդհանուր առմամբ, կարելի է առանձնացնել հետևյալ հիմնական հասկացությունները [4,5]:

Կառավարման տեխնոլոգիա, ինչն ապահովում է օբյեկտի իրավիճակը բնութագրող ֆիզիկական կամ այլ մեծության հաստատուն լինելը կամ այդ մեծության՝ ըստ համապատասխան օրենքի փոփոխությունը՝ հիմնվելով շրջակա միջավայրի և օբյեկտի իրավիճակի վերաբերյալ հստակ տեղեկատվության վրա:

Կառավարման համակարգի **ինֆորմացիոն մոդելը**, որը կարելի է ներկայացնել որպես երկու հիմնական բաղադրիչների՝ **կառավարման օբյեկտի և կառավարող մասի** համադրություն: Կառավարման օբյեկտ կարող է լինել տարածաշրջանը, քաղաքը, գործարանը, արտանետման աղբյուրը, արտանետվող նյութը, տեխնիկական սարքավորումը, տեխնոլոգիական գործընթացը: Կառավարող մասը գիտակցված, նպատակաուղղված տեղեկատվական ազդեցությունն է, որի արդյունքում օբյեկտը մի վիճակից անցնում է մեկ այլ վիճակի: Կառավարող օբյեկտի և կառավարող մասի փոխազդեցությունը երկկողմանի է և իրագործվում է ուղիղ և **հետադարձ կապերի** միջոցով:

Ընդհանուր դեպքում ինֆորմացիոն տեխնոլոգիաների աշխատանքի հիմնական բաղադրիչներն են՝ մուտքային տեղեկատվության հավաքագրումը, հավաքագրված տեղեկատվության համակարգումը, մաթեմատիկական մոդելի մշակումը, ալգորիթմի մշակումը, ծրագրային ապահովման ստեղծումը և թեստավորումը, ծրագրի հարմարեցումը կլաստերի վրա և էլքային տվյալների մշակումը և համակարգումը:

Մուտքային տեղեկատվության հավաքագրումը դիտարկվող դեպքում օդերևութաբանական կայանների և վիճակագրական ծառայության բազմամյա դիտարկումների արդյունքներն են:

Ցանկացած տեղեկատվական տեխնոլոգիայի հիմքում ընկած է համապատասխան խնդրի **մաթեմատիկական մոդելը**, որն ուղղված է իրական խնդիրը (օրինակ ֆիզիկական գործընթացը) համապատասխան մաթեմատիկական առնչությունների տեսքով ներկայացնելուն [6,7]:

Դիտարկվող համակարգը տվյալ մաթեմատիկական մոդելի շրջանակներում ուսումնասիրելու համար մշակվում է համապատասխան **ալգորիթմ**:

Ալգորիթմի **ծրագրային** իրագործման արդյունքում ստեղծվում է համապատասխան ծրագրային միջավայր՝ կախված որոշակի խնդրի առանձնահատկություններից: Ծրագրի մշակման համար ընտրվում են ծրագրավորման համապատասխան լեզուն և տեխնոլոգիաները. մեր դեպքում ծրագրի միջուկը մշակված է C++ ծրագրավորման լեզվի և բազմապրոցեսորային կլաստերների շահագործման համար նախատեսված MPI փաթեթի օգնությամբ՝ հիմնված HTTP արձանագրության վրա [8,9]: Հաշվարկային բազայի շատ մեծ չափերի պատճառով ալգորիթմն իրականացվել է բազմապրոցեսորային կլաստերի վրա:

Ծրագրի աշխատանքի արդյունքում ստացված **էլքային տվյալների մշակումը** և դրանց համակարգման եղանակով ներկայանալի և ընկալելի արդյունքի ստացումը նույնպես տեղեկատվական տեխնոլոգիաների հենքային տարրն է:

Շրջակա միջավայրի պաշտպանության ոլորտում հիմնավորված լուծումներ ստանալու համար մեծ նշանակություն ունի արդյունավետ ավտոմատացված համակարգերի ստեղծումը, որոնք պետք է իրենց տրամադրության տակ ունենան էկոլոգիատեսակական տվյալների հարուստ բազա:

Էկոլոգիական տեղեկատվությունը, որը կուտակվում է արդյունաբերության ոլորտում, ընդհանուր առմամբ տրոհվում է 3 խմբի [10].

1-ին խումբը ներառում է բնութագրվող ձեռնարկության՝ որպես աղտոտման աղբյուրի մասին **տեղեկությունները**: Այդ տեղեկատվությունը, որպես կանոն, կրում է ընդհանրացված բնույթ, ինչն անհրաժեշտ է արտադրության տվյալ բնագավառի համար՝ առավել հստակ արտացոլելու նրա առանձնահատկությունները աղտոտման տեսանկյունից:

2-րդ խումբը միավորում է վնասակար նյութերի կոնցենտրացիաների հաշվարկի համար տեղեկությունները: Այս տվյալների հավաքագրումը և մշակումը առավել պատասխանատու աշխատանք է, քանի որ տվյալների հավաքման ճշտությունից և կառուցված խտությունների սահմաններից է կախված հետագա

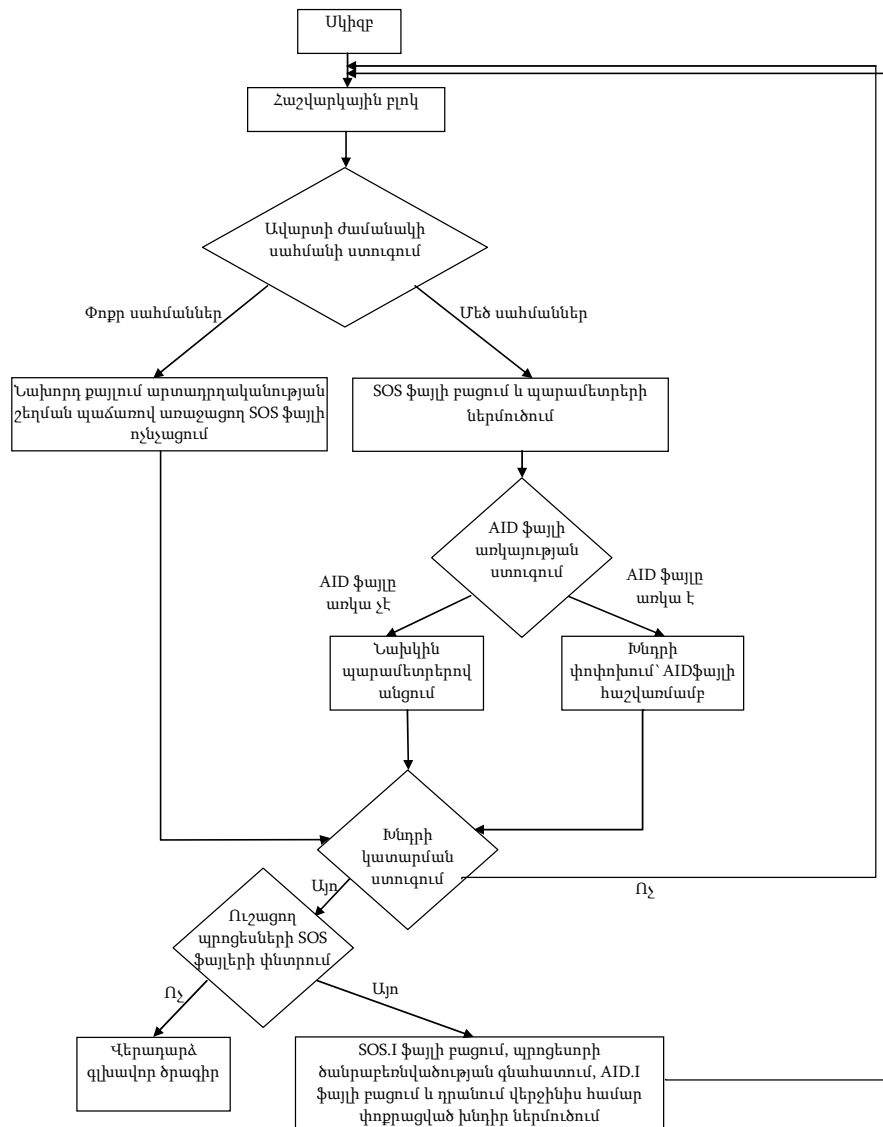
հաշվարկների ճշտությունը: 2-րդ խմբի մեջ են մտնում հետևյալ առաջնային տվյալները՝

- **աղտոտման աղբյուրի բնութագրերը՝** ծավալը, բաղադրությունը, ջերմաստիճանը, արտանետվող գազի արագությունը, արտանետման աղբյուրի տրամագիծը և բարձրությունը,
- **օդերևութաբանական տվյալները՝** քամիների վարդը, քամու արագությունը, միջին ամսական ջերմաստիճանը, օդի խոնավությունը, տեղումների քանակը,
- **տարածքային բնութագրերը՝** տեղանքի քարտեզը, որտեղ տեղադրված են ուսումնասիրվող օբյեկտները, տեղանքի ռելիեֆի մասին տվյալները և ֆոնային աղտոտումները:

3-րդ խումբը պարունակում է հնարավոր վնասների հաշվարկի համար տեղեկությունները:

«ԷկոԳազ V1.0» քոմպյութերային գրաֆիկական ավտոմատացված համակարգի ընդհանուր կառուցվածքը: Նույնիսկ մոտավոր գնահատականները [6.7] մատնանշում են, որ գերիզոր մեկ համակարգչային միավորի համար դիտարկվող խնդրի՝ առանց զուգահեռացման ճակատային լուծումը կարող է տևել շաբաթներ գուցե և ամիսներ: Հատկապես օգտագործման նպատակահարմարության տեսանկյունից ծրագրի աշխատանքային ռեժիմը պետք է ենթադրի վերջինիս սահուն աշխատանքը պարամետրերի փոփոխական դեպքում ևս: Այսպիսով, ինչպես կամայական բազմապարամետրական (պարամետրերի քանակը >10⁴) խնդրի համար, այնպես էլ գազային արտանետումների էվոլյուցիոն գործընթացների մոդելավորման խնդրի դեպքում, կամա թե ակամա, առնչվում ենք զուգահեռացման հիմնախնդրի հետ: Զուգահեռացվող գործընթացների դինամիկ հավասարակշռումը կատարվում է ի հաշիվ այն բանի, որ յուրաքանչյուր պրոցեսոր աշխատանքի ընթացքում ժամանակային որոշակի հատվածում որոշում է ծրագրի որոշակի հատվածի կատարման իր աշխատանքային արագությունը և գնահատում է աշխատանքի մնացած ծավալը՝ որոշելով այն ժամանակը, որի ընթացքում նա կհասնի սինքրոնացման հերթական կետին: Եթե այդ ժամանակը չափազանց մեծ է և կարող է բերել աշխատանքի գրաֆիկի կրիտիկական խախտման, այն ստեղծում է հատուկ ազդանշանային ֆայլ և ներմուծում է այնտեղ իր պարամետրերը՝ աշխատանքի ծավալը և կատարման արագությունը, որոնց հիման վրա հնարավոր է գնահատել անհրաժեշտ օգնության ծավալը առավել արագագործ պրոցեսորների կողմից: Այսպիսի ֆայլերի հայտնվելը հենց ախտորոշիչ ազդանշան է հաշվարկային գործընթացների անհաջող իրավիճակի վերաբերյալ: Այդ իրավիճակի շտկման համար յուրաքանչյուր պրոցեսոր սինքրոնացման կետին վերադարձման ժամանակ չի ընդհատում իր աշխատանքային ռեժիմը՝ մյուս պրոցեսորներին բերելով պասիվ սպասելու վիճակի, այլ առաջին հերթին ստուգում է այդպիսի ազդանշանային ֆայլերի առկայությունը: Այդպիսիք հայտնաբերելու դեպքում բացում է այդ ֆայլը՝ համեմատելով դրանում գրված պարամետրերն իր պարամետրերի հետ կամ իր վրա է վերցնում դանդաղ աշխատող պրոցեսորի մնացած աշխատանքի մի մասը և

ջնջում այդ ֆայլը կամ, ի վիճակի չլինելով ինքնուրույն կատարել աշխատանքը, ուղղակի փակում է այդ ֆայլը՝ հավելյալ աշխատանքը թողնելով առավել հզոր պրոցեսորներին: Ստորև բերվում է զուգահեռացվող գործընթացի դինամիկ հավասարակշռման բլոկ-սխեման (նկ. 1):



Նկ. 1. Զուգահեռացվող գործընթացի դինամիկ հավասարակշռման բլոկ-սխեման

Համակարգը բաղկացած է հաշվարկային և օգտագործման գրաֆիկական ինտերֆեյսային մոդուլներից:

Հաշվարկային մոդուլը նախատեսված է բազմատարր կլաստերային համակարգերի վրա հատուկ խնդրի համար մշակված ալգորիթմով հաշվարկների արդյունքում թվային, ինչպես նաև գրաֆիկական արդյունքների ստացման համար: Վերջինիս հիմքում ընկած է MPI (message passing interface) տեխնոլոգիան՝ C++ լեզվի համապատասխան գրադարանների հիման վրա: Լեզվի և տեխնոլոգիայի ընտրությունը պայմանավորվել է խնդրի պահանջներից բխող վիրտուալ հիշողության և պրոցեսորային ռեսուրսի լավարկային օգտագործման նկատառումներից: Փորձարկվող կլաստերը բաղկացած է 32 հանգույց պարունակող և ubuntu 11.04 օպերացիոն համակարգով համակարգչային միավորներից:

Օգտագործման գրաֆիկական ինտերֆեյսային մոդուլի ստեղծման ընթացքում առկա էր այլընտրանք՝ վերջինիս անմիջական իրականացումն իրագործել կամ հրամանային տողերի տեսքով, կամ դիմել WEB տեխնոլոգիաների օգնությանը: Ընտրությունը կանգ առավ WEB տեխնոլոգիաների վրա՝ հաշվի առնելով հարմարավետության գործոնը: Օգտագործողի ինտերֆեյսը մշակվել է PHP լեզվի HTML պսևդոլեզվի և javascript լեզվի հիման վրա՝ AJAX տեխնոլոգիայի օգտագործմամբ: Տեղեկատվության տեղափոխելիության նպատակով մշակված ֆայլային ֆորմատը հիմնված է XML-ի վրա: Օգտագործված է նաև կոդմնակի ZIP արխիվների գեներացման գրադարան [11]:

Ծրագրի համար ընտրվել է «**ԷկոԳազ**» պայմանական անվանումը: Ծրագիրը բաղկացած է օգտագործման ինտերֆեյսի, նախագծի ավելացման, նախագծի կարգավորումների, էքսպորտի, իմպորտի, MPI ղեկավարող ինտերֆեյսի և արդյունքների բեռնման ինտերֆեյսի էջերից:

Օգտագործման ինտերֆեյսը բաղկացած է երեք վահանակներից, որոնք հիմնականում կրում են ինֆորմացիոն բնույթ և նախատեսված են ընթացիկ նախագծերի ղեկավարման և ընթացիկ նախագծի հետ աշխատելու համար:

Համակարգը հնարավորություն է տալիս իրական ժամանակի ռեժիմում կատարել **նախագծի ավելացում** և կառավարել այն:

Նախագծի կարգավորումներ էջը (նկ.2) նախատեսված է ընթացիկ նախագծի հաշվարկային ալգորիթմում օգտագործվող պարամետրերի ղեկավարման համար: Պարամետրերը ի մի են բերված երեք խոշոր խմբերի մեջ՝ օդերևութաբանական տվյալներ, արտանետվող գազի ֆիզիկամեխանիկական պարամետրեր և որպեսզգալի ներդրում ունեցող պարամետր՝ քամին, որն անջատված է օդերևութաբանական տվյալների բլոկից և ներկայացված է առանձին:

Համակարգը հնարավորություն է տալիս պահպանել կարգավորումները, անհրաժեշտության դեպքում հետագայում կատարելու շտկումներ և կատարված շտկումների կամ փոփոխությունների համար վերահաշվարկ կատարելու, ինչպես նաև ներբեռնելու կարգավորումները XML ֆորմատով ԷՔՍՊՈՐՏ էջի միջոցով:

արդեն կատարված աշխատանքի տոկոսային չափի մասին՝ ընդհանուր աշխատանքի ծավալի նկատմամբ:

Արդյունքների բեռնման ինտերֆեյսը հաշվարկային մոդուլի արդյունքների հիման վրա ինտերֆեյսային մոդուլի սերվերային մասը գեներացնում է որպես միասնական արխիվային ֆայլ (ZIP), որի բեռնումը հնարավոր է իրականացնել արդյունքների բեռնման ինտերֆեյսից:

Համակարգում նախատեսված է նաև տեղեկատվության գրաֆիկական և դիագրամներով արտածման հնարավորություն:

Աշխատանքային ռեժիմի հաշվարկային համակարգչային ծրագիրը և հաշվարկային պարամետրերը բաց են՝ հետագա փոփոխություններ և լրացումներ կատարելու համար:

Ծծմբի երկօքսիդի արտանետումներով Ալավերդի քաղաքի մթնոլորտի աղտոտվածության մակարդակի գնահատումը «ԷկոԳազ V 1.0» գրաֆիկական ավտոմատացված համակարգի միջոցով: Աշխատանքի շրջանակներում, «ԷկոԳազ V1.0» ավտոմատացված համակարգի հնարավորությունների և առաջարկվող մեթոդաբանության փորձարկման նպատակով, որպես ծծմբի երկօքսիդի արտանետումներով մթնոլորտի աղտոտվածության մակարդակի վերլուծության և գնահատման օրինակ, դիտարկված է ՀՀ Ալավերդի քաղաքը: Տարածաշրջանի աղտոտվածության մակարդակի վերլուծությունը և գնահատումն իրականացված է «Արմենիան Քափըր Փրոգրամ» ՓԲԸ ձեռնարկության ծծմբի երկօքսիդի արտանետումների վերաբերյալ հաշվետվությունների հիման վրա:

Կատարված է թվային մոդելավորում և վերջինիս արդյունքների հիման վրա՝ գրաֆիկական և աղյուսակային արտապատկերում, օգտագործելով Ալավերդի քաղաքում տեղակայված պղնձաձուլական գործարանի կողմից ծծմբի երկօքսիդի արտանետումների և այդ տարածաշրջանի համար բնորոշ քամիների վարդի միջինացված տվյալները:

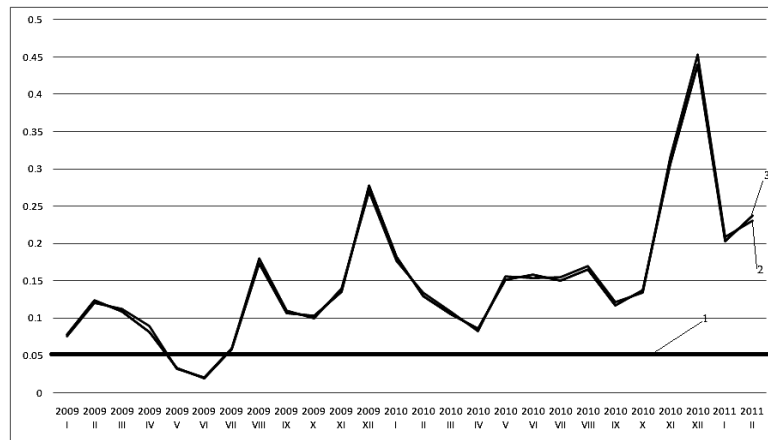
Ծրագրի ելքային տվյալների մշակման արդյունքում դուրս են բերվել 2009թ. սկզբից մինչ 2011թ. փետրվար ամսվա համար ծծմբի երկօքսիդի միջին ամսական կոնցենտրացիաներն Ալավերդու տարածաշրջանի համար: Բերվում է նույն ժամանակաշրջանի համար «ՀայԷկոՄոնիտորինգ» կենտրոնի կողմից հրապարակված տվյալների [12] և «ԷկոԳազ V1.0»-ի ելքային տվյալների համեմատական աղյուսակը (աղ.1): Ակնհայտ է, որ տվյալների առավելագույն շեղումը չի գերազանցում 3 %-ը:

Բացի միջինացված արդյունքներից, «ԷկոԳազ V1.0»-ն հնարավորություն է տալիս ստանալ որոշակիացված տվյալներ՝ տարածության կամայական տիրույթի համար: Փոքր դիսկոկացված կամայական ծավալի համար խտության արժեքի հաշվարկը նույնպես ներառված է ծրագրի աշխատանքային մոդելում՝ որպես աշխատանքային ռեժիմ:

«ՀայԷկոՄոնիտորինգ»-ի և «ԷկոԳազ V1.0»-ի ելքային տվյալների համեմատական աղյուսակը

ԱՄԻՍ	«ՀայԷկո Մոնիթորինգ»-ի տվյալները, մգ/մ ³	«ԷկոԳազ V1.0»-ի տվյալները, մգ/մ ³	«ՀայԷկո Մոնիթորինգ»-ի տվյալները, մգ/մ ³	«ԷկոԳազ V1.0»-ի տվյալները, մգ/մ ³	«ՀայԷկո Մոնիթորինգ»-ի տվյալները, մգ/մ ³	«ԷկոԳազ V1.0»-ի տվյալները, մգ/մ ³
	2009 թ.		2010 թ.		2011 թ.	
Հուն.	0,076	0,0783	0,177	0,1717	0,209	0,2027
Փետ.	0,120	0,1164	0,134	0,1380	0,231	0,2379
Մարտ	0,112	0,1086	0,109	0,1057		
Ապրիլ	0,089	0,0811	0,083	0,0805		
Մայիս	0,032	0,0310	0,156	0,1513		
Հունիս	0,020	0,0206	0,154	0,1586		
Հուլիս	0,060	0,0582	0,155	0,1504		
Օգոս.	0,180	0,1732	0,170	0,1751		
Սեպ.	0,110	0,1133	0,121	0,1174		
Հոկ.	0,100	0,1030	0,134	0,1300		
Նոյեմ.	0,140	0,1442	0,316	0,3065		
Դեկ.	0,270	0,2781	0,453	0,4394		

Մտացված տվյալների հիման վրա կառուցվել է քրոնոմետրական գրաֆիկը (նկ. 3):



Նկ. 3. «ԷկոԳազ V 1.0»-ի ելքային տվյալների հիման վրա Ալավերդու տարածաշրջանի համար ծծմբի երկօքսիդի միջին ամսական կոնցենտրացիաների քրոնոմետրական գրաֆիկը
1-ծծմբի երկօքսիդի սահմանային թույլատրելի խտության արժեք, 2-«ՀայԷկոՄոնիթորինգ»-ի տվյալներ, 3-«ԷկոԳազ V1.0» ավտոմատացված համակարգի տվյալներ

Ներկայացվում է նաև Ալավերդու տարածաշրջանում տեղակայված «ՀայԷկոՄոնիթորինգ»-ի 18 պասիվ նմուշառության կայանների անմիջական հարևանությամբ ծծմբի երկօքսիդի խտության վերաբերյալ «ՀայԷկոՄոնիթորինգ»-ի

կողմից հրապարակված տվյալների և «ԷկոԳազ V1.0» փաթեթի տվյալների համեմատական աղյուսակը (աղ. 2):

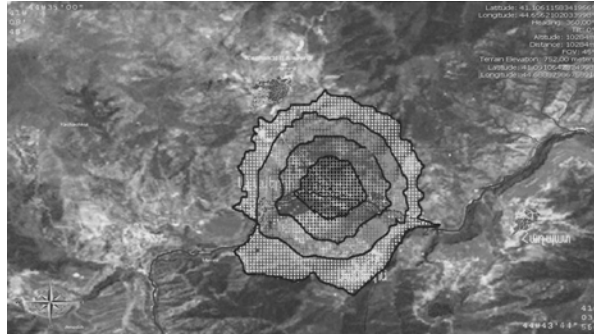
Աղյուսակ 2

«ՀայԷկոՄոնիտորինգ»-ի և «ԷկոԳազ V 1.0»-ի տվյալների
համեմատական աղյուսակ

Կայանների համարները	Կայանի հեռավորությունը արտանետման աղբյուրից, կմ	«ՀայԷկոՄոնիտորինգ»- ի տվյալները, մգ/մ³	«ԷկոԳազ V1.0»-ի տվյալները, մգ/մ³
1.	1,14	0,0146	0,0151
2.	1,50	0,0307	0,0318
3.	0,80	0,0183	0,0176
4.	1,12	0,0466	0,0449
5.	1,28	0,0242	0,0251
6.	0,82	0,0881	0,0849
7.	1,80	0,0157	0,0151
8.	0,94	0,0400	0,0414
9.	0	0,2204	0,2125
10.	0,70	0,0512	0,0530
11.	0,76	0,0802	0,0831
12.	1,76	0,0203	0,0196
13.	2,48	0,0589	0,0568
14.	2,20	0,0557	0,0577
15.	0,42	0,0371	0,0384
16.	2,34	0,0600	0,0578
17.	1,18	0,0803	0,0832
18.	1,04	0,0396	0,0382

Հարկ է նշել, որ հաշվարկային մոդելի ելքային տվյալների առավելագույն շեղումը ՀայԷկոՄոնիտորինգի գրանցած տվյալներից կազմում է ընդամենը 3,6 %:

Հաշվարկների արդյունքում տարածաշրջանի մթնոլորտային աղտոտվածության մակարդակի ստացված սեկտորներն առավել տեսողական ընկալման նպատակով բաժանվել են աղտոտման չորս պայմանական գոտիների (նկ.4)՝ աղտոտվածության եզրային բացարձակ (0,6, 0,22, 0,15, և 0,1 մգ/մ³) արժեքներով:



Նկ. 4. Ծծմբի երկօքսիդի արտանետումներով Ալավերդու տարածաշրջանի աղտոտվածության մակարդակի պայմանական գոտիավորում

Եզրակացություններ և առաջարկություններ: Գազի՝ որպես բազմամասնիկ համակարգի միջավայրում տարածման էվոլյուցիոն խնդիրը համապատասխան ալգորիթմական մոտեցման դեպքում ենթակա է զուգահեռացման: Որպես խնդրի զուգահեռացվող պարամետրեր՝ կարող են ծառայել ոչ միայն գազի և գազային աղբյուրի ֆիզիկամեխանիկական պարամետրերը, այլ նաև տարածման միջավայրի այնպիսի պարամետրեր, ինչպիսիք են՝ ջերմաստիճանը, ճնշումը, քամու ուղղությունը, արագությունը և այլն: Հաշվարկային ալգորիթմի որոշակի ձևափոխության պարագայում հնարավոր է ըստ կլաստերի յուրաքանչյուր պրոցեսորի բաշխել բազմաաղբյուր արտանետման խնդրի՝ ըստ աղբյուրների պարամետրերը:

ՀՀ Ալավերդի քաղաքի համար ստացիոնար աղբյուրներից մթնոլորտային վնասակար արտանետումների նվազեցման միջոցառումները հիմնականում պետք է նպատակաուղղվեն պղնձաձուլական գործարանի վնասակար արտանետումների կրճատմանը: Գործարանի գործունեության ներկա պայմաններում միջոցառումները սովորաբար հանգում են վնասակար նյութերի որսման ու չեզոքացման տեխնոլոգիաների ներդրմանը: Մինչդեռ արտանետումների ծավալներին պարբերաբար հետևելու և միջոցառումների արդյունավետության վերահսկման նպատակով անհրաժեշտ է գործարանում ներդնել ինքնամոնիթորինգային համակարգ, ինչը թույլ կտա զգալիորեն կրճատել վնասակար արտանետումները:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Музалевский А.А.** Информационное обеспечение системы контроля состояния окружающей среды для управления экологически безопасным развитием //Инженерная экология. – СПб., 1996.-№3.-С.124-131.
2. **Сонькин Л.Р., Берлянд М.Е.** Прогноз и регулирование загрязнения атмосферы.-Л.: Гидрометеиздат, 1988.-248 с.

3. **Берлянд М.** Вопросы атмосферной диффузии загрязнения воздуха.-Л.: Гидрометеиздат, 1996.- 664 с.
4. **Линцер Л.А.** Ведение нормативно-справочной информации в крупных организациях // Газовая промышленность.-2006.-№6.-С. 19-21.
5. Системный анализ и управление в задачах рационального природопользования и охраны окружающей среды // Всесоюзная научная конференция. - Цахкадзор, 1988.
6. **Թոռչյան Վ.Ա.** Մթնոլորտում արտանետված գազի մոլեկուլների միջև փոխազդեցության անտեսման պարագայում մեկ մոլեկուլի շարժման մոդելավորումը // ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ)-Լրաբեր: Գիտական և մեթոդական հոդվածների ժողովածու.-Երևան, 2011.-Հատոր 3, № 1.-էջ 277-285:
7. **Խաչատրյան Ա.Ժ., Ղազարյան Մ.Հ., Թոռչյան Վ.Ա.** Մարմնի միաչափ շարժումը բնութագրող դիֆերենցիալ հավասարումները // Մաթեմատիկական բարձրագույն դպրոցում: Գիտական և մեթոդական հոդվածների ժողովածու.-Երևան, 2011.-Հատոր 7, № 1.- էջ 18-27:
8. **Намиот Д.Е.** Основные особенности языка программирования С++. Реализация Turbo? С++. - М. - МП «Память», 1991.
9. Библиотека программиста: Язык Си для профессионалов. - М.: «И.В.К.-СОФТ», 1991.
10. Экология газового комплекса / **Ю. Бухгалтер, Р.Самсонов, Б.Будников** и др. - М.: Научный мир, 2007.
11. http://www.devco.net/archives/2005/05/24/creating_zip_files_with_php.php
12. Շրջակա միջավայրի վրա ներգործության մոնիտորինգի կենտրոնի կայք http://armmonitoring.am/index.php?page_name=5

ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ): Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 27.05.2011:

С.О. СИМОНЯН, К.А. ТОРЧЯН

**РАЗРАБОТКА ГРАФИЧЕСКОЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ
АНАЛИЗА И ОЦЕНКИ УРОВНЯ ЗАГРЯЗНЕНИЯ АТМОСФЕРЫ ГАЗОВЫМИ
ВЫБРОСАМИ**

Разработана графическая автоматизированная компьютерная система, дающая возможность эффективно анализировать и оценивать уровень загрязнения атмосферы газовыми выбросами.

Ключевые слова: газовые выбросы, атмосфера, загрязнение, экология, параллелизация, кластер, автоматизированная система.

S.H. SIMONYAN, K.A. TORCHYAN

**DESIGN OF GRAPHICAL AUTOMATED SYSTEM FOR ANALYSIS AND
ESTIMATION OF ATMOSPHERE POLLUTION LEVEL BY GAS EMISSION**

A graphical automated system, which gives the advantage to effectively analyze and estimate the atmosphere pollution level by gas emission is designed and presented.

Keywords: gas emission, atmosphere, pollution, ecology, parallelization, cluster, automated system.

R. R. VARDANYAN, V.K. DALLAKYAN, U. KERST, C. BOIT

ANALYSIS OF LASER BEAM TRANSMISSION INSIDE MEDIA

The experimental investigation of laser beam transmission and focusing inside media is conducted. The Gaussian distributions for laser beam inside clean water as well as in air are measured and analyzed. The experiments are performed in two different ways: measurements are realized by photosensitive receiver and by CCD web camera. It is shown that along the transmittance axis the Gaussian beam width can be increased or decreased depending on positioning of interface in comparison with laser beam waist location. All these cases are specified.

Keywords: laser, transmittance, focusing, intensity, profile.

Introduction. Testing and failure analysis of integrated circuits with the use of laser beam is an important issue. Laser testing technology is non-invasive and relatively fast [1-3]. The laser beam testing has advantages over other methods [4, 5].

Laser testing is widely applicable in the fields of medicine and biology as well. The laser beam distribution and focusing in different turbid biological mediums with the use of different approaches are investigated in publications [6, 7]. For better localization of laser beam inside materials and increasing of testing resolution, it is highly important to investigate the laser beam transmittance and focusing processes inside materials. In this paper an approach for laser beam parameters investigation inside mediums is presented.

Experimental setups and measurement method. To analyze the laser beam intensity profiles through mediums along the transmission direction, the beam profiles in water and air are measured. The laser beam with wavelength of 650 nm is focused by the lens with diameter of 4 cm and focus distance 6 cm (Fig. 1). The water tank with 25 cm length is placed after the focusing lens in the following three specific positions: the interface between two media with different refractive indices is placed a) between focusing lens and waist of Gaussian beam (area 1), b) at the waist of Gaussian beam (area 2), c) after the waist of Gaussian beam (area 3).

The measurements are performed in the following two ways. At first the beam intensity is measured using the photodiode. Inside water tank a photodiode (receiver) with aperture diameter of 0.5 mm is placed. The photodiode can be moved both in direction along the transmission of light and in perpendicular direction. It gives the possibility to measure and plot the Gaussian beam intensity profiles at any point along the light transmission axis. The photo signal from the photodiode is applied to the Data Acquisition (DAQ) system (National Instruments, Automatic Data Processing Plug-in USB Module USB-6008), and the DAQ is connected to computer, operating with LabView program. The second way is the measurement

of laser beam intensity profile using CCD camera. The camera is placed in waterproof box, which has a transparent screen in the front of camera. The distance between screen and camera is remaining constant during the whole experiment (3 cm) and the laser beam incidents on screen. The web camera is taking image from the screen and save it in computer. The waterproof box can be moved along laser beam transmission direction. Moving the box and taking the image from the screen we will have a set of laser beam intensity profiles in different positions. Filling the tank with liquid we can measure the beam transverse intensity profile images in appropriate liquid as well.

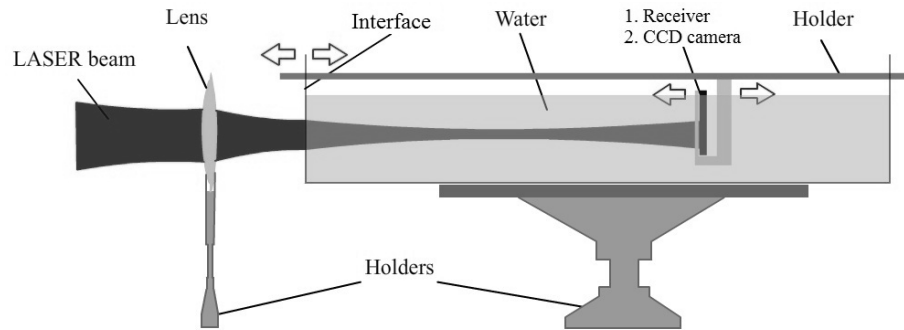


Fig. 1. The laser beam and mechanicals of experimental installation

For analyzing the recorded images and the laser beam intensity distribution a special computer program “LBProfiler” is developed (Fig. 2).

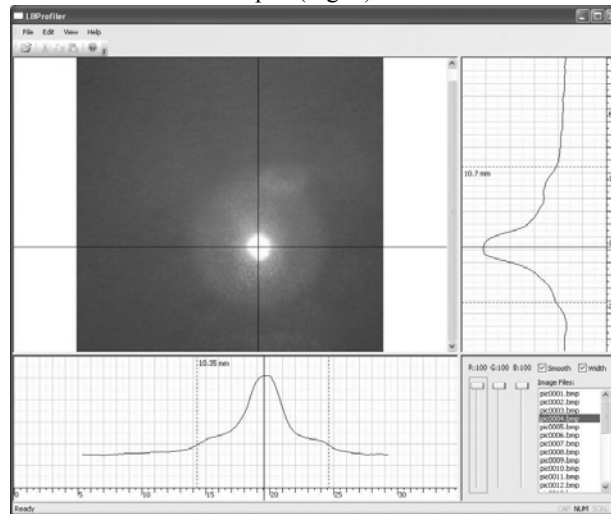


Fig. 2. The softer “LBProfiler”

The software consists of four parts: the image presentation frame, two diagram frames located in the right and bottom sides of image part, where intensity distributions in perpendicular direction are presented, and the available images list frame, which is presented in the right-bottom part of window. The intensity distributions are calculated and presented in the diagram frames, where with dash line the width of laser beam (Fig. 3a) is presented.

The simulated intensity of beam is calculated with the RGB components of pixels. During image processing the smoothing algorithm is used to separate the important values from noise and to get more accurate results (Fig. 3b). Each point's intensity is calculated using also neighbors' intensity value as follows:

$$I_k = \sum_{i=-n}^n \frac{I_{k+i}}{2n+1},$$

where $2n+1$ is referred as the length of filter [8]. The longer is length of the filter, higher is the smooth effect.

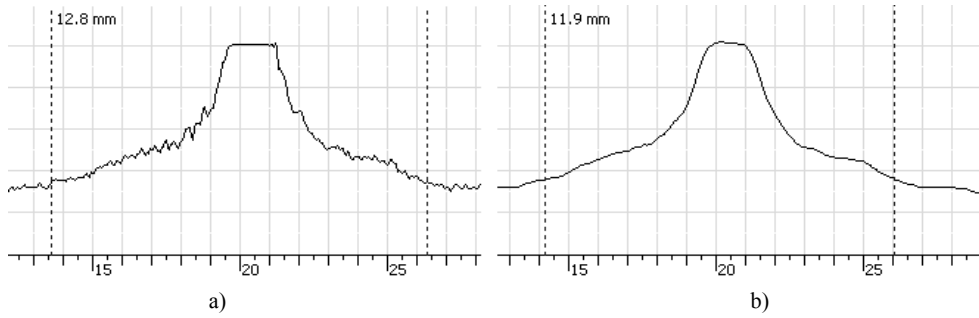


Fig. 3. Intensity distribution before (a) and after (b) smoothing

Thus using cheap web camera and developed software the laser beam can be investigated.

Results and discussions. Using presented experimental setup and software the intensity profiles of laser beam inside water at different definite positions along the transmittance axis are measured. For better understanding of light transmittance and focusing inside medium the intensity profiles without water (in air) at the same positions are measured as well.

Let us consider the case when the interface is placed between focusing lens and Gaussian beam waist (area 1). In Fig. 4 the laser beam intensity transverse distributions in air and water are presented. From Fig. 4a one can see that in water, in distance of 4 cm from the interface, due to the refraction in the medium with higher refraction index in comparison with air, the Gaussian beam distribution is widened. This increasing of Gaussian beam width occurs until the waist position of beam. After the waist, when the distance between interface and receiver is 10 cm (Fig. 4b), the light distribution in water is narrowed. These changes of beam

size are presented also in Fig. 7a. Note that the same changes of beam size are measured by CCD camera as well (Fig. 4c, 4d).

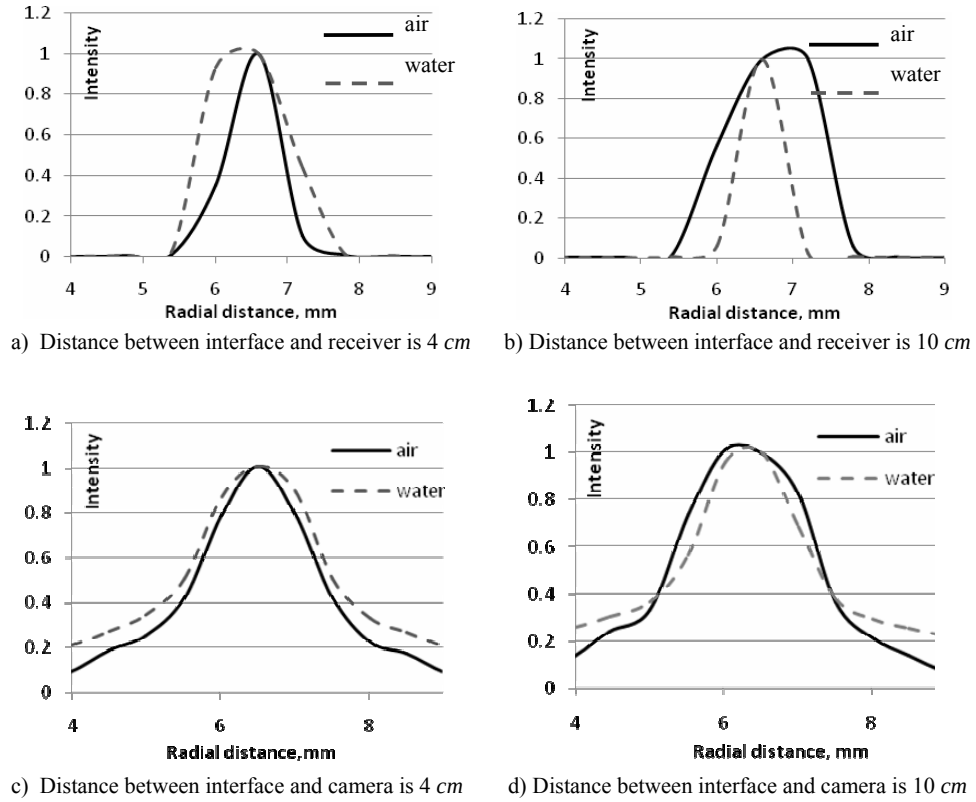
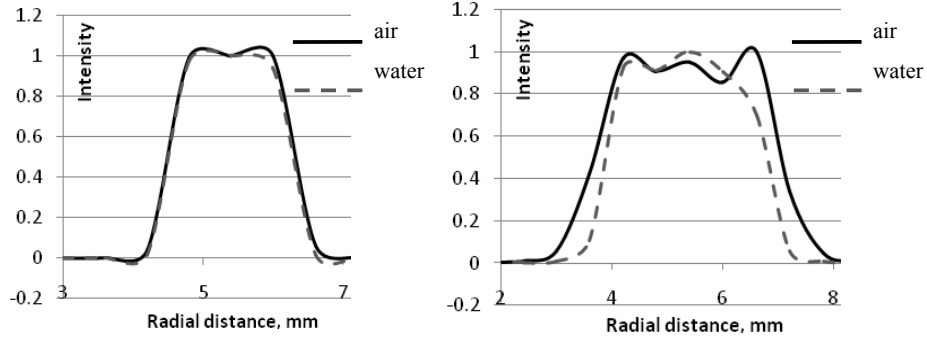
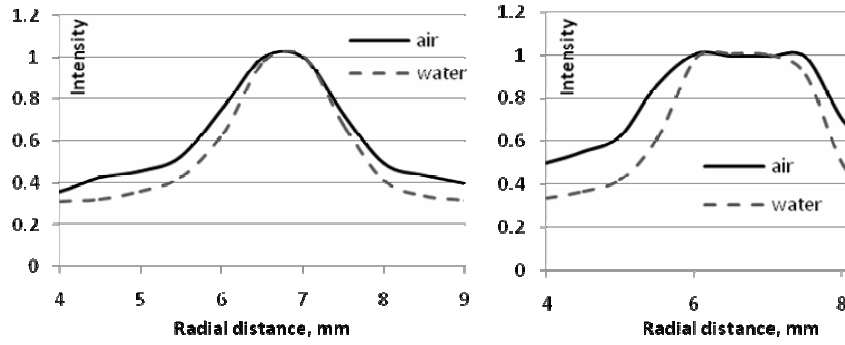


Fig. 4. Interface is placed between focusing lens and waist of Gaussian beam (area 1). Results are obtained a), b) using photodiode measurement, c), d) using CCD camera and software

When the interface is placed just at waist position (area 2) the laser beam wave front in the waist is flat and the Gaussian beam is collinear. In this case the beam propagates into the water perpendicularly and no refraction is occurred. It can be seen from the Fig. 5a and Fig. 5b that the Gaussian beam width is decreased in water (see also in Fig. 7b). This focusing in media with higher refractive index can be described by the change of light wavelength. Note that similar results are obtained by CCD camera measurements (Fig 5c, 5d).



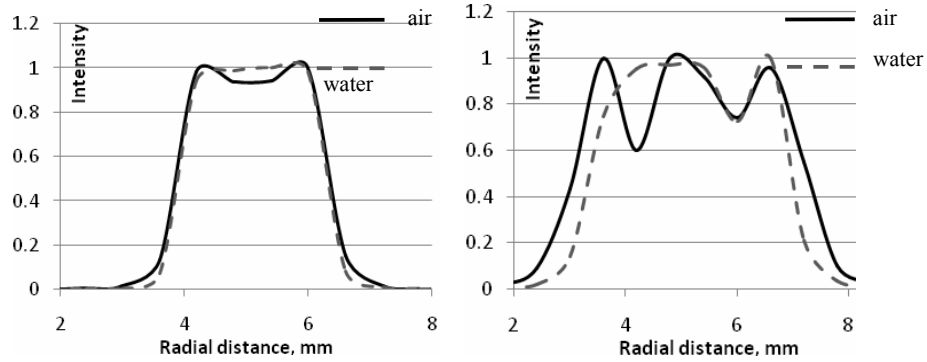
a) Distance between interface and receiver is 4 cm b) Distance between interface and receiver is 10 cm



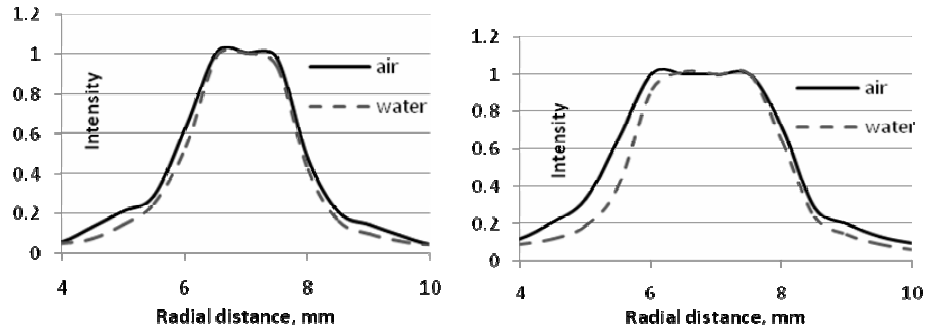
c) Distance between interface and camera is 4 cm d) Distance between interface and camera is 10 cm

Fig. 5. Interface is placed at the waist of Gaussian beam (area 2). Results are obtained
a), b) using photodiode measurement, c), d) using CCD camera and software

When the interface is located in area after the waist of laser beam (area 3), the Gaussian beam width is decreased in water (Fig. 6a, 6b). This narrowing of laser beam can be described by refraction of light during propagation into the medium with higher refractive index (see also Fig. 7c). In this case the same results are also obtained with the use of CCD camera (Fig. 6c, 6d).



a) Distance between interface and receiver is 4 cm b) Distance between interface and receiver is 10 cm



c) Distance between interface and camera is 4 cm d) Distance between interface and camera is 10 cm

Fig. 6. Interface is placed after waist of Gaussian beam (area 3). Results are obtained
a), b) using photodiode measurement, c), d) using CCD camera and software

Thus the focusing effect of laser beam in medium strongly depends on positioning of interface with different refractive indices in comparison with location of beam waist. The beam width can be increased or decreased depending on positioning of interface.

Note that above presented measurements are realized when laser beam propagates from the medium with smaller refractive index (air) into the medium with higher refractive index (water). If the laser beam propagates from the medium with higher refractive index to medium with smaller refractive index the results are opposite.

Thus, when laser beam changes propagation medium the beam width is altered during propagation. The results obtained by photodiode and CCD camera measurements are representing the same result. For better understanding how the beam trajectory changes according interface between media and the waist position, let us take a look at Fig. 7.

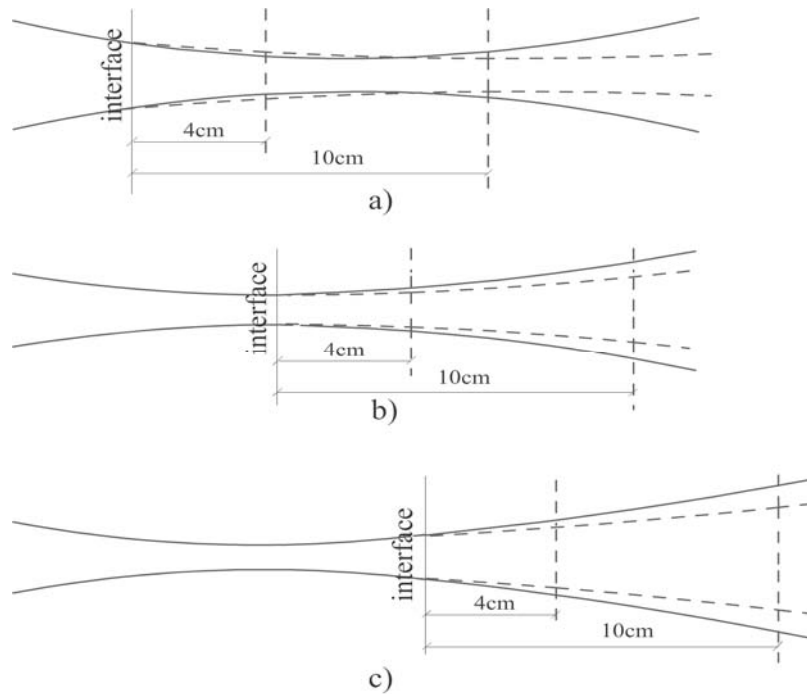


Fig. 7. Laser beam trajectory in air (solid line) and water (dash line)
a) area 1, b) area 2 and c) area 3

When the interface between two media with different refractive indices is placed between focusing lens and the waist (area 1) the rays are entering into water under different incident angles and the effect of refraction occurs. Besides this the wavelength of the light is changed due to the change of velocity of light inside water. Taking into consideration the two mentioned effects, the trajectory of laser beam inside water is obtained (Fig. 7a). It can be seen from Fig. 7a that inside the second medium with higher refractive index, due to the light refraction, the laser beam transmission angle is changed (the beam is widened) and the focal distance is increased. Note that, as it was expected, if the refractive index of the second medium is smaller than the index of the first medium, the focal distance decreases.

When the interface between two media with different refractive indices is placed just on the waist of Gaussian beam (area 2), inside the second medium (semiconductor) with higher refractive index the laser beam trajectory becomes narrowed (Fig. 7b). This phenomenon takes place due to the decreasing of light wavelength by entering into the medium with higher refractive index. Note that in this case the laser beam is perpendicular to the interface between two mediums and therefore no refraction occurs.

When the interface between two mediums with different refractive indices is placed after the beam waist (area 3), inside the second medium with higher refractive index the trajectory of laser beam is narrowed (Fig. 7c). This phenomenon can be explained by refraction of light in the interface between two mediums and by changing of the light wavelength.

Conclusions

1. Focusing effect of laser beam in medium strongly depends on positioning of interface with different refractive indices in comparison with location of beam waist. The beam width can be increased or decreased depending on positioning of interface.
2. When the interface between two mediums with different refractive indices is placed between focusing lens and the waist of Gaussian beam the beam width increases (the distribution is widened) until the waist position along the transmittance axis, and after the waist of the Gaussian beam the width decreases (the distribution is narrowed). In the medium with higher refractive index the waist location (distance from interface) is increased.
3. When the interface between two mediums with different refractive indices is placed just on the waist, the beam width decreases in the medium with higher refractive index.
4. When the interface between two media with different refractive indices is placed in the area after the waist the beam width also decreases in the medium with higher refractive index.
5. The experimental results obtained by photodiode and CCD camera measurements are in a good agreement.

Acknowledgment

This work is conducted under the support of Volkswagen Foundation. We express thanks to Volkswagen Foundation.

Reference

1. **Beaudoin F., Desplats R., Perdu P., Boit C.** Principles of Thermal Laser Stimulation Techniques // Microelectronics Failure Analysis. Fifth Edition. - 2004.- P. 414-425.
2. **Nikawa K. and Tozaki S.** Novel OBIC Observation Method for Detecting Defects in Al Stripes Under Current Stressing // Proceedings of the 19th International Symposium for Testing and Failure Analysis. - 1993.- P. 303-310.
3. **Brahma S., Heinig J., Glowacki A., Leihkauf R., Boit C.** Distinction of Photo-Electric and Thermal Effects in a MOSFET by 1064 nm Laser Stimulation // Proceedings of 13th IEEE IPFA International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits.- Singapore, 2006.- P. 333-339.
4. **Lo W., Kasapi S., Wilsher K.** Comparison of laser and emission based optical probe techniques // Schlumberger Technology.- San Jose, CA, USA, 2001.
5. Laser tests of silicon strip detectors / **Z Dolezal., C. Escobar, S. Gadomski et al** // 7th International Position sensitive Detectors Conference.- Liverpool, September, 2005.- P. 12 – 16.

6. **Wang L., Liang G.** Absorption distribution of an optical beam focused into a turbid medium // Applied Optics. – August, 1999.- Vol. 38, No. 22. - P. 4951 – 4958.
7. Laser beam widening mechanisms in turbid media / **S. Campbell, T. Garvin, L. Goodin et al** // Laser Physics. - 2009.- Vol. 19, N. 2. - P. 238 – 244.
8. **Efstathiou E.**, Signal Smoothing Algorithms
http://www.chem.uoa.gr/applets/appletsmooth/appl_smooth2.html.

State Engineering University of Armenia. The material is received 20.05.2011.

Ռ.Ռ. ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ, Վ.Կ. ԴԱԼԼԱԿՅԱՆ, ՈՒ. ԿԵՐՍՏ, Զ. ԲՈՅՏ

**ՆՅՈՒԹԵՐՈՒՄ ԼԱԶԵՐԱՅԻՆ ՃԱՌԱԳԱՅԹԻ ՆԵՐԹԱՓԱՆՑՄԱՆ
ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆ**

Փորձնական եղանակով ուսումնասիրվել են նյութերում լազերային ճառագայթի ներթափանցումը և կիզակետումը: Չափվել և հետազոտվել են մաքուր ջրում և օդում լազերային ճառագայթի գաուսյան բաշխվածությունները: Փորձերը կատարվել են երկու տարբեր եղանակներով. չափումները իրականացվել են ֆոտոդեթեկտոր ընդունիչի և տեսախցիկի միջոցով: Ցույց է տրվել, որ գաուսյան փնջի լայնությունը տարածման ուղղությամբ կարող է ինչպես աճել, այնպես էլ նվազել՝ կախված միջավայրի մակերեսի դիրքից լազերային ճառագայթի գոտկատեղի նկատմամբ:

Առանցքային բառեր. լազեր, ներթափանցում, կիզակետում, ինտենսիվություն, բաշխվածություն:

Ր.Ր. ВАРДАНЯН, В.К. ДАЛЛАКЯН, У. КЕРСТ, К. БОЙТ

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ЛАЗЕРНОГО ЛУЧА ВНУТРИ
МАТЕРИАЛОВ**

Экспериментально исследовано прохождение и фокусирование лазерных лучей внутри материалов. Измерены и анализированы гауссовские распределения лазерного луча в чистой воде и в воздухе. Эксперименты проводились двумя различными способами: с помощью фоточувствительного приемника и фотокамеры. Показано, что ширина гауссовского пучка может как увеличиваться, так и уменьшаться в направлении оси прохождения в зависимости от расположения поверхности материала относительно фокуса лазерного луча.

Ключевые слова: лазер, прохождение, фокусирование, интенсивность, профиль.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

*ՄԵԼՔՈՆՅԱՆ Ս.Տ., ՄԱՐԳՍՅԱՆ Ս.Ա., ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ Մ.Գ.,
ՄՏԵՓԱՆՅԱՆ Կ.Գ., ՄԱՐԳՍՅԱՆ ՅՈՒ.Լ.*

ՄԱՐԴՈՒ ՎԵՐՋՈՒՅԹՆԵՐԻ ՎԵՐԱԿԱՆԳՆՈՂԱԿԱՆ ՍԱՐՔԵՐԻ
ՕՊՏԻՄԱԼ ԴԻՆԱՄԻԿԱԿԱՆ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄ 235

ՄԱՐՈՒԹՅԱՆ Ո.Զ., ՌԱՅՅԱՆ Ռ.Ա.

ԳԱԶԱՏՈՒՐԲԻՆԱՅԻՆ ՏԵՂԱԿԱՅԱՆՔԻ ԿՈՄՊԻՍՈՐ ՆԵՐԾՎՈՂ ՕԴԻ
ՋԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԻ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ԱՋԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆԸ ՇՈԳԵԳԱԶԱՅԻՆ
ՏԵՂԱԿԱՅԱՆՔԻ ԱՇԽԱՏԱՆՔԻ ՎՐԱ 243

ԱԹԱՔԵԿՅԱՆ Ն.Գ., ՄԱՅԱՐՅԱՆ Լ.Վ.

ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՑԱՆՑՈՒՄ ԱԿՏԻՎ ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ԿՈՐՈՒՍՏՆԵՐԻ
ԴԻՆԱՄԻԿԱՅԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄ 250

*ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ Ա.Ս., ՇԱՐԱՐՅԱՆ Ա.Հ., ՄԵԼՔՅԱՆ Ա.Ա.,
ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ Է.Ն.*

ՄԵՔԵՆԱՅԱԿԱՆ ԹԱՐԳՄԱՆՈՒԹՅԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐՈՒՄ
ԳԻՏԵԼԻՔՆԵՐԻ ԲԱԶԱՆԵՐԻ ՋԵՎԱՎՈՐՄԱՆ ՄԿԶԲՈՒՆՔՆԵՐԸ 257

ՄԵԼՔՅԱՆ Վ.Շ., ԷՄԻՆՅԱՆ Ն.Ս., ՉՈՐԱՆՅԱՆ Ս.Գ., ԲԵԳԼԱՐՅԱՆ Ն.Հ.

ՓՈՔՐ ԿՈՐՍՍԱՅԻՆ ՀՈՍԱՆՔՈՎ 9Տ ՀԻՔՐԻԴԱՅԻՆ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔՈՎ
ՍՏԱՏԻԿ ՕՊԵՐԱՏԻՎ ՀԻՇՈՂ ՍԱՐՔԻ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ ՄԵԹՈԴ 265

ԱՀԱՐՈՆՅԱՆ Ա.Կ., ԲԱՂԴԱՄԱՐՅԱՆ Հ.Վ., ԿՆՅԱԶՅԱՆ Թ.Ս.

ՖԱՐԴԻ-ՊԵՐՈ ՄԻԿՐՈՒԵԶՈՆԱՏՈՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ
ԷԼԵԿՏՐԱՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ՄՈԴՈՒԼԱՐԱՐԻ ԹՎԱՅԻՆ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ
ԳԲՀ-ՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ԸՆԴՈՒՆԻՉԻ ՀԱՄԱՐ 275

ԱԲՈՎՅԱՆ Ս.Գ., ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Գ.Ա., ՊՈՂՈՍՅԱՆ Ա.Ս., ՄԵԼՔՅԱՆ Ն.Վ.

ՄԻԿՐՈՊՐՈՑԵՍՈՐՆԵՐԻ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐԻ ՎԻՃԱԿԱԳՐԱԿԱՆ ՍՏԱՏԻԿ
ԺԱՄԱՆԱԿԱՅԻՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴ 284

ՄԻՄՈՆՅԱՆ Հ.Ռ., ՂՈՒԼՅԱՆ Ա.Գ., ՄԻՄՈՆՅԱՆ Ռ.Հ.

ՀՈՍԱՆՔԻ ՔԻՄԻԱԿԱՆ ԱՂԲՅՈՒՐՆԵՐԻ ՆԵՐՔԻՆ ԴԻՄԱԴՐՈՒԹՅԱՆ
ՉԱՓԻՉ 292

ՂԱՐԻՔՅԱՆ Ա.Ս.

ԱԼՄԱՍՏԱՆՄԱՆ ԱԾԽԱԾՆԱՅԻՆ ՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ԹԱՂԱՆԹՆԵՐԻ
ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆԸ ԵՎ ԿԻՐԱՌՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ ԿԱՊԻ
ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐՈՒՄ 297

**ԹԵՐԶՅԱՆ Հ.Ա., ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ Ա.Ա., ՀԱԿՈՔՅԱՆ Ա.Է.,
ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ Լ.Տ.**

ԲԱԶՄԱՊՐՈՑԵՍՈՐԱՅԻՆ ՀԱՇՎՈՂԱԿԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՄԻՋՈՑՈՎ
ԵԶՐԱՅԻՆ ԽՆԴԻՐՆԵՐԻ ԼՈՒԾՄԱՆ ՄԱՍԻՆ 305

ՄԻՄՈՆՅԱՆ Ս.Հ., ԹՈՌՉՅԱՆ Կ.Ա.

ԳԱԶԱՅԻՆ ԱՐՏԱՆԵՏՈՒՄՆԵՐՈՎ ՄԹՆՈԼՈՐՏԻ ԱՂՏՈՏՎԱԾՈՒԹՅԱՆ
ՄԱԿԱՐԴԱԿԻ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅԱՆ ԵՎ ԳՆԱՀԱՏՄԱՆ ԳՐԱՖԻԿԱԿԱՆ
ԱՎՏՈՄԱՏԱՅՎԱԾ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՄՇԱԿՈՒՄ 312

ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ Ռ.Ռ., ԴԱԼԼԱՔՅԱՆ Վ.Կ., ԿԵՐՍԹ ՈՒ., ԲՈՅԹ Ք.

ՆՅՈՒԹԵՐՈՒՄ ԼԱԶԵՐԱՅԻՆ ՃԱՌԱԳԱՅԹԻ ՆԵՐԹԱՓԱՆՑՄԱՆ
ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆ 324

СОДЕРЖАНИЕ

***МЕЛКОНЯН С.Т., САРГСЯН С.А., АРУТЮНЯН М.Г., СТЕПАНЯН К.Г.,
САРКИСЯН Ю.Л.***

ОПТИМАЛЬНОЕ ДИНАМИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ
РЕАБИЛИТАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ КОНЕЧНОСТЕЙ ЧЕЛОВЕКА 235

МАРУХЯН В.З., РАФЯН Р.А.

ВОЗДЕЙСТВИЕ ПОВЫШЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА,
ПОСТУПАЮЩЕГО В КОМПРЕССОР ГАЗОТУРБИННОЙ УСТАНОВКИ,
НА РАБОТУ ПАРОГАЗОВОЙ УСТАНОВКИ 243

АТАБЕКЯН Н.Г., САФАРЯН Л.В.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПОТЕРЬ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В
ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ 250

МАНУКЯН А.С., ШАРАБЧЯН А.А., МЕЛИКЯН А.А., МАНУКЯН Э.Н.

ПРИНЦИПЫ ОБРАЗОВАНИЯ БАЗЫ ЗНАНИЙ В СИСТЕМАХ
МАШИННОГО ПЕРЕВОДА 257

МЕЛИКЯН В.Ш., ЭМИНЯН Н.С., ЧОБАНИЯН С.Г., БЕГЛАРЯН Н.О.

МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ ГИБРИДНОГО СТАТИЧЕСКОГО
ОПЕРАТИВНОГО ЗАПОМИНАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА С МАЛЫМ
ТОКОМ УТЕЧКИ 265

АГАРОНЯН А.К., БАГДАСАРЯН О.В., КНЯЗЯН Т.М.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО
МОДУЛЯТОРА НА ОСНОВЕ МИКРОРЕЗОНАТОРА ФАБРИ-ПЕРО ДЛЯ
СВЧ-ОПТИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА 275

АБОВЯН С.Г., ПЕТРОСЯН Г.А., ПОГОСЯН А.М., МЕЛИКЯН Н.В.

МЕТОД СТАТИСТИЧЕСКОГО СТАТИЧЕСКОГО ВРЕМЕННОГО
АНАЛИЗА МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УЗЛОВ 284

СИМОНЯН А.Р., ГУЛЯН А.Г., СИМОНЯН Р.А.

ИЗМЕРИТЕЛЬ ВНУТРЕННЕГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ХИМИЧЕСКИХ
ИСТОЧНИКОВ ТОКА 292

ГАРИБЯН А.С.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛМАЗОПОДОБНЫХ УГЛЕРОДНЫХ ПЛЕНOK И ИХ
ПРИМЕНЕНИЕ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ 297

ТЕРЗЯН А.А., ГЕВОРГЯН А.А., АКОПЯН А.Э., ОГАННИСЯН Л.Т.

К РЕШЕНИЮ КРАЕВЫХ ЗАДАЧ НА МНОГОПРОЦЕССОРНЫХ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ 305

СИМОНЯН С.О., ТОРЧЯН К.А.

РАЗРАБОТКА ГРАФИЧЕСКОЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ
ДЛЯ АНАЛИЗА И ОЦЕНКИ УРОВНЯ ЗАГРЯЗНЕНИЯ АТМОСФЕРЫ
ГАЗОВЫМИ ВЫБРОСАМИ 312

ВАРДАНИЯН Р.Р., ДАЛЛАКЯН В.К., КЕРСТ У., БОЙТ К.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ЛАЗЕРНОГО ЛУЧА ВНУТРИ
МАТЕРИАЛОВ 324

CONTENTS

<i>MELKONYAN S.T., SARGSYAN S.A., HARUTYUNYAN M.G., STEPANYAN K.G., SARKISSYAN YU.L.</i>	
OPTIMAL DYNAMIC SYNTHESIS OF REHABILITATION DEVICES FOR HUMAN EXTREMETIES	235
<i>MARUKHYAN V.Z., RAFYAN R.A.</i>	
THE INFLUENCE OF THE GAS TURBINE INTAKE AIR TEMPERATURE ON THE COMBINED CYCLE OPERATION	243
<i>ATABEKYAN N.G., SAFARYAN L.V.</i>	
ANALYSIS OF ACTIVE POWER LOSS DYNAMICS IN ELECTRICAL NETWORKS	250
<i>MANUKYAN A.S., SHARABCHIAN A.H., MELIKYAN A.A., MANUKYAN E.N.</i>	
THE PRINCIPLES OF KNOWLEDGE BASE FORMATION IN MACHINE TRANSLATION SYSTEMS	257
<i>MELIKYAN V.SH., EMINYAN N.S., CHOBANYAN S.G., BEGLARYAN N.H.</i>	
DESIGN METHOD OF LOW-LEAKAGE HYBRID 9T-SRAM	265
<i>AHARONYAN A.K., BAGHDASARYAN H.V., KNYAZYAN T.M.</i>	
NUMERICAL MODELLING OF FABRY-PEROT MICRORESONATOR BASED ELECTRO-OPTICAL MODULATOR OF MICROWAVE - OPTICAL RECEIVER	275
<i>ABOVYAN S.G., PETROSYAN G.A., POGHOSYAN A.M., MELIKYAN N.V.</i>	
STATISTICAL STATIC TIMING ANALYSIS METHODOLOGY FOR COMPONENTS OF MICROPROCESSORS	284
<i>SIMONYAN H.R., GHULYAN A.G., SIMONYAN R.H.</i>	
INTERNAL RESISTANCE MEASURER OF CHEMICAL CURRENT SOURCES	292
<i>GHARIBYAN A.S.</i>	
INVESTIGATION OF DIAMOND-LIKE CARBON OPTICAL FILMS AND THEIR APPLICATION IN COMMUNICATION SYSTEMS	297

<i>TERZIAN H.A., GEVORGIAN A.A., HAKOBYAN A.E., HOVHANNISIAN L.T.</i>	
ON SOLUTION OF BOUNDARY-VALUE PROBLEMS BY MULTIPROCESSOR COMPUTING SYSTEMS	305
<i>SIMONYAN S.H., TORCHIAN K.A.</i>	
DESIGN OF GRAPHICAL AUTOMATED SYSTEM FOR ANALYSIS AND ESTIMATION OF ATMOSPHERE POLLUTION LEVEL BY GAS EMISSION ...	312
<i>VARDANYAN R. R., DALLAKYAN V.K., KERST U., BOIT C.</i>	
ANALYSIS OF LASER BEAM TRANSMISSION INSIDE MEDIA	324