ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ ԵՎ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

SԵՂԵԿԱԳԻՐ ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК



Журнал издается с 5.01.1948 г. Выходит 4 раза в год

ԽՄԲԱԳՐԱԿԱՆ ԿՈԼԵԳԻԱ

Ռ.Մ. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ **(գլխավոր խմբագիր),** Հ.Ա. ԹԵՐՉՅԱՆ **(գլխ. խմբ. տեղակալ),** Ջ.Կ. ՍՏԵՓԱՆՅԱՆ **(պատասխանատու քարտուղար),** Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ, Ռ.Վ. ԱԹՈՅԱՆ, Վ.Վ. ԲՈՒՆԻԱԹՅԱՆ, Ժ.Դ.ԴԱՎԻԴՅԱՆ, Ս.Պ. ԴԱՎԹՅԱՆ, Ս.Մ. ՂԱՉԱՐՅԱՆ, Ո.Ջ. ՄԱՐՈՒԽՅԱՆ, ՅՈՒ.Լ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Վ.Ս. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Ս.Հ. ՍԻՄՈՆՅԱՆ, Մ.Գ. ՍՏԱԿՅԱՆ, Վ.Ս. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Р.М. МАРТИРОСЯН (главный редактор), А.А. ТЕРЗЯН (зам. глав. редактора),
З.К. СТЕПАНЯН (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 ՄԵՑՐԱՆՑԱՆ

Համակարգչային շարվածքը և ձևավորումը՝ ԼԻԼԻԹ ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆԻ

Խմբագիր՝

ՆԵԼԼԻ ԱՆԱՆՅԱՆ

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

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

УДК 62-236.58:606:61

МАШИНОСТРОЕНИЕ

С.Д. КАЗАРЯН, С.А. САРГСЯН, М.Г. АРУТЮНЯН, В.А. АРАКЕЛЯН

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭКЗОСКЕЛЕТОНА-АССИСТЕНТА ПРИСЕДАНИЯ И ВСТАВАНИЯ ЧЕЛОВЕКА

Выполнено приближенное и точное уравновешивание экзоскелетона-ассистента приседания и вставания человека, применимого как для физиотерапии, так и для перманентного использования.

Ключевые слова: экзоскелетон, уравновешивание, пружина, физиотерапия.

Введение. Целью настоящей работы является проектирование экзоскелетоновассистентов приседания и вставания для пациентов с опорно-двигательными нарушениями без особых усилий с их стороны (рис. 1). Обеспечение снижения двигательных усилий пациента достигается пружинным статическим уравновешиванием [1-6]. В рамках статьи не рассматриваются вопросы общего равновесия тела человека.

Используются линейные цилиндрические пружины растяжения и сжатия, развивающие большие усилия при их малых размерах и массах [1-6], что делает экзоскелетоны портативными и применимыми как для физиотерапии, так и для перманентного использования.

Описание задачи. Биомеханическая система тела человека и экзоскелетона имеет следующую структуру: с каждой стороны механический четырехзвенный ортез (рис. 1a) связан со спиной и соответствующей ногой (бедро и голень) человека и копирует движение тела в сагиттальной плоскости (тазобедренный сустав, имеющий три степени свободы, ограничен вращательной кинематической парой ортеза).

Обозначения на рисунках даны только для элементов экзоскелетона с одной стороны, другая сторона вследствие симметричности может быть представлена зеркально.

С добавлением передачи 5 с гибкой связью (рис. 16), например цепной (зубчатых колес и цепи), обеспечивается связь между углами вращения звеньев 3 (голень) и 2 (бедро). А для обеспечения стабильности в процессе приседания звенья 3 (голень) и 4 (ступня) фиксируются друг относительно друга. С учетом связи между углами вращения звеньев 2 и 3 биомеханическую систему можно считать системой с одной степенью свободы $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$, выполняющей движение в сагиттальной плоскости. Массы звеньев механизма передачи могут быть учтены введением коррекции в массы звеньев устройства.

121



Рис.1. Принципиальная схема биомеханической системы человек-экзоскелетон: а - двухподвижная, б- одноподвижная

Момент гравитационных сил звеньев M_{gs0} относительно оси коленного сустава экзоскелетона (точки В, рис. 1) определяется в виде

$$M_{gs0} = M_{g2} + M_{g1}, (1)$$

где $\,M_{_{\rm gl}}$ - момент гравитационной силы звена 1, равный

$$\mathbf{M}_{o1} = 0, 5\mathbf{m}_1 \mathbf{l}_2 \mathbf{g} \sin \boldsymbol{\varphi}; \tag{2}$$

 $M_{_{\rm g2}}$ - момент гравитационной силы звена 2, равный

$$M_{g2} = 0, 5m_2 l_2 g \sin \varphi;$$
 (3)

m₁ - масса торса (также головы и рук) со звеном 1; m₂ - масса бедра со звеном 2; l₂ - длина звена 2; φ - угол позиционирования звена 2 (обобщенная координата экзоскелетона).

После подстановки (2) и (3) в уравнение (1) получим

$$M_{gs0} = 0,5(m_2 + m_1)l_2g\sin\phi.$$
 (4)

Статическое уравновешивание системы. Для уравновешивания биомеханической системы (рис. 2) к звену 1 экзоскелетона на расстоянии l_F при помощи троса длиной l_T и ролика 6 радиусом r_2 намотки троса присоединяется линейная цилиндрическая пружина 7 начальной длины l_{sp} .



Рис.2. Принципиальная схема экзоскелетона

Жесткость пружины вычисляется из условия статического равновесия системы [1-6] равенства нулю суммы моментов гравитационных сил и момента силы уравновешивающей пружины относительно точки В.

Момент M_{gs} гравитационных сил звеньев относительно точки В определяется в виде (рис. 2)

$$M_{gs} = M_{g0} + M_{g6.7}, (5)$$

где $M_{\rm g6,7}$ - момент гравитационных сил звеньев 6 и 7, равный

$$M_{g6,7} = (m_6 + m_7) l_2 g \sin \varphi;$$
(6)

m₆ - масса элемента 6; m₇ - масса пружины 7.

После подстановки уравнений (4) и (6) в (5) получим

$$M_{gs} = (0, 5(m_2 + m_1) + m_6 + m_7) l_2 g \sin \varphi.$$
(7)

Момент $\,M_b\,$ силы уравновешивающей пружины $\,7\,$ будет

$$\mathbf{M}_{\mathbf{b}} = \mathbf{F}_{\mathbf{S}} \mathbf{r}_{2},\tag{8}$$

где $\,F_{\!S}$ - сила упругости уравновешивающей пружины, определяемая в виде

$$F_{s} = F_{0} + k(l_{s} - l_{0}) = F_{0} + k\Delta l_{s};$$
(9)

k - коэффициент жесткости; l₀ и l_s - начальное и текущее значения рабочей длины; Δl_s - удлинение; F₀ - начальная сила пружины. Очевидно (рис. 2), что Δl_s определяется как

$$\Delta l_{\rm s} = r_2 \phi \,, \tag{10}$$

а его максимальное значение из соображений усталостной прочности ограничивается условием

$$\Delta l_{\text{Smax}} = r_2 \phi_{\text{max}} \le 0, 4l_0$$

Если использовать пружину ненулевой начальной длины вида $F_0 = 0$ (рис.3а), либо привести пружину к характеристике $F_0 = m_7 g$ (рис.3б) при учете собственного веса пружины, принимая во внимание (9) и (10), уравнение (8) можно преобразовать в вид

$$\mathbf{M}_{\mathbf{b}} = \mathbf{k}\Delta \mathbf{l}_{\mathbf{S}}\mathbf{r}_{2} = \mathbf{k}\mathbf{r}_{2}^{2}\boldsymbol{\varphi}\,.\tag{11}$$



Рис.3. Характеристики цилиндрических пружин [6]: а - нулевой, б, в - ненулевой начальных длин

Неуравновешенность системы оценивается разностью моментов от гравитационных сил звеньев и уравновешивающей силы пружины:

$$\mathbf{M}_{\rm us} = \mathbf{M}_{\rm ss} - \mathbf{M}_{\rm h} \,. \tag{12}$$

Или же, после подстановки (7) и (11) в уравнение (12), получим

 $M_{us} = (0, 5(m_2 + m_1) + m_6 + m_7) l_2 g \sin \varphi - k r_2^2 \varphi.$

Приравниванием нулю M_{us} с учетом зависимости массы цилиндрической пружины от ее жесткости [1-3] определяется значение коэффициента жесткости k уравновешивающей пружины из нелинейного уравнения

$$kr_{2}^{2}\phi_{2} - \rho\pi L_{W}\sqrt{D^{3}nk}/2Gl_{2}g\sin\phi - ((m_{2} + m_{1})/2 + m_{6})l_{2}g\sin\phi = 0$$

где D - средний диаметр; n - число витков, ρ - плотность материала; G - модуль сдвига; l_w длина проволоки пружины.

Численный пример 1. Уравновешивание биомеханической системы человекэкзоскелетон выполнено при следующих значениях ее параметров: масса пациента 60 *кг*, $m_1 = 39 \text{ kr}; m_2 = 10 \text{ kr}; m_3 = 4 \text{ kr}; m_6 = 0.55 \text{ kr}; \rho_{st} = 7800 \text{ kr/m}^3; G = 81 \times 10^9 \text{ H/m}^2; l_2 = 0.4 \text{ m};$ $r_1 = 0.03 \text{ m}; r_2 = 0.08 \text{ m}; \phi_{max} = 120^0; l_F = 0.08 \text{ m};$ $\Delta l_{Smax} = l_T = 0,168 \text{ }$ *м*; $l_0 = 0,42 \text{ }$ *м*; D = 0,05*м*; $p = Dtg25^0 = 0,019 \text{ }$ *м* - шаг витков пружины, n = round[(l_0)/p] = 23; $l_W = \pi (l_{sp} - l_0)/2 + D\pi n/\cos \gamma = 2,96 \text{ }$ *м*, где $\gamma = arctg(p/(\pi D)) = 8,45^{\circ}$; $l_{sp} = 0,48 \text{ }$ *м*. Строятся графики M_{gs} и M_b при различных значениях k (рис.4), определяются (см. табл.) соответствующие значения F_0 , m_7 и диаметра d проволоки пружины из формулы: $d = \sqrt[4]{8D^3nk/G}$.

После проверяется удовлетворение условия [1]: $4 \le D/d \le 15$.



Рис.4. Графики зависимости M_{gs} и M_b от обобщенной координаты экзоскелетона при различных значениях k

k ₂ ,	Н/м	7000	10000	13000	
m ₇ ,	KΓ	0,789	0,692	0,579	
$\boldsymbol{F}_{\!0}$,	Η	7,733	6,782	5,675	
d,	М	0,0066	0,0062	0,0057	
D/d		6,07	6,48	7,08	

Параметры пружины для различных значений *k*

Таблица

Неуравновешенность системы для выбранного значения жесткости k пружины оценивается в рабочем интервале изменения обобщенной координаты φ экзоскелетона.

Точное статическое уравновешивание. Если спроектировать профиль ролика намотки таким образом (рис. 5), чтобы выполнялось условие

$$\Delta l_{\rm s} r_{\rm 2s} = r_0^2 \sin \varphi,$$

где г₀ - начальное значение; г₂₈ - текущее значение радиуса ролика намотки, то можно получить точное статическое уравновешивание и определить значение k из следующего квадратного уравнения:

$$kr_0^2 - \rho \pi L_W \sqrt{D^3 nk} / 2Gl_2 g - (0, 5(m_2 + m_1) + m_6)l_2 g = 0.$$

Функция вида $\ r_{_{2S}}=r_{_0}\cos 0, 5\phi_2$ удовлетворяет заданному условию:

$$\Delta l_{s} = \int r_{2s} d\phi = \int r_{0} \cos 0, 5\phi d\phi = 2r_{0} \sin 0, 5\phi$$
$$\Delta l_{s} r_{2s} = 2r_{0}^{2} \sin 0, 5\phi \cos 0, 5\phi = r_{0}^{2} \sin \phi.$$

При изменении угла $\phi \in [0^\circ; 120^\circ]$ радиус r_{2S} изменяется от r_0 до 0,5 r_0 (рис. 5). Следовательно, если присоединить неподвижный конец пружины на расстоянии $l_F = 0,75 \, r_0$ от звена 1 экзоскелетона и на высоте $(l_{sp} + l_T)$ (см. рис. 2), то угол α , образованный отклонением пружины с тросом от вертикали, изменяется в интервале $\alpha \in [\pm \operatorname{arctg}(r_0 / 4(l_{sp} + l_T)); 0].$



Рис.5. Схема кулачкового ролика

Численный пример 2. Уравновешивание биомеханической системы выполнено при использовании кулачкового ролика с г₀ = 0,08 *м* и исходных данных примера 1.

Получено: k = 15777 *H/м;* m₇ = 0,89 *кг;* F₀ = 8,66 *H*, $\alpha \in [\pm 0,885^{\circ};0^{\circ}]$, $\alpha_{\max} = \pm 0,885^{\circ}$. Пренебрегая изменением угла α , принимаем направление пружины вертикальным.

Обеспечение приседания и вставания без значительных усилий. Если в проектируемом устройстве позволить торсу человека небольшую свободу движения относительно экзоскелетона, либо движениями рук или головы изменять положение центра тяжести тела в сагиттальной плоскости, то будет нарушена статическая уравновешенность системы и обеспечено приседание/ вставание человека без особых усилий за счет увеличения/уменьшения момента от гравитационных сил относительно коленных суставов.

Выводы. Статическое уравновешивание системы человек-экзоскелетон с любой степенью точности возможно выполнить с использованием рычажной системы, пружин, присоединенных к рычагам, и гибкой связью к кулачковым роликам, что показано на примере умышленно упрощенной системы с одной степенью подвижности. Экзоскелетон позволяет человеку с ограниченными двигательными способностями в повседневной жизни с легкостью совершать движения приседания и вставания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Казарян С., Арутюнян М., Аракелян В. Оптимизация параметров биомеханической системы посредством компоновки пружины при статическом уравновешивании // Сборник материалов годичной научной конференции ГИУА, 19-23.11.2007г. - Ереван, 2008. - Том 1.- С.410-414.
- Arakelian V., 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, 12-14 September, 2006.- P. 630-635.
- Arakelian V., Ghazaryan S. Improvement of balancing accuracy of robotic systems: Application to leg orthosis for rehabilitation devices // International Journal of Mechanism and Machine Theory.-Elsevier, 2008.- 43(5).- P. 565-575.
- Agrawal S., Fattah A. Theory and design of an orthotic device for full or partial gravity-balancing of a human leg during motion // IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering. -2004.- Vol.12, No 2.-P.157-165.
- Agrawal A., Agrawal S. K. Design of Gravity Balancing Leg Orthosis Using Non-Zero Free Length Springs [Text] // Mechanisms and Machine Theory.- 2005.- Vol. 40, issue 6.- P. 693-709.
- 6. Fattah A., Agrawal S. K. Prototype of a Gravity-Balanced Assist Device for Sit-to-stand Tasks [Text]// ASME Journal of Mechanical Design.- Sept. 2006.-Vol. 128.-P. 1122-1129.

ГИУА (П). Материал поступил в редакцию 17.12.2010.

Ս.Դ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ, Ս.Ա. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Մ.Գ. ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ, Վ.Հ. ԱՌԱՔԵԼՅԱՆ

ՄԱՐԴՈՒ ՆՍՏԵԼ-ԵԼՆԵԼՈՒ ԱՍԻՍՏԵՆՏ-ԷԿՉՈՍԿԵԼԵՏՈՆԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄ

Կատարված է ինչպես ֆիզիոթերապիայում, այնպես էլ մշտական օգտագործման համար կիրառվող մարդու նստել-ելնելու ասիստենտ- էկզոսկելետոնի մոտավոր ու Ճշգրիտ հավասարակշռում։

Առանցքային բառեր. էկզոսկելետոն, զսպանակ, հավասարակշռում, ֆիզիոթերապիա։

S.D. GHAZARYAN, S.A. SARGSYAN, M.G. HARUTYUNYAN, V.H. ARAKELYAN

THE DESIGN OF EXOSKELETON-ASSISTANT OF HUMAN SIT-TO-STAND

The approximate and exact static balancing of human sit-to-stand exoskeleton-assistant applicable for both physiotherapy and permanent use is performed.

Keywords: exoskeleton, balancing, spring, physiotherapy.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

УДК 549.3:541.64

МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЕ

Ж.К. СУКИАСЯН, А.М. ШАХБАЗЯН, А.О. ТОНОЯН, С.П. ДАВТЯН

ВЛИЯНИЕ НЕОДНОРОДНЫХ ТЕМПЕРАТУРНО – КОНВЕРСИОННЫХ ПОЛЕЙ ФРОНТАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ ПОЛИМЕРИЗАЦИИ НА ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ОБРАЗЦОВ НА ОСНОВЕ ЭПОКСИДНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

Исследовано фронтальное отверждение диглицидного эфира резорцина 4,4-диаминодифенилсульфидом в различных тепловых устойчивых режимах: в условиях полной теплоизоляции реакционных ампул, теплоотдачи в окружающую среду, теплоизоляции в ходе фронтального отверждения и произвольного охлаждения образцов после завершения фронтального отверждения. Исследованы физико-механические свойства полученных образцов. Показано, что отверждение в неоднородных температурно-конверсионных полях приводит к ухудшению разрывной прочности, модуля упругости и относительного удлинения.

Ключевые слова: фронтальное отверждение, неоднородные температурно-конверсионные поля, физико-механические свойства.

Введение. В литературе достаточно много работ [1-7], посвященных получению различных полимеров и композитов в условиях фронтальной полимеризации, синтез которых затруднителен или принципиально невозможен в классических (изотермических) условиях. Например, в [1,2] синтезированы термохромные полимерные композиты, которые невозможно получить в условиях изотермической полимеризации. В условиях полимеризации получены нанокомпозиты: полиакриламид/FeO,SiO₂, фронтальной бентонит [3-4], полиметилметакрилат/SiO₂, лапонит, бентонит [5], полиуретан/SiO₂ [6], полиакрилат/Zr [7] и пр. с равномерным распределением наночастиц в объеме полимерного связующего. При этом исследование границы раздела фаз наночастицаполимер [5,8,9] показало образование твердой аморфной полимерной неподвижной фракции на поверхности наночастиц. Методы фронтальной полимеризации использованы [10-12] также для получения гидрогелей на основе акриламида, его сополимеров с метакриловой кислотой и с производными акриламида. Исследованы также физикомеханические [13-15], динамические-механические [15,16], сверхпроводящие [15-17] свойства полимерных материалов, полученных во фронтальных режимах полимеризации. Интересно, что в неустойчивых тепловых режимах полимеризации, независимо от направления фронта (вертикально сверху вниз или наоборот), наблюдается ухудшение физико-механических свойств отвержденных эпоксидных соединений [14].

Необходимо отметить, что в подавляющем большинстве работ фронтальная полимеризация проводится в условиях теплоотдачи в окружающую среду. Наличие теплопотерь в ходе фронтальной полимеризации приводит к формированию полимерных материалов в неоднородных температурно-конверсионных полях. Очевидно, что полимеризация в неоднородных температурно-конверсионных полях сказывается как на молекулярно-массовых характеристиках образующихся линейных полимеров, так и на топологическом строении пространственно сшитых систем, следовательно, на физикомеханических свойствах как термопластов, так и реактопластов.

Несмотря на это, в литературе отсутствуют работы, посвященные исследованию влияния тепловых режимов фронтальной полимеризации (при наличии и в отсутствие теплопотерь из зоны реакции в окружающую среду) на физико-механические свойства полимерных материалов, когда фронт реакции распространяется в устойчивых тепловых режимах.

В данной работе исследовано фронтальное отверждение диглицидного эфира резорцина (ДЭР) под действием 4,4-диаминодифенилсульфида (ДАФС) и влияние тепловых режимов на физико-механические свойства образующихся полимеров.

1. Экспериментальная часть. Для экспериментального осуществления фронтального отверждения ДЭР под действием ДАФС был использован специально сконструированный реактор из нержавеющей стали цилиндрической формы с внутренним радиусом 0,1*м*, высотой 0,15*м* (рис.1).



Рис. 1. Реактор фронтальной полимеризации

Основную часть реактора составляет металлическая трубка 1. К нижнему концу трубчатого реактора ввинчивается дно 2 с тефлоновой прокладкой 3. К верхнему наружному концу приварено кольцо 4 с четырьмя отверстиями, через которые к реактору закрепляется крышка 5. К крышке через тефлоновую пленку 6 плотно закреплен малоинерционный нагревательный элемент 7, приготовленный из тонкого латунного листа, форма которого показана на

рис. 16. Для точного определения температуры нагревателя заранее проводилась его калибровка. В середине крышки имелось специальное отверстие, куда надевалась металлическая втулка 8, имеющая бортики в нижней части, на которые закреплялись тефлоновые втулки 9. Для обеспечения герметичности металлическая втулка закреплялась к крышке с наружной стороны гайками 10. К концу втулки герметично привинчивалась трубка 11 из нержавеющей стали, которая прикреплялась другим концом к отдельной емкости объемом 2*л* также из нержавеющей стали.

Специальные отверстия на боковой поверхности реактора позволяли герметично монтировать семь термопар 12-18. Четыре термопары закреплялись так, чтобы их спаи находились на одинаковом расстоянии от внутренних стенок реактора, а остальные – на разном. Подобное расположение термопар позволяло измерять распределение температуры полимеризационного фронта по длине и радиусу реактора. Показания термопар через каждые 5 секунд в виде цифровых сигналов передавались на компьютер, где они обрабатывались или же сохранялись в виде массива данных.

Герметичность реактора и изоляция нагревательных элементов обеспечивались соответствующими тефлоновыми прокладками и шайбами.

Конструкция реактора позволяет заполнить объем исходными реагентами (эпоксидная смола, отвердитель) нужных концентраций, установить необходимую начальную температуру. Заполненный исходными реагентами реактор наматывается теплоизоляционным материалом. Фронтальный режим отверждения инициируется с верхней части реактора нагревательным элементом 7 (~200°С). После завершения процесса проводится охлаждение реактора с отвержденным образцом ДЭР. При этом охлаждение реактора проводится в двух тепловых режимах: теплоизолированном и произвольном.

Физико-механические свойства определялись на дифференциально-сканирующем анализаторе фирмы Перкин-Эльмер. Для этого из полученных образцов готовились по три пластинки, которые термообрабатывались при температуре 200°С в течение двух часов, а затем медленно охлаждались до комнатной температуры и после испытания усреднялись. Погрешность определения физико-механических свойств составляла не более 5%.

Часть опытов проводили без теплоизоляции в условиях произвольного охлаждения реакционных ампул, а другую часть - в теплоизолированных ампулах в специально приготовленных пенопластовых рубашках.

2. Результаты экспериментов и их обсуждение. Фронтальное отверждение ДЭР под действием ДАФС проводилось в трех разных тепловых режимах:

- при полной теплоизоляции реакционных ампул как в ходе фронтального отверждения, так и после полного его завершения;
- в условиях теплоотдачи в окружающую среду как в процессе, так и после завершения фронтальной полимеризации;

• в условиях теплоизоляции в ходе фронтальной полимеризации и при произвольном охлаждении образцов после завершения фронтальной полимеризации.

Температурные профили фронтального отверждения ДЭР под действием ДАФС, полученные в условиях полной теплоизоляции реакционных ампул (кр.1) и при наличии теплоотвода в окружающую среду (кр.2), представлены на рис. 2. Как видно из рисунка, до достижения предельных значений тепловых волн температурные профили практически совпадают. При этом скорость фронта, определенная по показаниям двух термопар, расположенных на разном расстоянии от начала реактора, равна 2 *см/м*.



Рис. 2. Температурные профили фронтального отверждения ДЭР под действием ДАФС при отсутствии (кр1) и наличии (кр2) теплопотерь

Наличие теплопотерь сказывается на температурных профилях лишь после завершения процесса отверждения, что объясняется расположением термопар в центральной части отверждаемых образцов. Действительно, определение радиального распределения температуры (рис.3) показало их идентичность в центральной части и достаточное различие в периферийных частях образцов.

Значения прочности при растяжении (σ), модуля упругости (Е) и удлинения (ε), усредненные по измерениям трех образцов, представлены в таблице. При этом, как уже было отмечено, все образцы термообрабатывались в муфельной печи при температуре 180°С в течение двух часов, а затем медленно охлаждались до комнатной температуры.



Рис. 3. Распределение предельных температур разогрева от радиуса образца в отсутствие (кр. 1) и при наличии (кр. 2) теплопотерь

Таблица Физико-механические характеристики образцов эпоксидных соединений, синтезированных в условиях 1,2,3

Номер	σ, <i>МПа</i>	Е·10 ⁻⁴ , <i>МПа</i>	ε, %
опыта			
1	160/170	40/38	3/3
2	110/115	23/25	2/2.3
3	115/170	27/42	2.1/3

Сравнение данных таблицы показывает, что на стадии формирования трехмерных полимерных сеток в неоднородных температурных полях (рис. 2, кр.1) происходит накопление внутренних напряжений, релаксация которых термообработкой образцов принципиально невозможна. Дело в том, что из-за дефектов топологического характера, которые формируются в полимерной каркасной сетке в процессе отверждения, указанные напряжения приводят к образованию дополнительных нагрузок на отдельных фрагментах трехмерного полимера. Поэтому значения σ , Е и є для образца, полученного в условиях теплопотерь (опыт 2) из зоны реакции в окружающую среду, примерно на 30 % ниже, чем для образцов, полученных в условиях теплоизоляции (опыт 1) или произвольного охлаждения после завершения фронтального отверждения полностью релаксируют при термообработке образцов при 180°С.

Таким образом, полученные результаты позволяют заключить, что для процессов формования различных полимерных изделий в условиях фронтальной полимеризации важным фактором является полимеризация в теплоизолированных реакторах периодического действия, а при получении изделий из поликристаллических термопластов - также управление процессом охлаждения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Pojman J.A., Nagy I.P., Sike L. // Adv. Mat. Res.- 1995.-V.7.- P.1038-1036.
- 2. Pojman J.A., Nagy I.P., Sike L. // J. Am. Chem. Sci. 1995. V.117. P. 3611-3612.
- 3. Тоноян А.О., Багдасарян А.Э., Манукян Л.С. и др. // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН.- 2003.- Т. 6 (2).- С. 20-28.
- 4. Тоноян А.О., Кетян А.Г., Закарян А.О. и др. // Хим. ж. Армении.- 2010.- Т. 63, No 3,4.- С. 193-204.
- 5. **Давтян С.П., Берлин А.А., Шик К.** и др. // Российские нанотехнологии.- 2009.- Т. 47-8.-С.489-498.
- 6. Mariani A., Bidali S., Caria G. et al // J. Polym. Sci., Part A, Polym. Chem.-2007.- V. 45.- P. 2204-2212.
- 7. Cui Y., Yang J. Zhan Y. et al // Colloid Polym. Sci.- 2008.- 286, 97.
- 8. Sargsyan A.G., Tonoyan A.O., Davtyan S.P., Schick C. // Europ. Polym. J.- 2007.- № 8.- P. 3113-3127.
- 9. Sargsyan A.G., Tonoyan A.O., Davtyan S.P., Schick C. // NATAS Notes. 2007. V.39(4). P. 6-13.
- 10. Washington R.P., Steinbjch O.// J. Am. Chem. Soc.- 2001.- V.123.- P. 7933-7934.
- 11. Gavini E., Mariani A., Rassu et al // European Polymer Journal.- 2008.- V. 44.- P. 475-489.
- Tonoyan A., Gevorkyan L., Alaverdyan G. et al // The Seventh International Conference Semiconductors Micro- and Nanoelectronics.- Tsakhcadzor, Armenia, 2009.- C. 90-93.
- Chekanov Y., Arrington D., Brust G., Pojman J.A. Frontal Curing of Epoxy Resin // J. Appl. Polym. Sci.- 1997.- V.66.- P. 1209-1216.
- 14. Давтян Д.С., Багдасарян А.Э., Тоноян А.О., Давтян С.П. // Химическая физика.- 2000.- Т.19, N 9.-С.83-91.
- Davtyan S.P., Tonoyan A.O., Schick C. et al // J. of Materials Processing Technology.- 2007. V. 163, N5.- P. 734.
- Davtyan S.P., Tonoyan A.O., Lekishvili N.G., Schick C. // Nova Science Publishers, Inc ISBN 978-1-60456-343-6/Editor: Bob A. Howell et al.- 2008.- P. 221-234.
- Davtyan S.P., Tonoyan A.O., Schick Ch. // Nova Science Publishers, Polymer Science and Technology, ISBN: 978-1-60741-717-0 / Editors: Mikhail Lechkov and Sergej Prandzheva.- New-York, 2009.- P.103-141.

ГИУА (П). Материал поступил в редакцию 19.11.2010.

Ժ.Կ. ՍՈՒՔԻԱՍՅԱՆ, Ա. Մ. ՇԱՀԲԱՉՅԱՆ, Ա.Հ. ՏՈՆՈՅԱՆ, Մ.Պ. ԴԱՎԹՅԱՆ

ՃԱԿԱՏԱՅԻՆ ՌԵԺԻՄՆԵՐԻ ՈՉ ՀԱՄԱՍԵՌ ՋԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԱՓՈԽԱՐԿՄԱՆ ԴԱՇՏԵՐԻ ԱՉԴԵՅՈՒԹՅՈՒՆԸ ԷՊՕՔՍԻԴԱՅԻՆ ՄԻԱՅՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՆՄՈՒՇՆԵՐԻ ՖԻՉԻԿԱՄԵԽԱՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՎՐԱ

Ուսումնասիրվել է ռեզորցինի դիգլիցիդային եթերի փոխազդեցությունը 4,4դիամինոդիֆենիլսուլֆիդի հետ ձակատային կայուն տարբեր ջերմային ռեժիմներում. ռեակցիոն միջավայրի լիարժեք մեկուսացում, երբ ռեակցիոն միջավայրից տեղի են ունենում ջերմային կորուստներ դեպի շրջակա միջավայր և երբ ձակատի տարածման ժամանակ ռեակցիոն համակարգը ջերմամեկուսացված է, իսկ ձակատային գործընթացի ավարտից անմիջապես հետո ռեակտորը սառչում է առանց միջամտության։ Հետազոտվել են ստացված նմուշների ֆիզիկամեխանիկական հատկությունները և ցույց է տրվել, որ երբ ձակատը տարածվում է ոչ համասեռ ջերմաստիձանափոխարկման դաշտերում, տեղի է ունենում խզման ամրության, առաձգականության մոդուլի և հարաբերական երկարության նկատելի վատացում։

Առանցքային բառեր. Հակատային պնդեցում, ոչ համասեռ ջերմաստիձանակոնվերսիոն դաշտեր, ֆիզիկամեխանիկական հատկություններ։

ZH.K. SUKIASYAN, A.M. SHAHBAZYAN, A.H. TONOYAN, S.P. DAVTYAN

THE INFLUENCE OF NON- UNIFORM TEMPERATURE-CONVERSION FIELDS OF FRONTAL POLYMERIZATION REGIMES ON PHYSICOMECHANICAL PROPERTIES OF THE OBTAINED SAMPLES BASED ON EPOXY

Solidification of diglyceride ether of resorcin with 4,4- diaminodifenilsulfid in various thermal steady modes is investigated: in the conditions of full thermal protection during frontal solidification in reactionary ampoules, in heat losses to environment, and any arbitrary cooling of samples after frontal process completion. Physical mechanical properties of the obtained samples are investigated. It is shown that solidification in non-uniform temperature-conversion fields leads to deterioration of explosive strength, the module of elasticity and relative lengthening.

Keywords: frontal solidification, non-uniform temperature and conversion fields, physicomechanical properties.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

*ኢ*Sጉ 661.685

ՄԵՏԱԼՈՒՐԳԻԱ

Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ, Ա.Հ. ՀՈՎՍԵՓՅԱՆ, Ա.Ս.ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ, Ա.Ա. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

ՄՈԼԻԲԴԵՆԻՏԱՅԻՆ ԽՏԱՆՅՈՒԹԵՐԻՑ ՍԻԼԻԿԱՋԵՐՄԱՅԻՆ ՄԵԹՈԴՈՎ ՄՈԼԻԲԴԵՆԻ ԵՐԿՍԻԼԻՑԻԴԻ ՍՏԱՑՄԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՅԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ԵՎ ԿԱՌՈԻՑՎԱԾՔԱԳՈՅԱՑՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Կատարված գիտափորձնական համալիր հետազոտությունների արդյունքում մշակվել է մոլիբդենի դիսուլֆիդից սիլիկաջերմային մեթոդով մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման ժամանակակից տեխնոլոգիա, որը ներառում է հետևյալ տեխնոլոգիական գործընթացները. բաղադրամասերի խառնում, մամլում և ջրածնի միջավայրում բարձր ջերմաստիձանային սինթեզ։

Առանցքային բառեր. մոլիբդենի դիսուլֆիդ, սիլիցիումի փոշի, բովախառնուրդ, մամլում, ջրածին, սինթեզ, սիլիկաթերմիա, մոլիբդենի երկսիլիցիդ։

Հայաստանի Հանրապետության ընդերքն ունի մոլիբդենի բավարար պաշար, որը կազմում է մոլիբդենի համաշխարհային պաշարների 7%-ը։ Մակայն մինչ այսօր հանրապետությունում կազմակերպված չէ այդ հումքի վերջնական վերամշակման արտադրություն` առավել շահութաբեր արտադրանքի առաջարկ ձևավորելու նպատակով։

Մոլիբդենի մեծ պահանջարկ վայելող միացություններից է մոլիբդենի երկսիլիցիդը, որը շնորհիվ իր մի շարք հատկությունների (բարձր ջերմաստիձաններում օդի և ագրեսիվ գազերի միջավայրում բարձր հրակայունություն, էլեկտրա և ջերմահաղորդականություն և այլն) լայն կիրառություն է գտել ժամանակակից տեխնիկայում, հատկապես՝ տաքացուցիչների պատրաստման ու ծածկութապատման, ինչպես նաև պողպատի և կոմպոզիցիոն նյութերի արտադրություններում և այլն։

Մոլիբդենի երկսիլիցիդ կարելի է ստանալ տարրերի սինթեզման [1] ալյումասիլիկաջերմային, պղնձասիլիցիդային և կարբոթերմիկ մեթոդներով [2], նստեցում գազային ֆազերից [3] և քլորիդների խառնուրդներից [4], MoSi₂-ի ստացում բարձրահաձախական ազոտային պլազմայում [5], բարձրաջերմաստիձանային էլեկտրաքիմիական մեթոդով և այլն։

Թվարկված մեթոդներով մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման ժամանակ օգտագործվում է կամ մաքուր մոլիբդենափոշի, կամ մոլիբդենի եռօքսիդ։ Մաքուր մոլիբդենափոշու ստացման տեխնոլոգիան բազմափուլ է և կապված է մեծ ծախսերի հետ, իսկ դրսից ներկրված մոլիբդենի արժեքը շատ բարձր է, մյուս կողմից

136

մոլիբդենի եռօքսիդ ստանալու համար մոլիբդենի դիսուլֆիդը ենթարկում են թրծման, որի արդյունքում մթնոլորտ են արտանետվում զգալի քանակությամբ ծծմբային գազեր և աղտոտում շրջակա միջավայրը՝ ինչն անթույլատրելի է։

Ելնելով վերը նշվածից՝ աշխատանքի նպատակն է՝ Քաջարանի պղնձա-մոլիբդենային կոմբինատի հարստացուցիչ ֆաբրիկայի մոլիբդենիտային խտանյութերից սիլիկաջերմային եղանակով մշակել մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման ժամանակակից տեխնոլոգիա և հետազոտել արգասիքների կառուցվածքագոյացման գործընթացը։

Մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման համար որպես ելանյութ ընտրվել և հիմնավորվել է մաքուր մոլիբդենի դիսուլֆիդը և Kp00 մակնիշի Si-ը, իսկ որպես վերականգնիչ՝ ջրածինը։ Կատարվել է MoS₂–ի և Si-ի փոխազդեցության ռեակցիաների նախնական թերմոդինամիկական հաշվարկ՝ պարզելու համար MoS₂-ից MoSi₂-ի ստացման ռեակցիաների հավանականությունը սիլիկաջերմային վերականգնման եղանակով՝ ինչպես չեզոք (հելիում, վակուում), այնպես էլ վերականգնող (ջրածին) միջավայրում։ Որոշվել են Գիբսի էներգիայի ((G⁰T) փոփոխության արժեքները 298...1500 4 ջերմաստիձանային տիրույթում (նկ. 1) և հաշվարկվել են ռեակցիաների հավասարակշռության հաստատունների արժեքները (K)՝ կախված ջերմաստիձանից (աղ.)։



Նկ.1. Գիբսի էներգիայի կախումը ջերմաստիձանից (ռեակցիաների համարները համընկնում են աղ.-ում բերված ռեակցիաների համարների հետ)

Ինչպես երևում է նկ.1-ից և աղ.-ից, բերված բոլոր ռեակցիաները թերմոդինամիկորեն ընթացող են։ Ռեակցիաների ընթանալու հավանականությունը ջերմաստիձանի բարձրացման հետ մեծանում է։ 1403 4–ից բարձր ջերմաստիձաններում ամենահավանական ընթացող ռեակցիաներն են 1, 2, 5 և 6։ Այսպիսով, նախնական թերմոդինամիկական հաշվարկները ցույց են տալիս MoSi₂-ի ստացման հնարավորությունը ջրածնի ներկայությամբ սիլիկաջերմային եղանակով։

Մոլիբդենիտային խտանյութից սիլիկաջերմային մեթոդով մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման ժամանակ ընթացող ռեակցիաներից ամենահավանականը, 1423 4 ջերմաստիձանում, ըստ կատարված թերմոդինամիկական հաշվարկների (նկ.1), հետևյալն է.

 $1/3MoS_2 + Si + 1/3H_2 = 1/3MoSi_2 + 1/3H_2S + 1/3SiS:$

Ըստ այս ռեակցիայի՝ հաշվարկվել է ելանյութերի քանակը, որոնք (մաքուր MoS² և Kp00 մակնիշի Si) վերցվել են ստեխիոմետրիայի համաձայն։

Աղյուսակ

h/h	Obulahushan	Ջերմաստիձանը, Կ					
n/n	ուսովներությունները	298	1213	1363	1403	1500	
1	$1/4MoS_2+Si=1/4MoSi_2+1/2SiS$	2·10 ⁻¹¹	7,28	-	-	1,6·10 ²	
2	$1/3MoS_2 + Si = 1/3MoSi_2 + 1/3SiS_2$	3,7.104	-	60,8	57,3	44,7	
3	$1/2MoS_2 + Si = 1/2MoSi_2 + 1/2S_2$	13,1·10 ⁻³	-	-	-	1,1	
4	1/2MoS ₂ +Si+ H ₂ = =1/2MoSi ₂ + 1/2H ₂ S	1,1·10 ⁻⁶	-	-	-	2,25	
5	1/3MoS2+Si+1/3H2=1/3MoSi2+ 1/3H2S + 1/3SiS	7,6·10 ⁻¹⁰	4,9	-	-	61,7	
6	$3/7MoS_2 + Si + 4/7H_2 = 3/7MoSi_2 + 4/7H_2S + 1/7SiS_2$	3,5.10-2	-	11,4	12,3	15,14	

Մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման ռեակցիաների հավասարակշռության հաստատունների
արժեքների (K _P) կախումը ջերմաստիձանից

Ելանյութերը լավ խառնելուց հետո ստացված խառնուրդը բրիկետների տեսքով մամլվել է, որն իրականացվել է մամլման տարբեր ձնշումների տակ։ Փորձերի արդյունքում որպես լավարկված ձնշում վերցվել է Рտես=250...300 *ՄՊա*։ Ստացված բրիկետները տեղադրվել են СУОЛ 0,4.4/12-M2-У4.2.2 մակնիշի խողովակային էլեկտրավառարանի մեջ և կատարվել է սինթեզ։ Օքսիդացման գործընթացները կանխելու և մոլիբդենիտից (MoS₂) ծծմբի որոշ մասը H₂S–ի ձևով հեռացնելու ու այն ակտիվացնելու նպատակով սինթեզը տարվել է ջրածնի միջավայրում։ Վառարանում սինթեզի ժամանակ տեղի ունեցող ռեակցիաների արդյունքում մոլիբդենը միանում է սիլիցիումի հետ և առաջացնում մոլիբդենի երկսիլիցիդ, իսկ ծծումբը` սիլիցիումի սուլֆիդների (SiS, SiS₂) տեսքով ամբողջությամբ հեռանում է ռեակցիայի տարածքից և կոնդենսանում սառնարանում։ Առաջացած ծծմբաջրածինը ենթարկվում է այրման` ռեակցիայի տարածքից դուրս եկող ջրածնի հետ միասին։ Կատարվել է բարձր մաքրությամբ մոլիբդենի դիսուլֆիդից (99,718% MoS₂) սիլիկաջերմային մեթոդով մոլիբդենի երկսլիցիդի ստացման գործընթացի հետազոտում՝ ջերմածանրաչափական և դիֆերենցիալ-ջերմային վերլուծության մեթոդներով՝ DERIVATOGRAPH-C սարքի միջոցով։ Փորձերը կատարվել են 273...1473 Կ ջերմաստիձանային տիրույթում, 10 *աստ/րոպե* տաքացման արագությամբ, իներտ (Ar) գազի մթնոլորտում՝ պոլիթերմիկ տաքացման պայմաններում։ Նկ.2–ում բերված է բարձր մաքրությամբ մոլիբդենի դիսուլֆիդից մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման դերիվատոգիրը, որի վերլուծությունից երևում է, որ մինչև 900°C ջերմաստիձան տաքացնելիս նմուշի զանգվածը դանդաղ պակասում է։ 900°C ջերմաստիձանից սկսվում է էկզոթերմ գործընթաց, որն ավարտվում է 980°C-ում։ Թերմոդինամիկական հաշվարկները և սինթեզի արդյունքում ստացված արգասիքների ռենտգենաֆազային վերլուծությունները, ինչպես նաև քիմիական վերլուծության արդյունքները ցույց են տալիս, որ 800°C և ավելի բարձր ջերմաստիձաններում առաջանում է մոլիբդենի երկսիլիցիդ, այսինքն 900°C ջերմաստիձանում գրանցված էկզոթերմ երևույթը պայմանավորված է մոլիբդենի երկսիլիցիդի գոյացմամբ։



Նկ. 2. Մաքուր մոլիբդենի դիսուլֆիդից մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման դերիվատոգիրը, TG- կշռի փոփոխությունն է՝ կախված ժամանակից, DTG- զանգվածի փոփոխության արագությունը, DTA- դիֆերենցիալթերմիկ վերլուծության կորը, T- ջերմաստիՃանի փոփոխությունը

100 i



Նկ.3. Սինթեզի արդյունքում ստացված արգասիքում մոլիբդենի երկսիլիցիդի պարունակության կախումը ջերմաստիձանից և պահման տևողությունից

Նմուշի կշիռը, սկսած 940°C ջերմաստիձանից, ինտենսիվորեն փոքրանում է, ինչը պայմանավորված է ծծմբի հեռացմամբ՝ ՏiՏ-ի տեսքով։

Մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման ռեակցիան, ըստ DTA կորի վրա առաջացած էկզոթերմ գործընթացի, բուռն ընթանում է 980°C ջերմաստիձանում։

Մոլիբդենի երկսիլիցիդի սինթեզման կինետիկան ուսումնասիրելու համար յուրաքանչյուր սինթեզից հետո կատարվել է ստացված արգասիքների քիմիական վերլուծություն՝ նպատակ ունենալով պարզել, թե սինթեզի ժամանակ ելանյութերի քանի տոկոսն է մտել փոխազդեցության մեջ։ Նկ.3–ում բերված է սինթեզի արդյունքում ստացված արգասիքներում մոլիբդենի երկսիլիցիդի պարունակության կախվածությունը սինթեզի ջերմաստիՃանից և տևողությունից։

Հետազոտությունները ցույց են տվել, որ 873 Ψ ջերմաստիձանում մոլիբդենի երկսիլիցիդ չի առաջանում։ 1073 Ψ ջերմաստիձանում պատկերն այլ է. 30 p պահելուց հետո առաջացած մոլիբդենի երկսիլիցիդի պարունակությունը կազմել է 57,7%, իսկ 60 p պահելուց հետո՝ 72,2%։ Պահման տևողության հետագա ավելացման դեպքում մոլիբդենի երկսիլիցիդի պարունակությունը 2ատ քիչ է փոխվում և 120 p պահման տևողության դեպքում այն կազմել է 77,2%։ 1173 Ψ ջերմաստիձանում և 30 p տևողության դեպքում ստացված արգասիքում մոլիբդենի երկսիլիցիդի պարունակությունը կազմել է 80%, 60 p տևողության դեպքում այն կազմել է 85,9%, իսկ 120 p-ի դեպքում՝ 89,5%։ 1273 Ψ ջերմաստիձանում և 30 ր տևողության դեպքում այն կազմել է 85,9%, իսկ 120 p-ի դեպքում՝ 89,5%։ 1273 Ψ ջերմաստիձանում և 30 ր տևողության դեպքում այն ժամանակ առաջացող մոլիբդենի երկսիլիցիդի պարունակությունը կազմել է 93,7%, իսկ 120 p պահելուց հետո՝ 99,5%։ 1423 Ψ ջերմաստիձանում և սինթեզի 30 p

տևողության դեպքում մոլիբդենի երկսլիցիդի պարունակությունը կազմել է 99,7%, իսկ 60 *ր* պահելուց հետո այն կազմել է 99,992%, պահման տևողության հետագա ավելացումը հանգեցնում է մոլիբդենի երկսիլիցիդի պարունակության չնչին ավելացմանը։

Հաշվի առնելով բարձր մաքրությամբ մոլիբդենիտային խտանյութերից սիլիկաջերմային մեթոդով մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման գործընթացի ջերմածանրաչափական և դիֆերենցիալջերմային վերլուծության արդյունքները, ինչպես նաև մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման ժամանակ մոլիբդենի և սիլիցիումի փոխադարձ լուծվելիության, բյուրեղային ցանցերի պարբերությունների փոփոխության և սիլիցիդիների թերմոդինամիկական հատկությունները, կարելի է եզրակացնել, որ մոլիբդենիտային խտանյութերից սիլիկաջերմային մեթոդով մոլիբդենի երկսիլիցիդի առաջացման մեխանիզմը բազմափուլ է։ Մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման ժամանակ առաջացող ֆազերի հաջորդականության վրա ազդող հիմնական գործոններն են՝ մոլիբդեն/սիլիցիում հարաբերությունը, ջերմաստիՃանային ռեժիմը, հատիկի չափը, միջավայրը։

Բարձր մաքրությամբ մոլիբդենիտային խտանյութից սիլիկաջերմային մեթոդով մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման առաջին փուլում տեղի է ունենում մոլիբդենիտի վերականգնում։ Մոլիբդենիտի (MoS₂) վերականգնումը սիլիցիումով կատարվում է ծծմբի ցածրարժեք աուլֆիդի առաջացումով, որը նախորդում է սիլիցիդների առաջացմանը։ Հետագա ջերմաստիձանի բարձրացման հետ, սիլիցիումի ատոմների մեծ ակտիվության հետևանքով, մոլիբդենի մակերևույթը պատվում է սիլիցիումով, իսկ կոնտակտային տեղամասերում սկսվում են դիֆուզիոն գործընթացները։ Որպես դիֆուզանտ այս դեպքում հանդես է գալիս սիլիցումը, ինչը վկայում են մոլիբդենի ցանցի պարբերությունների փոփոխությունը և սիլիցիումի ցանցի պարբերությունների անփոփոխ մնալը։ Հաջորդ փուլը բնութագրվում է բաժանման սահմանում քիմիական ռեակցիայով։ Դա տեղի է ունենում թերմոդինամիկորեն ավելի կայուն ֆազի առաջացման ջերմաստիձանում։ Սիլիցիումի հետ փոխազդեցության ժամանակ առաջին հերթին առաջանում է սիլիցիումով հարուստ ֆազը, այսինքն՝ բարձր սիլիցիդը (MoSi₂)։ Մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման ժամանակ ֆազերի առաջացման սիեման հետկյալն է.

MoSi₂→Mo₅Si₃→ Mo₃Si:

Բարձր մաքրությամբ մոլիբդենիտային խտանյութից սիլիկաջերմային մեթոդով մոլիբդենի երկսիլիցիդի սինթեզի ժամանակ տեղի ունեցող ռեակցիաների արդյունքում առաջանում է մոլիբդենի երկսիլիցիդ և սիլիցիումի սուլֆիդներ, ինչպես նաև քիչ քանակությամբ H₂S։

Հետազոտություններ են կատարվել նաև տեխնիկական մաքրությամբ մոլիբդենիտային խտանյութերից սիլիկաջերմային մեթոդով MoSi₂–ի ստացման ուղղությամբ։ Սինթեզը տարվել է նույն պայմաններում, ինչ՝ մաքուր մոլիբդենի դիսուլֆիդի օգտագործման ժամանակ։ Սինթեզի արդյունքում ստացված արգասիքի ռենտգենագիրը բերված է նկ.4-ում։ Ինչպես երևում է, ստացված արգասիքը մոլիբդենի երկսիլիցիդն է։ Առկա են նաև քիչ քանակությամբ MosSi₃ և FeSi₂-ի հետքեր։

Կարելի է եզրակացնել, որ տեխնիկական մաքրությամբ մոլիբդենիտային խտանյութերից, այսինքն առանց մաքրման փուլի, սիլիկաջերմային մեթոդով նույնպես ստացվում է մոլիբդենի երկսիլիցիդ, միայն այս դեպքում մոլիբդենիտային խտանյութի բաղադրության մեջ գտնվող խառնուրդներն անցնում են ստացվող մոլիբդենի երկսիլցիդի բաղադրության մեջ, որոնք ազդում են ստացվող մոլիբդենի երկսիլիցիդի հատկությունների վրա։ Այս բաղադրությամբ մոլիբդենի երկսիլիցիդը ցանկալի չէ կիրառել տաքացուցիչների արտադրությունում, սակայն այն կարելի է կիրառել այլ բնագավառներում, օրինակ՝ պողպատի արտադրությունում։

Մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման գործընթացի վրա մեծ ազդեցություն ունի որպես ելանյութ օգտագործվող մոլիբդենի դիսուլֆիդի հատիկաչափական կազմը։ Հատիկների չափսը փոշու կարևորագույն բնութագիրն է, քանի որ դրանով է որոշվում տեսակարար մակերևույթը, հետևապես՝ սինթեզի արագությունը։



Նկ. 4. Տեխնիկական մաքրությամբ մոլիբդենիտային խտանյութերից սիլիկաջերմային մեթոդով ստացված արգասիքի ռենտգենագիրը

Մոլիբդենի դիսուլֆիդի հատիկաչափական կազմի ազդեցությունը մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման գործընթացի վրա ուսումնասիրելու համար մոլիբդենի երկսիլիցիդի սինթեզն իրականացվել է՝ օգտագործելով տարբեր հատիկաչափական կազմ ունեցող մոլիբդենի դիսուլֆիդ։ Ինչպես երևում է նկ.5-ից -200+160 *մկմ* և -315+250 *մկմ* չափսերով մոլիբդենի դիսուլֆիդի դեպքում անհրաժեշտ է ավելի երկար ժամանակ, որպեսզի սինթեզը ընթանա մինչև վերջ։ Այսինքն՝ կարելի է եզրակացնել, որ խտանյութի հատիկաչափական կազմից կախված՝ սինթեզի արագությունը մեծանում է։ Այսպիսով, փորձերի արդյունքում որպես խտանյութի մասնիկների օպտիմալ չափ վերցվել է -100+50 *մկմ*-ը։ Ստացված մոլիբդենի երկսիլիցիդի միկրոկառուցվածքը բերված է նկ.6-ում։

Հետազոտվել են ստացված մոլիբդենի երկսիլիցիդի քիմիական, ֆիզիկական և մեխանիկական հատկությունները, համաձայն որի հալման ջերմաստիձանը՝ $T_h = 2021$ °C, տեսակարար խտությունը՝ $\gamma = 6,2 \ q/ud^2$, իսկ միկրոկարծրությունը՝ $H_\mu = 12950 \ U^{\prime} nu$ ։ Միաժամանակ ցույց է տրված, որ կիզակայունությամբ և թթվակայունությամբ ստացված մոլիբդենի երկսիլիցիդը չի զիջում ստանդարտ տեխնոլոգիայով ստացված մոլիբդենի երկսիլիցիդին։

Կատարված փորձագիտական համալիր հետազոտությունների արդյունքում մշակվել է մոլիբդենիտային խտանյութերից սիլիկաջերմային մեթոդով մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման տեխնոլոգիական սխեմա (նկ. 7), որը ներառում է հետևյալ տեխնոլոգիական գործընթացները. բաղադրամասերի խառնում, մամյում և ջրածնի միջավայրում բարձր ջերմաստիՃանային սինթեզ։



Նկ. 5. Մաքուր մոլիբդենի դիսուլֆիդի հատիկաչափական կազմի ազդեցությունը մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման վրա (α- մոլիբդենի երկսիլիցիդի ելքը, τ- սինթեզի տևողությունը)



Նկ. 6. 1423 Կ ջերմաստիձանում և 60ր տևողությամբ սինթեզի արդյունքում ստացված արգասիքի միկրոկառուցվածքը

Մաքուր մոլիբդենիտային խտանյութ (MoS2)



Նկ. 7. Մոլիբդենիտային խտանյութից սիլիկաջերմային մեթոդով մոլիբդենի երկսիլիցիդի ստացման տեխնոլոգիական սխեմա

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

- Самсонов Г. В., Ковальченко М. С., Верхоглядова Т. С. Приготовление дисилицидов тугоплавких металлов // ЖНХ.-1959. - Т. 4.- С. 2759-2765.
- 2. Зеликман А.Н. Молибден.- М.: Металлургия, 1970.-440с.
- 3. **Прокошин Д.А., Арзамасов Б.Н.** Циркуляционный метод насыщения молибдена некоторыми элементами // Сб.: Исследования по жаропрочным сплавам.-М.: АН СССР, 1962.-Т. IX. С. 177.
- 4. **Лысов Б.С., Шимбаревич В.А.** Парогазовые смеси (SiCl4, Ar)и (MoCl5, He) заданного состава для получения покрытий MoSi2 // Изв. АН СССР // Неорганические материалы.- 1968.- Т. 4, №4.-С. 506-509.
- 5. Образование высокодисперсного дисилицида молибдена в азотной плазме высокочастотного разряда / А.П. Орлов, Я.П. Грабис, Д.М. Раммане и др. // Неорганические материалы.- 1999.- Т. 35, №12.- С. 1468-1472.

ՀՊՃՀ (Պ)։ Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 10.12.2010։

С.Г. АГБАЛЯН, А.О. ОВСЕПЯН, А.С. ГРИГОРЯН, А.А. ПЕТРОСЯН

РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ПОЛУЧЕНИЯ ДИСИЛИЦИДА МОЛИБДЕНА ИЗ МОЛИБДЕНИТОВЫХ КОНЦЕНТРАТОВ МЕТОДОМ СИЛИКОТЕРМИИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ИХ СТРУКТУРООБРАЗОВАНИЯ

На основе научно-экспериментального комплексного исследования разработана современная технология получения дисилицида молибдена из дисульфидов молибдена методом силикотермии, которая включает следующие технологические процессы: смешивание компонентов, прессование и синтез при высоких температурах в среде водорода.

Ключевые слова: дисульфид молибдена, порошок кремния, шихта, прессование, водород, синтез, силикотермия, дисилицид молибдена.

S.G. AGHBALYAN, A.H. HOVSEPYAN, A.S. GRIGORYAN, A.A. PETROSYAN

MOLYBDENUM DISILICIDE TECHNOLOGY OBTAINED FROM MOLYBDENITE CONCENTRATE BY A SILICOTHERMY METHOD AND PROCESS OF INVESTIGATING THE STRUCTURE

Based on scientific and experimental research complex a modern technology for production of molybdenum disilicide out of molybdenum disulfide by silicotherme method, involving the following processes: mixing of components, compaction and synthesis at high temperatures in hydrogen is developed.

Keywords: molybdenum disulfide, silicon powder, blend, pressing, hydrogen, synthesis, silicothermy, molybdenum disilicide.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

ረያጉ 691.54

ՇԻՆԱՐԱՐԱԿԱՆ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔՆԵՐ

Ջ.Ա. ԳԵՈԴԱԿՅԱՆ, Բ.Վ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ, Ռ.Ա. ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ, Կ.Տ. ԳԵՈԴԱԿՅԱՆ

ՍԵՐՊԵՆՏԻՆԻՏԱՅԻՆ ՑԵՄԵՆՏԻ ԵՎ ՏԵՂԱԿԱՆ ԼԵՌՆԱՅԻՆ ԱՊԱՐՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ ՍՏԱՑՎԱԾ ՇԱՂԱԽՆԵՐ

Նախկինում սերպենտինիտային ցեմենտի և դրա հիման վրա պատրաստված կվարցավազային շաղախների ստացման համար ընտրված պայմաններում ուսումնասիրվել են տեղական տարաբնույթ ապարափոշիների միջոցով պատրաստված շաղախների հիմնական հատկությունները՝ կախված ապարափոշու հատիկակազմից և շաղախն լրացուցիչ ջերմամշակման պայմաններից։ 150...500 ^{o}C -ի տակ 30 *րոպե* տևողությամբ շաղախների մշակումից հետո նկատվել է դրանց ամրության զգալի աձ։ Պարզվել է նաև, որ 500...800 ^{o}C -ի տիրույթում սերպենտինիտային ապարի ջրազրկումն ուղեկցվում է որոշակի քանակության ամորֆ ֆորստերիտի և էնստատիտի առաջացմամբ։ DTA կորերում 800 ^{o}C -ի տակ դիտարկվող էկզոթերմիան վերագրվել է, հիմնականում, նշված ամորֆ միներալների բյուրեղացմանը։ Որոշվել է նաև սերպենտինիտային շաղախների կայունությունը ջերմային հարվածների նկատմամբ։ 800 ^{o}C -ից բարձր ջերմաստիձանի տակ շաղախների կայունությունը բացատրվել է փորձանմուշներում որոշակի քանակության ապակե ֆազի առկայությամբ։

Առանցքային բառեր. սերպենտինիտային ցեմենտ, ապար, շաղախ, հատիկակազմություն։

Մերպենտինիտային ցեմենտի և Մևանի ավազանի հիդրոսիլիկատային ապարների վերաբերյալ գրական տվյալների վերլուծության արդյունքում մեր կողմից նախկինում ցույց է տրվել նշված ապարների հիման վրա առավելագույն ցածը ջերմաստիձանով և բարձր ջրակայունությամբ սերպենտինիտային զեմենտի արտադրության հեռանկարայնությունը օժտված հանրապետության համար [1]։ Շորժայի (Սևանի ավազան) գաբրոպերիդոտիտային զանգվածի երեք տարբեր տեղամասերից վերցված ապարանմուշների տարբեր ջերմաստիձանների ու ժամանակահատվածների ջրազրկման արդյունքում զեմենտների տակ ստացված ռենտգենաֆազալին հետազոտության, ինչպես նաև դրանց ու կվարցային ավազից 1։1 հարաբերակցությամբ պատրաստված շաղախների ամրության որոշման Ճանապարհով ընտրվել են սերպենտինիտային ցեմենտի ստացման օպտիմալ պայմանները (660 ^{*o*}C, 1 *ժամ*) [2]։

Մույն աշխատանքում սինթեզվել և ուսումնասիրվել են բավարար քանակության (0 5 *կq*) սերպենտինիտային ցեմենտ և 1։1 կշռային հարաբերությամբ շաղախներ՝ պատրաստված տարբեր հատիկակազմություն ունեցող տեղական բնույթի մի շարք լեռնային ապարների (բազալտ, Բ; կրաքար, Կ; դոլոմիտ, Դ; պեռլիտ, Պ) ու սերպենտինիտային ցեմենտի հիման վրա։ Մերպենտինիտային ցեմենտի ստացման համար օգտագործվել է [2] աշխատանքում նշված համար 2 ապարանմուշը։ Նմուշի քիմիական և միներալոգիական կազմը, ջարդման և մանրացման եղանակներն ու մանրացման աստիձանը, ինչպես նաև ջրազրկման միջոցներն ու պայմանները մանրամաստորեն նկարագրված են նույն [2] աշխատանքում։ Միակ տարբերությունն այն է, որ փորձերի նոր համակարգում ապարի ջրազրկման նպատակով № 1 կորունդային հալանոթների փոխարեն օգտագործվել են միմյանց վրա դրված ձենապակյա 2 թաս, որոնցից յուրաքանչյուրում ապարափոշու քանակությունը կազմել է 0.60 q, ջրազրկման առավելագույն ջերմաստիձանը – 660 D 5 ^{o}C , այդ ջերմաստիձանի տակ նմուշների պահման տևողությունը – 1 *ժամ*։ Ջրազրկումից հետո նմուշները սառեցվել են անջատված վառարանում մինչև 200 ^{o}C , այնուհետև – օդում։ Յուրաքանչյուր փորձաքանակի (120 q) ջրազրկված նմուշը չոր եղանակով 1 *ժամ* տևողությամբ լրացուցիչ մանրացվել է մոլորակային բնույթի աղացում (քալքեդոն), մաղվել է 100 *մկմ* անցքեր ունեցող մաղով և անմիջականորեն օգտագործվել է համապատասխան շաղախի պատրաստման համար։

Լցանյութային ապարները ջարդվել են նախ ծնոտային, ապա գլանային ջարդիչներով, չոր եղանակով մանրացվել են գնդային (Ճենապակի) աղացում 2 *ժամ* տևողությամբ և մասնազատվել են ըստ հատիկայնության համապատասխան անցքեր ունեցող մաղերի միջոցով։ Որպես լցանյութեր շաղախներում օգտագործվել են հետևյալ հատիկակազմություն ունեցող ապարափոշիները.

1) 1000...500 ulyu - 10...25 %, 500...250 - 22...29, 250...100 - 16...18, 100...50 - 20...32, < 50 - 9...20; 2) 500...250 ulyu - 24...28 %, 250...100 - 18...23, 100...50 - 28...37, < 50...12 - 20; 3) 250...100 ulyu - 24...36 %, 100...50 - 44...52, < 50...17 - 29; 4) 100...50 ulyu - 62...75 %, < 50...25 - 38; 5) < 50 ulyu - 100 %; 6) 1000...500 ulyu - 100 %; 7) 500...250 ulyu - 100 %; 8) 250...100 ulyu - 100 %; 9) 100...50 ulyu - 100 %;

Վերը նշված 1...4 հատիկայնության ապարափոշիներում միննույն մեծության մասնիկների քանակական զգալի տարբերությունները պայմանավորված են ելանյութային ապարների մեխանիկական հատկություններով։ Կախված լցանյութերի հատիկակազմությունից և ծակոտկենության աստիձանից, ջրի ընդհանուր քանակությունը ուսումնասիրված շաղախներում տատանվել է 25...35 *զանգ.* % -ի միջակայքում։ Շաղախների նախնական կապակցումն իրականացվել է կաղապարների մեջ 1 *օր* տևողությամբ, այնուհետև 6 *օր* կաղապարից դուրս խոնավ միջավայրում (թրջոց), ապա 24 *օր* ջրի մեջ և վերջում 1 *ամիս* օդի միջավայրում սենյակային ջերմաստիձանի տակ։

Նման կերպ պատրաստվել և ուսումնասիրվել են բոլոր ինը հատիկակազմություն ունեցող չորս ապարների հիման վրա պատրաստված շաղախները։ Պարզվել է, որ կախված լցանյութային ապարի բնույթից, ծռման նկատմամբ ամրության սահմանի առավելագույն արժեքները ստացվում են տարբեր հատիկայնության դեպքում։ Ըստ այդ ցուցանիշի, առավել բարձր արժեք ունեցող երեքական ապարափոշիների հիման վրա պատրաստված շաղախների հիմնական հատկությունները բերված են աղյուսակում։ Աղյուսակում նշված ապարափոշու ինդեքսը համապատասխանում է նրա հատիկակազմությանը։ d_v -ն որոշվել է նմուշի կշոի (BЛА-200г-М մակնիշի անալիտիկական կշեռք) և ծավալի (lxbxh, ձողակարկին) հարաբերակցությամբ; d_p -ն պիկնոմետրիկ (10 *մլ*, կերոսին) եղանակով; Ջկ -ն 1 օր սենյակային ջերմաստիճանի տակ ջրում պահելուց հետո նմուշի կշոի աճով; Բծ -ն – d_vxՋԿ բանաձևով; Ըծ -ն – $\frac{d_p - d_v}{d_p}$. 100 բանաձևով; σծ -ն և σս -ն որոշվել են ըստ ГОСТ 24409-

80, համապատասխանաբար 35х4,5х4,5 և 🛛-25, H-25 *մմ* նմուշների վրա։

Աղյուսակ

	Ապարա- փոշու տեսակը	Ծավալա- յին կշի <i>ռ</i> ը, d _v , <i>գ/սմ</i> ³	Պիկնո-		Ծակոտկենութ-		Ամրության	
2/2			մետրիկ Ջրա	Ջրակլա-	u- jn	ւնը, %	սահմանը, <i>ՄՊա</i>	
			խտութ-	ιρ- μη. ΩΥ, , d _p , %	բաց, ընդհա- Բծ նուր, Ըծ	ծոման	սեղմման	
			յունը, d _թ ,			ընդոա- նուր, Ըչ	նկատ-	նկատ-
			q∕uu³				մամբ, σծ	մամբ, $\sigma_{ ext{u}}$
1	\mathbf{Y}_{8}	1,85	2,52	12,3	22,8	26,9	3,3	2,6
2	\mathbf{Y}_{7}	1,76	2,68	13,4	23,6	34,3	3,2	2,3
3	\mathbf{q}_{9}	1,70	2,66	14,9	25,3	36,1	3,2	1,9
4	$ m \Lambda_4$	1,80	2,64	14,1	25,4	31,8	4,5	2,6
5	\mathbf{P}^1	1,73	2,86	14,7	25,4	39,5	2,4	2,5
6	Γ_6	1,87	2,50	11,6	21,7	25,2	2,2	4,1
7	F9	1,72	2,76	15,0	25,8	37,5	3,6	3,1
8	F4	1,79	2,58	14,0	25,1	30,6	2,9	3,3
9	F3	1,74	2,64	14,1	24,5	34,1	2,6	3,3
10	¶7	1,65	2,64	14,1	23,3	37,5	2,1	2,1
11	\P_1	1,55	2,62	13,3	20,6	40,8	1,9	2,4
12	Π_5	1,44	2,60	23,6	33,9	44,6	1,2	2,5

Աղյուսակից հետևում է, որ տարաբնույթ ապարների հիման վրա պատրաստված շաղախների ընդհանուր ծակոտկենությունը, անկախ լցանյութի հատիկակազմությունից, մոտավորապես միննույնն է և որոշակիորեն գերազանցում է նույն պայմաններում կվարցային ավազի հիման վրա ստացված շաղախների ծակոտկենությանը (~ 29,05 %, [2])։ Այդ հանգամանքը, հիմնականում, պայմանավորված է համապատասխան լցանյութերի բնական ծակոտկենության աստիձանով։ Չնայած համեմատական բարձր ծակոտկենությանը, ուսումնասիրված ապարների հիման վրա ստացված շաղախների ամրության սահմանը ծռման նկատմամբ, բացառությամբ պեռիտի, գերազանցում է կվարցային ավազով ստացված շաղախներինը ($\sigma_{b}=2,5 U^{m}$), որը բացատրվում է սերպենտինիտային ցեմենտի նկատմամբ դրանց ունեցած համեմատական բարձր կցորդման աստիձանով։ Պեռլիտային շաղախների ցածր ամրությունը, բացի պեռլիտի սեփական բարձր ծակոտկենությունից, բացատրվում է նաև նրա նկատմամբ սերպենտինիտային ցեմենտի ցածր կցորդման աստիձանով՝ պայմանավորված այդ ապարի ունեցած ֆազային (ապակի) վիձակով։ ՈՒսումնասիրված ապարային շաղախների դեպքում ևս դիտվում են σ_ս։σծ հարաբերակցության խիստ ցածր արժեքներ, շատ դեպքերում σ_δ -ի արժեքները, նույնիսկ գերազանցում են σ_u -ին։ Ինչպես նշված է [2] -ում, այդ հանգամանքը պայմանավորված է փորձարկումների ընթացքում ցեմենտային շաղախների համար նախատեսված փորձանմուշների (16x4x4 *ամ* ծոման և 10x10x10 *ամ* սեղմման համար [3, 4]) փոխարեն խեցանյութերի համար նախատեսված նմուշների օգտագործմամբ։

Ջերմամշակման նկատմամբ սերպենտինիտային նմուշների կայունության որոշման նպատակով, մաքուր ցեմենտային (1), ցեմենտ-կվարցավազային (2) և ցեմենտ – Կց (3) շաղախներն ուսումնասիրվել են դիլատոմետրիկական (ДКВ-4, ՌԴ) եղանակով (նկ. 1)։ Մաքուր ցեմենտային շաղախն ուսումնասիրվել է նաև դերիվատոգրաֆիկական (ОД 102 МОМ, Հունգարիա) եղանակով (նկ. 2)։ Համաձայն նկ. 1 -ի բոլոր երեք նմուշների տաքացման գործընթացն ուղեկցվում է կծկմամբ։ Այդ երևույթն առավել ցայտուն արտահայտվում է մաքուր ցեմենտի դեպքում, որը վկայում է, որ այն պայմանավորված է սերպենտինիտային ցեմենտի յուրահատկությամբ։ Նույն ցեմենտային շաղախի դերիվատոգրաֆիկական հետազոտության համաձայն (նկ. 2) 20...190 ^{o}C -ի տիրույթում, որը, մոտավորապես, համապատասխանում է դիլատոմետրիկ կորի սկզբնական հատվածին, դիտվում է կշրի նվազում 11,7 % -ի չափով, 190...350 ^{o}C -ի տիրույթում կշոի փոփոխությունն աննշան է ~0,8 %, դերիվատոգրաֆիկական կորի այդ հատվածին համապատասխանում է դիլատոգրաֆի ուղղագծային հատվածը 150...300 ^{o}C -ի տիրույթում, այնուհետև դերիվատոգրաֆիկական կորե ուղ դիտարկվում են նախ աղսորբված (350...620 ^{o}C), ապա կապված (620...800 ^{o}C) ջրերի հեռացում, համապատասխանաբար 5,3 % և 3,5 % կշոի փոփոխությամբ, իսկ հետո նմուշի կշիոր մնում է անփոփոխ։

Դիլատոմետրիկական կորում ադսորբված ջրի հեռացմանը համապատասխանում է նմուշի կծկման երկրորդ առավել ինտենսիվ փուլը (350...500 ^{o}C), այնուհետև նմուշի երկարությունը, մինչև փորձի ավարտը (600 ^{o}C), մնում է անփոփոխ։ Մոտավորապես նույն տեսքն ունի նաև կվարցային շաղախի դիլատոգրամը, միայն այս դեպքում 590 ^{o}C -ից հետո դիտվում է նմուշի ընդարձակում (վերջնական ջերմաստիձանը 650 ^{o}C)։ Կրաքարի դեպքում ազատ ջրով պայմանավորված հատվածը բացակայում է, իսկ ադադրբված ջրով պայմանավորված հատվածից (300...550 ^{o}C) հետո ստացված կորի տեսքը համընկնում է մաքուր ցեմենտի կորի հետ։ ՈՒշադրության է արժանի կապակցված սերպենտինիտային ցեմենտի (նկ. 2) և ելանյութային ապարափոշու [2] դերիվատոգրաֆիկական կորերի տարբերությունը, այսպես, ազատ ջրի հեռացման տիրույթում (30...190 ^{o}C) ապարափոշու մոտ դիտվում է կշոի նվազում ընդամենը 1,8 % -ի չափով, տարբերությունը հասկանալի է, քանի որ հեռանում է շաղախի պատրաստման համար օգտագործված ջուրը, որը, բնականաբար, շատ ավելի է,

քան ապարափոշու խոնավությունը։ Կորերը զգալիորեն տարբերվում են նաև 350...620 ^{o}C -ի տիրույթում, որտեղ ապարափոշու շաղախի 5,3 % կշոի նվազեցման փոխարեն դիտվում է ապարափոշու կշոի նվազում ~ 2,4 % -ի չափով։ Շատ ավելի ցայտուն են կորերի տարբերությունները, հատկապես 620...800 ^{o}C -ի տիրույթում, որը համապատասխանում է կապված ջրի հեռացմանը, այսպես, եթե այդ տիրույթում շաղախի կշոի փոփոխությունը կազմում է 0 3,5 %, ապա ապարափոշին ցուցաբերում է ~ 8,7 % -ի փոփոխություն, այդ տիրույթում խիստ տարբերվում են նաև DTA կորերը, ցեմենտային շաղախում կապված ջրի հեռացմանը համապատասխանում է ~ 8,7 % -ի փոփոխություն, այդ տիրույթում խիստ տարբերվում են նաև DTA կորերը, ցեմենտային շաղախում կապված ջրի հեռացմանը համապատասխանող էնդոթերմիայի մակերեսը ավելի քան 4 անգամ պակաս է ապարափոշու դեպքում դիտվող համապատասխան մակերեսից, ինչ վերաբերում է 800...870 ^{o}C -ի տիրույթում է ցեմենտային շաղախի և ապարափոշու կապված ջրերի միջև եղած տարբերությունը։ Պետք է ենթադրել, որ դա պայմանավորված է մինչև շաղախի պատրաստումը ջերմամշակման ընթացքում ջրազրկված սերպենտինիտային միներալների (անտիգորիտ, լիզարդիտ և խրիզոտիլ) մասնակի քայքայման արդյունքում ամորֆ ֆորստերիտի և էնստատիտի առաջացմամբ, որոնց բյուրեղացմամբ էլ, հիմնականում, պայմանավորված է 800...860 ^{o}C տիրույթում դիտարկվող էկզոթերմիան։



Նկ. 1. Կապակցված սերպենտինիտային շաղախների դիլատոգրամները. 1 - մաքուր ցեմենտ, 2 - ցեմենտկվարցային ավազ, 3. ցեմենտ-կրաքար (Կց)

Մաքուր սերպենտինիտային շաղախը խոնավ պայմաններում վերը նշված ձևով ամրացումից հետո ենթարկվել է լրացուցիչ չորացման 150 և ապա 500 ^{*o*}C ջերմաստիձաններում 30 -ական *րոպե* տևողությամբ, որից հետո որոշվել են դրանց ամրության սահմանները ծռման նկատմամբ։ Մտացվել են հետևյալ արդյունքները.

- լրացուցիչ ջերմամշակման չենթարկված շաղախ 4,7 *ՄՊա*,
- 150 ^{*o*}C -ում չորացված շաղախ 10,2 *ՄՂա*,
- 500 ^oC -ում չորացված շաղախ 15,0 ՄՊա։





Մտացված արդյունքները թույլ են տալիս հուսալ, որ սերպենտինիտային շաղախների ու բետոնների լրացուցիչ ջերմամշակման արդյունքում կարելի է զգալիորեն բարձրացնել դրանց հիման վրա պատրաստված իրերի ամրությունը։

Որոշվել է նաև ցեմենտ-կվարցավազային շաղախի կայունությունը ջերմային հարվածների նկատմամբ 900 ^{o}C – հոսող ջուր միջակայքում։ Փորձամուշները դիմացել են նշված ջերմային հարվածին, չեն փշրվել, սակայն զգալիորեն նվազել է դրանց ամրությունը ծոման նկատմամբ՝ 2,1 $U^{n}u$ -ից իջնելով մինչև 0,7 $U^{n}u$ ։ Այդ հանգամանքը հաստատում է այն ենթադրությունը, որ համապատասխան հավելանյութերի, օրինակ, ալունիտային ցեմենտի բացակայության դեպքում, 600 ^{o}C -ից բարձր ջերմաստիձաններում կապակացված ցեմենտում ևս կատարվում են կառուցվածքային բնույթի փոփոխություններ. հեռանում է սերպենտինիտային միներալներում կապված ջուրը, և նրանք քայքայվելով՝ վերածվում են նախ ամորֆ, ապա բյուրեղային ֆորստերիտի և էնստատիտի։ Ավելին, փորձանմուշների

որոշակի ամրությունը ջերմային հարվածներից հետո թույլ է տայիս ենթադրել, որ ջրազրկումից հետո մագնեզիումի սիլիկատալին միացությունները (MgOxSiO₂ և 2MgOxSiO₂) կարող են գտնվել ոչ միայն ամորֆ, այլ նաև որոշակի կապակցող ունակությամբ օժտված ապակու վիձակում։ Նման կապակզման ունակությամբ կարող են օժտված լինել նաև ելանյութային ապարի բաղադրամաս հրաբխային բնույթի ապակիները։ Þpnp, սերպենտինիտային ցեմենտի կազմող բյուրեղաօպտիկական ուսումնասիրության արդյունքում (P 112 մակնիշի մանրադիտակ, ՊՕԼԱՄ, Ω Դ) պարզվել է, որ այն ~ 1,592 բեկման ցուցիչ ունեցող գոր $_2$ և դեղնավուն թափանցիկ մասնիկների (հիմնական զանգվածը, հավանաբար, խրիզոտիլ և անտիգորիտ), 🛛 1,622 բեկման ցուցիչ ունեցող գորշ, անթափանց գոլացումների (~ 10 %, հավանաբար, ամորֆ ֆորստերիտ և էնստատիտ) և 🛛 1,580 բեկման ցուցիչ ունեցող սպիտակ թափանցիկ իզոտրոպ կառուցվածքի մասնիկների (ապակի 🛛 7 %) խառնուրդ է։ Հարկ է նշել նաև, որ ջերմային հարվածների նկատմամբ շաղախների կայունությունը կախված է ոչ միայն կապակցանյութի, այլ նաև լցիչի բնույթից։ Մասնավորապես, կվարցային ավազի դեպքում 575 ${}^{\it heta}C$ -ում, կվարցի հակադարձելի պոլիմորֆ փոփոխության պատձառով, նմու γ ի ծավայն ակնթարթորեն կարող է փոխվել ~ 2 % -ի սահմանում, որն, անկասկած, բազասաբար է անդրադառնում ջերմային հարվածի ենթարկված նմուշի ամրության վրա։ 150 և 500 ºC-ում նախապես մշակված սերպենտինիտային շաղախից պատրաստված նմուշների ամրության սահմանը ծռման նկատմամբ 900 $^{o}C-$ ջուր միջակայքում ջերմային հարվածից առաջ և հետո կազմել է 15,0 և 3,0 *ՄՊա* համապատասխանաբար, որը հաստատում է ջերմային հարվածից հետո ցեմենտ-կվարցային շաղախի ամրության զգալի կորստի վերաբերյալ վերը բերված դատողությունը և ցույց է տալիս, որ համապատասխան լցանլութի ընտրության դեպքում, նույնիսկ առանց որոշակի հավելանյութերի, սերպենտինիտալին ցեմենտի հիման վրա կարելի է ստանալ շաղախներ և բետոններ, որոնց ջերմային կայունությունը կարող է գերազանցել նույնիսկ 900 ^{o}C – ջուր սահմանը։

Ի մի բերելով ասվածը՝ կարելի է եզրակացնել.

- փոքր քանակության (6 q) սերպենտինիտային ցեմենտի ստացման համար նախկինում որոշված օպտիմալ պայմանները կիրառելի են նաև համեմատաբար մեծ քանակության (120 q) սերպենտինիտային ցեմենտի միաժամանակյա ստացման համար,
- սերպենտինիտային ցեմենտ կվարցային ավազ ջուր շաղախների համար նախկինում որոշված օպտիմալ հարաբերակցություններն ու ամրացման պայմանները կիրառելի են նաև սերպենտինիտային ցեմենտ – տարաբնույթ լեռնային ապարափոշիներ – ջուր շաղախների պատրաստման համար,
- կախված օգտագործվող ապարի բնույթից (կրաքար, դոլոմիտ, բազալտ, պեռլիտ), ծռման նկատմամբ ամրության սահմանի լավագույն արդյունքներ են տալիս տարբեր հատիկակազմություն ունեցող լցանյութերի հիման վրա ստացված շաղախները,
- սերպենտինիտային շաղախների սեղմման և ծռման նկատմամբ ունեցած ամրության սահմանների հարաբերակցությունը, կախված լցանյութի

տեսակից և հատիկայնությունից, տատանվում է 0,58 -ից մինչև 2,1 -ի սահմաններում, որը կարիք ունի Ճշգրտման երկրաչափական մեծ չափեր ունեցող նմուշների վրա,

- կվարցային ավազի համեմատությամբ ուսումնասիրված ապարների, բացառությամբ պեռլիտի, մասնակցությամբ պատրաստված շաղախները ցուցաբերում են ամրության համեմատական բարձր սահմաններ, որը գերադասելի է դարձնում տեղական ապարներից շատերի օգտագործումը սերպենտինիտային շաղախներում և բետոններում կվարցային ավազի փոխարեն,
- սերպենտինիտային ցեմենտի հիման վրա պատրաստված շաղախների լրացուցիչ ջերմամշակման արդյունքում ի հայտ են եկել մինչ այդ անհայտ երևույթներ. ա) գծային կծկմամբ ընթացող, ազատ և ապա ադարբված ջրի հեռացում համապատասխանաբար 20...150 և 350...500 ^{o}C տիրույթներում, բ) 150...500 ^{o}C -ի տակ 30 -ական *րոպե* տևողությամբ մշակված մաքուր սերպենտինիտային շաղախի ծոման նկատմամբ ամրության սահմանի աձ չմշակվածի համեմատությամբ, համապատասխանաբար ավելի քան երկու և երեք անգամ, q) 150...350 և 500...600 ^{o}C միջակայքում համեմատաբար փոքր քանակության ջրի հեռացման և ջերմային ընդարձակման գործոնների հավասարակշոմամբ պայմանավորված տիրույթների գոյացում, դ) կապված ջրի հեռացմանը զուգընթաց սերպենտինիտային շաղախներում ամորֆ կամ ինչ-որ չափով նաև ապակենման էնստատիտի և ֆորստերիտի գոյացում, ե) DTA կորերում 800...860 ^{o}C -ի տիրույթում դիտարկվող էկզոթերմիայի նոր մեկնաբանություն, այն է ամորֆ ֆորստերիտի և էնստատիտի բյուրեղացում։

ԳՐԱԿԱՆՈւԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

- 1. **Геодакян Д.А., Петросян Б.В., Геодакян К.Д.** Особеннности серпентинитового цемента и возможность его производства в Армении // Вестник Строителей Армении. 2009.- № 12(148). С.7-11.
- Չեոդակյան Չ.Ա., Պետրոսյան Բ.Վ., Գեոդակյան Կ.Ջ., Իսրայելյան Ռ.Վ. Մագնեզիումի հիդրոսիլիկատային ապարների հիման վրա ջրակայուն կապակցանյութի ստացումը // ՀԳԱԱ և ՀՊՃՀ-ի Տեղեկագիր. Տեխ. գիտությունների սերիա. –2010. - Հ. 63, № 4. – էջ 372-378։
- 3. ГОСТ 8462-85. Методы определения пределов прочности при сжатии и изгибе.
- 4. ГОСТ 310.4-81. Цементы. Методы определения предела прочности при изгибе и сжатии.

Նյութաբանության Գիտա-հետազոտական և Արտադրական Ձեռնարկություն («ՆԳԱՁ» ՓԲԸ)։ Նյութը ներկայացվել է իսքագրություն 22.01.2010։

Д.А. ГЕОДАКЯН, Б.В. ПЕТРОСЯН, Р.А. ВАРДАНЯН, К.Т. ГЕОДАКЯН

РАСТВОРЫ НА ОСНОВЕ СЕРПЕНТИНИТОВОГО ЦЕМЕНТА И МЕСТНЫХ ГОРНЫХ ПОРОД

В условиях, выбранных ранее для приготовления растворов на основе серпентинитового цемента и кварцевого песка, исследовано влияние гранулометрического состава заполнителей и дополнительной термообработки на основные свойства серпентинитовых растворов, приготовленных с использованием разнородных пород местного происхождения. Обнаружено значительное увеличение прочностей растворов, выдержанных по 30 минут при температурах 150 и 500 °С. Установлено также, что обезвоживание серпентинитовой породы в интервале 500...800 ^оС сопровождается образованием определенного количества аморфных форстерита и энстатита. Экзотермический эффект, наблюдаемый на кривых ДТА серпентинита вблизи 800 °С, объясняется в основном кристаллизацией указанных материалов. Определена также устойчивость серпентинитовых растворов в условиях термоциклирования 900 °С – проточная вода. Устойчивость растворов выше 800 °C объяснена присутствием в серпентинитовом цементе определенного количества стеклофазы.

Ключевые слова: серпентинитовый цемент, порода, раствор, фракция.

J.A. GEODAKYAN, B.V. PETROSYAN, R.A. VARDANYAN, K.T. GEODAKYAN

MORTARS ACHIEVED ON THE BASE OF SERPENTINE CEMENT AND LOCAL MOUNTAINOUS ROCKS

Formerly in conditions chosen for achieving serpentine cement and quartz-sand mortars made on its base, the main properties of mortars made from various local rock-powders depending on grain structure of rock-powder and additional thermo-developing conditions of mortar are atudied. After developing the mortars for 30 minutes under 150...500 ^{o}C a considerable growth of their firmness is noticed. It is also found that in the range of 500...800 ^{o}C the dehydration of serpentine rock is accompanied with the formation of amorph forsterite and enstatite of certain quantity. In DTA curve the exoterm observed under 800 ^{o}C is ascribed mainly to crystallization of the mentioned amorph minerals. The stability of serpentine mortars to thermal blows is also determined, the stability of mortars under the temperature above 800 ^{o}C is explained by the presence of glass phase of certain quantity in samples.

Keywords: serpentine cement, rock, mortar, fraction.
ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

УДК 621.311

ЭНЕРГЕТИКА

В.С. ХАЧАТРЯН, Н.П. БАДАЛЯН, К.В. ХАЧАТРЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ФУНКЦИИ ПОТЕРЬ МОЩНОСТЕЙ ОТНОСИТЕЛЬНО КОЭФФИЦИЕНТОВ ТРАНСФОРМАЦИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Рассматриваются чувствительности функции потерь активной и реактивной мощностей относительно составляющих комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов. Метод иллюстрируется на конкретной схеме замещения электроэнергетической системы.

Ключевые слова: функция, схема замещения, потери, чувствительность, коэффициент, система, трансформатор, комплексная проводимость.

Постановка задачи. Рассматривается электроэнергетическая система (ЭЭС), в ветвях которой функционируют трансформаторы С комплексными коэффициентами трансформации. Считаются заданными численные значения комплексных сопротивлений продольных ветвей, коэффициентов трансформации трансформаторов и их внутренние сопротивления или проводимости. Требуется построить функции потерь мощностей, зависящие составляющих комплексных коэффициентов трансформации от трансформаторов, которые входят во многие математические модели режимных задач ЭЭС [1-15]. Имея аналитические выражения функции потерь мощностей, необходимо исследовать чувствительность относительно составляющих комплексных их коэффициентов трансформации трансформаторов.

При оптимизации режимов современных ЭЭС необходимо учитывать наличие трансформаторов с учетом соответствующих ограничений [10]. При выборе составляющих комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов в качестве независимых переменных из условия минимизации целевой функции в полученную систему нелинейных алгебраических уравнений включают также чувствительности функции потерь мощностей относительно составляющих комплексных коэффициентов трансформации с учетом соответствующих ограничений типа неравенств [10]. Кроме этого, исследование чувствительности потерь мощностей относительно составляющих комплексных коэффициентов трансформаторов позволяет установить необходимость выбора их в качестве управляющих переменных, что определенно влияет на сложность соответствующей математической модели оптимизации режима ЭЭС.

Решение задачи. Исходным для решения поставленной задачи является вопрос построения функции потерь мощностей [12, 13]. Для этого принимается та же расчетная электрическая схема, что и в [13] (рис.1).



Рис.1. Расчетная электрическая схема замещения ветви с трансформаторами

Предварительно принимается, что во всех ветвях рассматриваемой ЭЭС функционируют трансформаторы в виде схемы, приведенной на рис. 1. Если в ветви отсутствуют трансформаторы, то принимается $Z_{T} = 0$, $\dot{K}_{T} = 1$, а если ветвь чисто трансформаторная, то $_{7'i} = 0$.

Напряжение на зажимах _і – _і рассматриваемой ветви определяется из выражения

$$U_{ii} = K_{iT}U_{i} - K_{iT}U_{i}$$
⁽¹⁾

Рассмотрим і-й узел схемы замещения (рис. 2), в котором сходится М ветвей с трансформаторами.



Рис. 2. і-й узел схемы замещения исследуемой ЭЭС

Комплексный ток узла с индексом "i" определяется на основании следующего выражения:

$$\dot{I}_{i} = \sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{\mathbb{D}} \left(\bigcup_{j \in \mathbf{K}}^{i} \sum_{j \in \mathbf{T}}^{i} - \bigcup_{j \in \mathbf{K}}^{i} \sum_{i \in \mathbf{T}}^{i} \right) \underset{\mathbf{K} \in \mathbf{T}}{\boldsymbol{\mathsf{F}}} \mathbf{Y}_{ij}, \qquad (2)$$

где

$$\mathbf{Y}_{ij} = \frac{1}{\mathbf{Z}_{iT} + \mathbf{Z}_{ij} + \mathbf{Z}_{jT}}$$

Представим выражение комплексного тока (2) в виде

$$I_{i} = \sum_{\substack{j=1\\j\neq i}}^{\mathbb{D}} \left(\underbrace{\mathfrak{C}}_{iT} \stackrel{\cdot}{\mathsf{K}}_{jT} \stackrel{\cdot}{\mathsf{Y}}_{ij} \right)_{j} - \sum_{\substack{j=1\\j\neq i}}^{\mathbb{D}} \left(\underbrace{\mathfrak{K}}_{iT} \stackrel{\cdot}{\mathsf{K}}_{iT} \stackrel{\cdot}{\mathsf{Y}}_{ij} \right)_{U_{i}}^{\cdot}$$
(3)

Для дальнейшего изложения материала введем следующие обозначения:

$$\underline{\mathbf{Y}}_{\mathbf{i}\mathbf{j}} = \mathbf{I} \underbrace{\mathbf{f}}_{i^{\mathrm{T}}\mathbf{K}} \underbrace{\mathbf{f}}_{\mathbf{j}\mathbf{T}} \mathbf{Y}_{\mathbf{i}\mathbf{j}}, \quad \underline{\mathbf{Y}}_{\mathbf{i}\mathbf{i}} = -\sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{\mathrm{U}} \left(\mathbf{I} \underbrace{\mathbf{f}}_{i^{\mathrm{T}}\mathbf{K}} \underbrace{\mathbf{f}}_{i^{\mathrm{T}}\mathbf{K}} \mathbf{Y}_{\mathbf{i}\mathbf{j}} \right).$$
(4)

При этом выражение (3) можно представить в виде

$$I_{i} = \sum_{\substack{j=1\\ i\neq i}}^{\mathbb{I}} \underbrace{Y_{ij}}_{j} U_{j} + \underbrace{Y_{ii}}_{i} U_{i}, \qquad (5)$$

где <u>Y</u> - элементы матрицы узловых комплексных проводимостей, или взаимные комплексные проводимости между узлами і и ј с учетом комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов; <u>Y</u> - диагональные элементы матрицы узловых комплексных проводимостей, или собственные комплексные проводимости узлов, также с учетом комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов.

Теперь необходимо установить выражения мощностей узла с индексом "i" схемы замещения ЭЭС (рис.2). Для этого выражение (5) умножим на комплексно-сопряженное напряжение $\mathbf{\hat{U}}_{i}$. В результате получим

$$P_{i} = \sum_{j=1}^{M} \left[\underline{g}_{ij} \left(\bigcup_{i}' \bigcup_{j}' + \bigcup_{i}'' \bigcup_{j}'' \right) + \underline{b}_{ij} \left(\bigcup_{i}' \bigcup_{j}' - \bigcup_{i}' \bigcup_{j}'' \right) \right],$$

$$Q_{i} = \sum_{j=1}^{M} \left[\underline{g}_{ij} \left(\bigcup_{i}' \bigcup_{j}' - \bigcup_{i}' \bigcup_{j}'' \right) - \underline{b}_{ij} \left(\bigcup_{i}' \bigcup_{j}' + \bigcup_{i}' \bigcup_{j}'' \right) \right],$$

$$\underline{g}_{ij} = \operatorname{Re} \left(\underbrace{}_{\mathbf{Y}_{ij}} \right); \qquad \mathbf{b}_{ij} = \operatorname{Im} \left(\underbrace{}_{\mathbf{Y}_{ij}} \right),$$

где

или

$$P_{i} = \sum_{j=1}^{M} \left[\underline{g}_{ij} \cos \left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj} \right) + \mathbf{b}_{ij} \sin \left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj} \right) \right]_{U_{i}U_{j}},$$
$$Q_{i} = \sum_{j=1}^{M} \left[\underline{g}_{ij} \sin \left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj} \right) - \mathbf{b}_{ij} \cos \left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj} \right) \right]_{U_{i}U_{j}}.$$

Если потери активной мощности обозначить через $\Pi_{\rm a}$, а потери реактивной мощности - $\Pi_{\rm p}$, получим

$$\Pi a = \sum_{\substack{i=1\\i\neq j}}^{M} \sum_{\substack{j=1\\i\neq j}}^{M} \left[\underline{g}_{ij} \left(\prod_{i}' \prod_{j}' + \prod_{i}'' \prod_{j}'' \right) + \mathbf{h}_{ij} \left(\prod_{i}' \prod_{j}' - \prod_{i}' \prod_{j}'' \right) \right] + \underline{g}_{ii} \prod_{i}^{2},$$

$$\Pi_{p} = \sum_{\substack{i=1\\i\neq j}}^{M} \sum_{\substack{j=1\\i\neq j}}^{M} \left[\underline{g}_{ij} \left(\bigcup_{i}' \bigcup_{j}' - \bigcup_{i}' \bigcup_{i}'' \right) - \mathbf{b}_{ij} \left(\bigcup_{i}' \bigcup_{j}' + \bigcup_{i}' \bigcup_{j}'' \right) \right] - \mathbf{b}_{ii} \bigcup_{i}^{2}$$
(6)

или

$$\Pi a = \sum_{\substack{i=1\\i\neq j}}^{M} \sum_{\substack{j=1\\i\neq j}}^{M} \left[\frac{g}{\underline{g}_{ij}} \cos\left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj}\right) + \mathbf{b}_{ij} \sin\left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj}\right) \right] U_{i} U_{j} + \underline{g}_{ii} U_{i}^{2}$$

$$\Pi p = \sum_{\substack{i=1\\i\neq j}}^{M} \sum_{\substack{j=1\\i\neq j}}^{M} \left[\frac{g}{\underline{g}_{ij}} \sin\left(\Psi_{ui} - \Psi_{ui}\right) - \mathbf{b}_{ij} \cos\left(\Psi_{ui} - \Psi_{ui}\right) \right] U_{i} U_{j} + \underline{g}_{ii} U_{i}^{2}$$
(7)

Функции потерь мощностей связываются с составляющими комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов через пассивные параметры g_{ij} и <u>b_{ij}</u>.

Величины \underline{g}_{ij} и \mathbf{b}_{ij} , входящие в вышеприведенные выражения, определяются в виде

$$\underline{g}_{ij} = g_{ij} \left(K'_{iT} K'_{jT} + K''_{iT} K''_{jT} \right) - h_{ij} \left(K'_{iT} K''_{jT} - K''_{iT} K'_{jT} \right),
\underline{b}_{ij} = g_{ij} \left(K'_{iT} K''_{jT} - K''_{iT} K'_{jT} \right) + b_{ij} \left(K'_{iT} K'_{jT} + K''_{iT} K''_{jT} \right).$$
(8)

Теперь необходимо установить выражения для \underline{g}_{ii} и \mathbf{b}_{ii} , для этого (4) представим в де

виде

$$\mathbf{Y}_{ii} = -K_{i_{\mathsf{T}}}^{2} \sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{\mathsf{I}} \mathbf{Y}_{ij}$$
 (9)

Знак "минус" в выражении (9) имеет следующий физический смысл: определяя численное значение суммы проводимостей ветвей, сходящихся в данный узел, затем меняя знак, устанавливается численное значение собственной комплексной проводимости данного узла.

Из выражения (9) можно получить

$$\underline{g}_{ii} = -K_{iT}^2 \sum_{\substack{j=1\\j\neq i}}^{\mathbb{D}} g_{ij}, \quad \underline{b}_{ii} = -K_{iT}^2 \sum_{\substack{j=1\\j\neq i}}^{\mathbb{D}} b_{ij}.$$
(10)

Вводя следующие обозначения:

$$g_{ii} = -\sum_{\substack{j=l \ j\neq i}}^{\mathbb{D}} g_{ij}, \qquad b_{ii} = -\sum_{\substack{j=l \ j\neq i}}^{\mathbb{D}} b_{ij},$$

выражения (10) можно представить в виде

$$\underline{g}_{ii} = \left(K'_{iT}^{2} + K''_{iT}^{2} \right) g_{ii} , \quad \underline{b}_{ii} = \left(K'_{iT}^{2} + K''_{iT}^{2} \right) b_{ii} .$$

Как было отмечено выше, фактически потери мощностей Π_a и Π_p связываются с комплексными коэффициентами трансформации трансформаторов через обобщенные пассивные параметры \underline{g}_{ij} и \underline{b}_{ij} . В силу этого функции потерь мощностей (6) можно представить в неявно выраженном виде

$$\begin{split} \Pi a &= \Pi a \Big[U', U''; \underline{g}_{ij} \left(\mathbf{K}_{\mathrm{T}}', \mathbf{K}_{\mathrm{T}}'' \right), \underline{b}_{ij} \left(\mathbf{K}_{\mathrm{T}}', \mathbf{K}_{\mathrm{T}}'' \right); \underline{g}_{ii} \left(\mathbf{K}_{\mathrm{T}}', \mathbf{K}_{\mathrm{T}}'' \right), \underline{b}_{ii} \left(\mathbf{K}_{\mathrm{T}}', \mathbf{K}_{\mathrm{T}}'' \right) \Big],\\ \Pi p &= \Pi p \Big[U', U''; \underline{g}_{ij} \left(\mathbf{K}_{\mathrm{T}}', \mathbf{K}_{\mathrm{T}}'' \right), \underline{b}_{ij} \left(\mathbf{K}_{\mathrm{T}}', \mathbf{K}_{\mathrm{T}}'' \right); \underline{g}_{ii} \left(\mathbf{K}_{\mathrm{T}}', \mathbf{K}_{\mathrm{T}}'' \right), \underline{b}_{ii} \left(\mathbf{K}_{\mathrm{T}}', \mathbf{K}_{\mathrm{T}}'' \right) \Big], \end{split}$$

а функции потерь мощностей (7):

 $\Pi a = \Pi a \left[U, \Psi_{u}; \underline{g}_{ij} \left(\mathbf{K}'_{T}, \mathbf{K}''_{T} \right), \underline{b}_{ij} \left(\mathbf{K}'_{T}, \mathbf{K}''_{T} \right); \underline{g}_{ii} \left(\mathbf{K}'_{T}, \mathbf{K}''_{T} \right), \underline{b}_{ii} \left(\mathbf{K}'_{T}, \mathbf{K}''_{T} \right) \right],$ $\Pi p = \Pi p \left[U, \Psi_{u}; \underline{g}_{ij} \left(\mathbf{K}'_{T}, \mathbf{K}''_{T} \right), \underline{b}_{ij} \left(\mathbf{K}'_{T}, \mathbf{K}''_{T} \right); \underline{g}_{ii} \left(\mathbf{K}'_{T}, \mathbf{K}''_{T} \right), \underline{b}_{ii} \left(\mathbf{K}'_{T}, \mathbf{K}''_{T} \right) \right].$

Имея математические модели потерь мощностей, можно определить их чувствительность относительно составляющих к '_{т и} к "_т :

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial K_{T}'} = \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{ij}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{ij}}{\partial K_{T}'} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{ij}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{ij}}{\partial K_{T}'} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{ii}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{ii}}{\partial K_{T}'} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{ii}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{ii}}{\partial K_{T}'},$$

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial K_{T}''} = \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{ij}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{ij}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{ij}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{ij}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{ii}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{ii}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{ii}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{ii}}{\partial K_{T}''},$$

$$\frac{\partial\Pi p}{\partial K_{T}''} = \frac{\partial\Pi p}{\partial \underline{g}_{ij}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{ij}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi p}{\partial \underline{b}_{ij}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{ij}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi p}{\partial \underline{g}_{ii}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{ii}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi p}{\partial \underline{b}_{ii}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{ii}}{\partial K_{T}''},$$

$$\frac{\partial\Pi p}{\partial K_{T}''} = \frac{\partial\Pi p}{\partial \underline{g}_{ij}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{ij}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi p}{\partial \underline{b}_{ij}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{ij}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi p}{\partial \underline{g}_{ii}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{ii}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi p}{\partial \underline{b}_{ii}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{ii}}{\partial K_{T}''} + \frac{\partial\Pi p}{\partial \underline{b}$$

Частные производные $\frac{\partial \Pi_{i}}{\partial \underline{g}_{ij}}, \frac{\partial \Pi_{P}}{\partial \underline{b}_{ij}}$ определяются на основании функции потерь

активной мощности, приведенной в виде (6), а частные производные $\frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{g}_{ij}}$ и $\frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{b}_{ij}}$ - на

основании функции потерь реактивной мощности, полученной в виде (7).

Как было отмечено выше, частные производные, изображающие чувствительности потерь активной мощности относительно пассивных

параметров, входящих в выражение (11), определяются на основании аналитического выражения функции потерь активной мощности, представленной в виде (6). В результате получим

$$\frac{\partial \Pi a}{\partial \underline{g}_{ij}} = \left(U'_{i}U'_{j} + U''_{i}U''_{j} \right), \qquad \frac{\partial \Pi a}{\partial \underline{g}_{ii}} = U_{i}^{2};$$
$$\frac{\partial \Pi a}{\partial b_{ii}} = \left(U''_{i}U'_{j} - U'_{i}U''_{j} \right), \qquad \frac{\partial \Pi a}{\partial b_{ii}} = 0$$

 $\frac{\partial \underline{b}_{ij}}{\partial \underline{b}_{ij}} = \left(U''_{i}U'_{j} - U'_{i}U''_{j} \right), \qquad \frac{\partial \Pi u}{\partial \underline{b}_{ii}} = 0.$ Частные производные $\frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{g}_{ij}}, \frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{b}_{ij}}$ определяются из аналитического выражения

функции потерь реактивной мощности, приведенной в виде (6). В результате получим

$$\frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{g}_{ij}} = \left(\mathbf{U}_{i}''\mathbf{U}_{j}' - \mathbf{U}_{i}'\mathbf{U}_{j}'' \right) , \qquad \frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{g}_{ii}} = 0 ;$$
$$\frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{b}_{ij}} = -\left(\mathbf{U}_{i}'\mathbf{U}_{j}' + \mathbf{U}_{i}''\mathbf{U}_{j}'' \right) , \qquad \frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{b}_{ii}} = -\mathbf{U}_{i}^{2} .$$

Следует отметить, что аналогичные частные производные, т.е. соответствующие чувствительности, требуется определить при использовании формулы потерь мощностей (7). При этом частные производные $\frac{\partial \Pi a}{\partial g_{ii}}$, $\frac{\partial \Pi a}{\partial \underline{b}_{ij}}$ определяются в виде

$$\frac{\partial \Pi a}{\partial \underline{g}_{ij}} = U_i U_j \cos\left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj}\right), \qquad \frac{\partial \Pi a}{\partial \underline{g}_{ii}} = U_i^2;$$
$$\frac{\partial \Pi a}{\partial \underline{b}_{ij}} = U_i U_j \sin\left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj}\right), \qquad \frac{\partial \Pi a}{\partial \underline{b}_{ii}} = 0.$$

Затем на основании формулы (7) определяем соответствующие чувствительности относительно потерь реактивной мощности. В данном случае:

$$\frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{g}_{ij}} = U_i U_j \sin \left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj} \right), \qquad \frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{g}_{ii}} = 0;$$
$$\frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{b}_{ij}} = -U_i U_j \cos \left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj} \right), \qquad \frac{\partial \Pi p}{\partial \underline{b}_{ii}} = -U_i^2.$$

Далее можем определить частные производные типа $\frac{\partial \underline{g}_{ij}}{\partial K'_T}$, $\frac{\partial \underline{g}_{ij}}{\partial K'_T}$ и $\frac{\partial \underline{b}_{ij}}{\partial K'_T}$, $\frac{\partial \underline{b}_{ij}}{\partial K'_T}$;

$$\begin{aligned} \frac{\partial \underline{g}_{ij}}{\partial K'_{T}} &= g_{ij}K'_{T} - b_{ij}K''_{T}, \qquad \frac{\partial \underline{g}_{ii}}{\partial K'_{T}} = 2g_{ii}K'_{T}; \\ \frac{\partial \underline{b}_{ij}}{\partial K'_{T}} &= g_{ij}K''_{T} + b_{ij}K'_{T}, \qquad \frac{\partial \underline{b}_{ii}}{\partial K'_{T}} = 2b_{ii}K'_{T}; \\ \frac{\partial \underline{g}_{ii}}{\partial K'_{T}} &= 2g_{ii}K''_{T}, \qquad \frac{\partial \underline{b}_{ii}}{\partial K'_{T}} = 2b_{ii}K''_{T}. \end{aligned}$$

Практическое применение предложенного метода. Для иллюстрации предложенного метода исследования чувствительности потерь мощностей относительно составляющих комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов рассматривается схема замещения одной ЭЭС, состоящей из пяти узлов и шести ветвей (рис. 3).



Рис. 3. Расчетная электрическая схема замещения исследуемой ЭЭС

Нетрудно заметить, что сопротивление трансформатора ZT₅ отнесено к узлу 3, а ZT₆ – к узлу 2, при котором соответственно определяются коэффициенты трансформации \dot{K}_{5T} и \dot{K}_{6T} . Функции потерь мощностей для рассматриваемой схемы замещения, приведенной на рис. 3, будут

$$\Pi a = \sum_{i=0}^{4} \sum_{j=0}^{4} \left[\underline{g}_{ij} \left(U'_{i}U'_{j} + U''_{i}U''_{j} \right) + \underline{b}_{ij} \left(U''_{i}U'_{j} - U'_{i}U''_{j} \right) \right]$$
$$\Pi_{p} = \sum_{i=0}^{4} \sum_{j=0}^{4} \left[\underline{g}_{ij} \left(U''_{i}U'_{j} - U'_{i}U''_{j} \right) - \underline{b}_{ij} \left(U'_{i}U'_{j} + U''_{i}U''_{j} \right) \right]$$

И

$$\Pi a = \sum_{i=0}^{4} \sum_{j=0}^{4} \left[\underline{g}_{ij} \cos\left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj}\right) + \underline{b}_{ij} \sin\left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj}\right) \right] U_i U_j,$$

$$\Pi p = \sum_{i=0}^{4} \sum_{j=0}^{4} \left[\underline{g}_{ij} \sin\left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj}\right) - \underline{b}_{ij} \cos\left(\Psi_{ui} - \Psi_{uj}\right) \right] U_i U_j.$$

Поскольку трансформаторы с комплексными коэффициентами трансформации функционируют между узлами 1-3 и 2-4, то функции потерь мощностей в неявно выраженной форме можно представить в виде

$$\Pi_{a} = \Pi_{a} \left[\underline{g}_{13} \left(\mathbf{K}'_{5,T}, \mathbf{K}''_{5,T} \right), \underline{b}_{13} \left(\mathbf{K}'_{5,T}, \mathbf{K}''_{5,T} \right), \underline{g}_{24} \left(\mathbf{K}'_{6,T}, \mathbf{K}''_{6,T} \right), \underline{b}_{24} \left(\mathbf{K}'_{6,T}, \mathbf{K}''_{6,T} \right) \right];$$

$$\Pi_{p} = \Pi_{p} \left[\underline{g}_{13} \left(\mathbf{K}'_{5,T}, \mathbf{K}''_{5,T} \right), \underline{b}_{13} \left(\mathbf{K}'_{5,T}, \mathbf{K}''_{5,T} \right), \underline{g}_{24} \left(\mathbf{K}'_{6,T}, \mathbf{K}''_{6,T} \right), \underline{b}_{24} \left(\mathbf{K}'_{6,T}, \mathbf{K}''_{6,T} \right) \right].$$
(13)

На основании функций потерь мощностей, представленных в виде (13), можно установить выражения чувствительностей.

Однако в дальнейшем рассматривается только чувствительность потерь активной мощности относительно составляющих комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов. В данном случае:

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}'} = \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{13}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{13}}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}'} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{13}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{13}}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}'} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{11}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{11}}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}'} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{11}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{11}}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}'},$$

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}''} = \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{13}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{13}}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{13}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{13}}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{11}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{11}}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{11}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{11}}{\partial \mathbf{K}_{5,\mathrm{T}}''},$$

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}'} = \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{24}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{24}}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}'} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{24}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{24}}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{22}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{22}}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}'} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{22}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{22}}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}'},$$

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}''} = \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{24}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{24}}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{24}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{24}}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{g}_{22}} \cdot \frac{\partial \underline{g}_{22}}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}''} + \frac{\partial\Pi a}{\partial \underline{b}_{22}} \cdot \frac{\partial \underline{b}_{22}}{\partial \mathbf{K}_{6,\mathrm{T}}''},$$
(15)

Первые множители правой части выражений (14), (15) определяются на основании аналитического выражения функции потерь активной мощности:

$$\frac{\partial \Pi a}{\partial g_{13}} = U_1' U_3' + U_1'' U_3'', \qquad \frac{\partial \Pi a}{\partial g_{11}} = U_1^2,$$
$$\frac{\partial \Pi a}{\partial b_{13}} = U_1'' U_3' - U_1' U_3'', \qquad \frac{\partial \Pi a}{\partial b_{11}} = 0,$$
$$\frac{\partial \Pi a}{\partial g_{24}} = U_2' U_4' + U_2'' U_4'', \qquad \frac{\partial \Pi a}{\partial g_{22}} = U_2^2,$$
$$\frac{\partial \Pi a}{\partial b_{24}} = U_2'' U_4' - U_2' U_4'', \qquad \frac{\partial \Pi a}{\partial b_{22}} = 0.$$

Теперь необходимо установить выражения соответствующих частных производных по составляющим комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов. Для этого выражения (8) представим в соответствии с рассматриваемой схемой замещения:

$$\begin{cases} \underline{g}_{13} = g_{13}K'_{13,T} + b_{13}K''_{13,T} = g_{5}K'_{5,T} + b_{5}K''_{5,T}, \\ \underline{b}_{13} = b_{13}K'_{13,T} - g_{13}K''_{13,T} = b_{5}K'_{5,T} - g_{5}K''_{5,T}, \\ \underline{g}_{31} = g_{31}K'_{31,T} - b_{31}K''_{31,T} = g_{5}K'_{5,T} - b_{5}K''_{5,T}, \\ \underline{b}_{31} = b_{31}K'_{31,T} + g_{31}K''_{31,T} = b_{5}K'_{5,T} + g_{5}K''_{5,T}, \\ \underline{g}_{24} = g_{24}K'_{24,T} - b_{24}K''_{24,T} = g_{6}K'_{6,T} - b_{6}K''_{6,T}, \\ \underline{b}_{24} = b_{24}K'_{24,T} + g_{24}K''_{24,T} = b_{6}K'_{6,T} + g_{6}K''_{6,T}, \\ (17) \\ \underline{g}_{42} = g_{42}K'_{42,T} + b_{42}K''_{42,T} = g_{6}K'_{6,T} + b_{6}K''_{6,T}, \end{cases}$$

 $\begin{bmatrix}
 \underline{b}_{42} = b_{42} K'_{42,T} - g_{42} K''_{42,T} = b_6 K'_{6,T} - g_6 K''_{6,T}.$

Затем устанавливаются выражения собственных активных и реактивных проводимостей:

$$\underline{g}_{11} = g_{11} \left(\mathbf{K}_{13,T}^{\prime 2} + \mathbf{K}_{13,T}^{\prime 2} \right) = g_{11} \left(\mathbf{K}_{5,T}^{\prime 2} + \mathbf{K}_{5,T}^{\prime 2} \right),$$

$$\underline{b}_{11} = b_{11} \left(\mathbf{K}_{13,T}^{\prime 2} + \mathbf{K}_{13,T}^{\prime 2} \right) = b_{11} \left(\mathbf{K}_{5,T}^{\prime 2} + \mathbf{K}_{5,T}^{\prime 2} \right);$$
(18)

$$\frac{g_{22}}{g_{22}} = g_{22} \left(\mathbf{K}'_{24,T}^2 + \mathbf{K}''_{24,T}^2 \right) = g_{22} \left(\mathbf{K}'_{6,T}^2 + \mathbf{K}''_{6,T}^2 \right), \\
\underline{b}_{22} = b_{22} \left(\mathbf{K}'_{24,T}^2 + \mathbf{K}''_{24,T}^2 \right) = b_{22} \left(\mathbf{K}'_{6,T}^2 + \mathbf{K}''_{6,T}^2 \right).$$
(19)

Учитывая особенность уравнений связи (16), (17), искомые чувствительности определяются в виде

$$\begin{split} &\frac{\partial \underline{g}_{13}}{\partial K'_{13,T}} = \frac{\partial \underline{g}_{13}}{\partial K'_{5,T}} = g_{13} , \quad \frac{\partial \underline{b}_{13}}{\partial K'_{13,T}} = \frac{\partial \underline{b}_{13}}{\partial K'_{5,T}} = b_{13} , \\ &\frac{\partial \underline{g}_{13}}{\partial K''_{13,T}} = \frac{\partial \underline{g}_{13}}{\partial K''_{5,T}} = b_{13} , \quad \frac{\partial \underline{b}_{13}}{\partial K''_{13,T}} = \frac{\partial \underline{b}_{13}}{\partial K''_{5,T}} = -g_{13} , \\ &\frac{\partial \underline{g}_{24}}{\partial K'_{24,T}} = \frac{\partial \underline{g}_{24}}{\partial K'_{6,T}} = g_{24} , \quad \frac{\partial \underline{b}_{24}}{\partial K'_{24,T}} = \frac{\partial \underline{b}_{24}}{\partial K'_{6,T}} = b_{24} , \\ &\frac{\partial \underline{g}_{24}}{\partial K''_{24,T}} = \frac{\partial \underline{g}_{24}}{\partial K''_{6,T}} = -b_{24} , \quad \frac{\partial \underline{b}_{24}}{\partial K''_{24,T}} = \frac{\partial \underline{b}_{24}}{\partial K''_{6,T}} = g_{24} . \end{split}$$

Вышеуказанной особенностью характеризуются также условия связи (18), (19). В результате можем написать

$$\frac{\partial \underline{g}_{11}}{\partial K'_{13,T}} = \frac{\partial \underline{g}_{11}}{\partial K'_{5,T}} = 2g_{11}K'_{5,T}, \quad \frac{\partial \underline{g}_{11}}{\partial K''_{13,T}} = \frac{\partial \underline{g}_{11}}{\partial K''_{5,T}} = 2g_{11}K''_{5,T};$$
$$\frac{\partial \underline{g}_{22}}{\partial K'_{24,T}} = \frac{\partial \underline{g}_{22}}{\partial K'_{6,T}} = 2g_{22}K'_{6,T}, \quad \frac{\partial \underline{g}_{22}}{\partial K''_{24,T}} = \frac{\partial \underline{g}_{22}}{\partial K''_{6,T}} = 2g_{22}K''_{6,T}.$$

Затем

$$\begin{split} \frac{\partial \underline{b}_{11}}{\partial K'_{13,T}} &= \frac{\partial \underline{b}_{11}}{\partial K'_{5,T}} = 2b_{11}K'_{5,T}, \quad \frac{\partial \underline{b}_{11}}{\partial K''_{13,T}} = \frac{\partial \underline{b}_{11}}{\partial K''_{5,T}} = 2b_{11}K''_{5,T}; \\ \frac{\partial \underline{b}_{22}}{\partial K'_{24,T}} &= \frac{\partial \underline{b}_{22}}{\partial K'_{6,T}} = 2b_{22}K'_{6,T}, \quad \frac{\partial \underline{b}_{22}}{\partial K''_{24,T}} = \frac{\partial \underline{b}_{22}}{\partial K''_{6,T}} = 2b_{22}K''_{6,T}. \end{split}$$

Подставив полученные выражения частных производных в вышеотмеченные выражения, получим

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial l'_{13,\square}} = 2U_{1}^{2}g_{11}l'_{5,T} + (U_{1}'U_{3}' + U_{1}''U_{3}'')g_{13} + (U_{1}''U_{3}' - U_{1}'U_{3}'')b_{13},$$

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial l'_{13,T}} = 2U_{1}^{2}g_{11}l''_{5,T} + (U_{1}'U_{3}' + U_{1}''U_{3}'')b_{13} + (U_{1}''U_{3}' - U_{1}'U_{3}'')(-g_{13}),$$

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial l'_{24,\square}} = 2U_{2}^{2}g_{22}l'_{6,\square} + (U_{2}'U_{4}' + U_{2}''U_{4}'')g_{24} + (U_{2}''U_{4}' - U_{2}'U_{4}'')b_{24},$$

$$\frac{\partial\Pi a}{\partial l'_{24,\square}} = 2U_{2}^{2}g_{22}l'_{6,\square} + (U_{2}'U_{4}' + U_{2}''U_{4}'')(-b_{24}) + (U_{2}''U_{4}' - U_{2}'U_{4}'')g_{24}.$$
(21)

С целью осуществления качественного исследования принимаем допущение:

$$\dot{U}_{i} = \dot{U}_{0}, i = 1,4$$

При этом выражения (20), (21) принимают вид

$$\frac{\partial \Pi a}{\partial \Box'_{5,\square}} = 2g_{11}U_0^2\Box'_{5,\square} + 2g_{13}U_0^2, \quad \frac{\partial \Pi a}{\partial \Box''_{5,\square}} = 2g_{11}U_0^2\Box''_{5,\square} + 2b_{13}U_0^2,$$

$$\frac{\partial \Pi a}{\partial \Box'_{6,\square}} = 2g_{22}U_0^2\Box'_{6,\square} + 2g_{24}U_0^2, \quad \frac{\partial \Pi a}{\partial \Box''_{6,\square}} = 2g_{22}U_0^2\Box''_{6,\square} - 2b_{24}U_0^2.$$
(22)

Для облегчения качественного анализа относительно (22) необходимо их представить в более компактной форме. С этой целью введем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} &a_{11} = 2g_{11}U_0^2, & a_{22} = 2g_{22}U_0^2, \\ &d_{13} = 2g_{13}U_0^2, & d_{24} = 2g_{24}U_0^2, \\ &d_{13}' = 2b_{13}U_0^2, & d_{24}'' = -2b_{24}U_0^2. \end{aligned}$$

В результате выражения (22) принимают вид

$$\frac{\partial \Pi a}{\partial \Box'_{5,\mathbb{D}}} =_{\mathbb{D}_{11}} \Box'_{5,\mathbb{D}} + d_{13}, \quad \frac{\partial \Pi a}{\partial \Box''_{5,\mathbb{D}}} = \Box_{11} \Box''_{5,\mathbb{D}} + d'_{13},$$

$$\frac{\partial \Pi a}{\partial \Box'_{6,\mathbb{D}}} = \Box_{22} \Box'_{6,\mathbb{D}} + d_{24}, \quad \frac{\partial \Pi a}{\partial \Box''_{6,\mathbb{D}}} = \Box_{22} \Box''_{6,\mathbb{D}} + d''_{24}.$$
(23)

Рассмотрим частный случай, когда коэффициенты трансформации трансформаторов являются действительными величинами:

$$\dot{K}_{5T} = K'_{5T} + jK''_{5T} = K_{5T}; \dot{K}_{6T} = K'_{6T} + jK''_{6T} = K_{6T}.$$

При этом

$$\frac{\partial \Pi a}{\partial \mathbf{K}_{5T}} = \mathbf{D}_{11}\mathbf{K}_{5T} + \mathbf{d}_{13},$$
$$\frac{\partial \Pi a}{\partial \mathbf{D}_{6T}} = \mathbf{D}_{22}\mathbf{D}_{6T} + \mathbf{d}_{24}.$$

Нетрудно заметить, что линейная зависимость вышеприведенных частных производных относительно коэффициентов трансформации трансформаторов не нарушается. Для установления окончательных выражений (23) необходимо учитывать симметричность слагаемых в Па. При задании численных значений пассивных параметров схемы замещения исследуемой ЭЭС можно осуществлять необходимые количественные и качественные исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Ward J.B., Hale H.W. Digital computer solution of power flow problems// Power Apparatus and systems.- 1956.- V. 75, N 24.-P. 398-404.
- 2. Hale H.W., Ward J.B. Digital computation of driving point and transfer impedance// IEEE Transaction.- 1957.- P-III, N 28.-P. 476-482.
- 3. Brown H.E., Carter G.H., Happ H.H., Person C.E. Power flow solutions impedance matrix iterative method// IEEE Transaction.- 1963.- PAS-82, N 65.-P. 1-10.
- Мельников Н.А. Метод расчета рабочих режимов для схем, содержащих элементы трансформации с комплексными параметрами// Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт.- 1964.-N 4.-C. 427-433.
- 5. Бартоломей П.И. Об учете коэффициента трансформации при расчете режимов электрической сети методом узловых напряжений //Электричество. 1971. N 10.- С. 88-90.
- Выбор оптимальных коэффициентов трансформации в замкнутых электрических сетях методом дискретного спуска / В.Г.Холмский, Ю.В.Щербина, В.Н.Сулейманов и др. // Электрические сети и системы.- Львов, 1967. - С. 86-91.
- 7. Сенди К.К. Современные методы анализа электрических систем.- М.: Энергия, 1971.- 360 с.
- Гурский С.К., Новицкий Б.Б., Уласевич А.Ф. Формирование обобщенных параметров и уравнений режима электроэнергетических систем с учетом комплексных коэффициентов трансформации// Известия вузов СССР. Энергетика.- 1979.- N 2.- С. 8-15.

- 9. Жуков Л.А., Стратан И.П. Установившиеся режимы сложных электрических сетей и систем.- М.: Энергия, 1979.- 416 с.
- Крумм Л.А. Методы оптимизации при управлении энергетическими системами.- Новосибирск: Наука, 1981.- 325 с.
- 11. Александров О.И., Бабкевич Г.Г. Оперативная коррекция режима электрической сети изменением коэффициента трансформации с регулированием под нагрузкой// Изв. вузов. Энергетика.- 1991.- N6.- С. 16-19.
- 12. Õà+àdðÿí Â.Ñ., Áàäàëÿí Í.Ï., Õà+àdðÿí Ê.Â., Ãðèãiðÿí Ñ.Ý. Ïîñòðîåíéå ôóíêöèè ïìdåðu lìùíîñdåé, çàâèñÿùèõ îd êîýôôèöeåídîâ dðàíñôîðiàöèè dðàíñôîðiàdîôîâ// Èçâ. ÍÀÍ ĐÀ è ÃÈÓÀ. Ñåð. ÒÍ.- 2008.- T. 61, N 3.- C. 421-431.
- Хачатрян В.С. Функция потерь активной мощности в Y-форме с учетом комплексных коэффициентов трансформации трансформаторов// Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН.- 2008.- Т.61, N 4.- C. 548-557.
- 14. **Мельников Н.А.** Расчет режимов работы сетей электрических систем.- М.: Госэнергоиздат, 1950.-324 с.
- 15. Фазылов Х.Ф. Теория и методы расчета электрических систем.- Ташкент: АН УзССР, 1953.- 176 с.
- ГИУА (П). Материал поступил в редакцию 10.09.2010.

Վ.Ս. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ, Ն.Պ. ԲԱԴԱԼՅԱՆ, Կ.Վ. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ

ՀՉՈՐՈՒԹՅԱՆ ԿՈՐՈՒՍՏՆԵՐԻ ՉԳԱՅՆՈՒԹՅԱՆ ՀԵՏԱՉՈՏՈՒՄԸ ՏՐԱՆՍՖՈՐՄԱՏՈՐՆԵՐԻ ՏՐԱՆՍՖՈՐՄԱՅԻԱՅԻ ԳՈՐԾԱԿՑԻ ՆԿԱՏՄԱՄԲ

Դիտարկվում է ակտիվ և ռեակտիվ հզորությունների կորուստների ֆունկցիաների զգայնությունը տրանսֆորմատորների համալիր տրանսֆորմացիայի գործակիցների բաղադրիչների նկատմամբ։ Մեթոդը կիրառված է որոշակի փոխարինման էլեկտրական սխեմայի համար։

Առանցքային բառեր. ֆունկցիա, սխեմա, կորուստ զգայնություն, համակարգ, տրանսֆորմատոր, համայիր հաղորդականություն։

V. S. KHACHATRYAN, N.P. BADALYAN, K.V. KHACHATRYAN

POWER LOSS FUNCTION SENSITIVITY STUDY PERTAINING TRANSFORMER TRANSFORMATION COEFFICIENTS

Active and reactive power loss function sensitivity pertaining component complex transformer transformation coefficients are discussed. The method is illustrated on a concrete scheme for substituting the electropower system.

Keywords: function, substituting scheme, losses, sensitivity, coefficient, system, transformer, complex conductance.

ISSN 0002-306X. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹2.

УДК 621.311

ЭНЕРГЕТИКА

В.С. САФАРЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Получена математическая модель переходного процесса асинхронной машины в натуральной форме. Показано ее преимущество по сравнению с математической моделью типа d, q.

Ключевые слова: асинхронная машина, переходный процесс, электромагнитный момент, критическое скольжение, механическая характеристика, прямая и обратная последовательности.

Несмотря на значительное число публикаций по переходным процессам асинхронных машин (AM), до конца не выявлены многие явления и не получены количественные значения мгновенных токов и электромагнитных моментов при различных частотах вращения ротора [1-7]. Одной из основных причин является отсутствие математических моделей, позволяющих даже для простейших случаев синусоидального напряжения питания при неизменной частоте вращения ротора получить аналитические выражения для переходных процессов.

Целью настоящей работы является исследование режимов AM при питании несимметричным напряжением.

Стационарной точкой работы AM называется режим, при котором токи и потокосцепления машины являются синусоидальными и симметричными, а электромагнитный момент и угловая скорость вращения ротора (скольжение) - постоянными, причем стационарная точка может быть устойчивой или неустойчивой.

При питании AM несимметричным синусоидальным напряжением она не имеет стационарной точки, в частности, электромагнитный момент не постоянен, т.е. фактически AM работает в переходном режиме, который имеет некоторые специфические особенности.

Рассмотрим математическую модель переходного процесса AM в так называемой натуральной форме, когда напряжения, токи, потокосцепления и электромагнитный момент представлены без преобразования.

Мгновенные значения фазных напряжений статора и ротора трехфазной конструктивно симметричной АМ даются уравнениями [2]

$$\begin{cases} u_{s} = Ri_{s} + \frac{d\psi_{s}}{dt}, \ s = A, B, C, \\ 0 = ri_{r} + \frac{d\psi_{r}}{dt}, \ r = a, b, c, \end{cases}$$
(1)

где R(r) - активное сопротивление обмотки фазы статора (ротора); $i_s(i_r)$ - токи в обмотках фазы статора (ротора); $\psi_s(\psi_r)$ - потокосцепления обмотки фазы статора (ротора).

Потокосцепления обмоток фаз статора и ротора даются уравнениями [2]

$$\begin{cases} \psi_{A} = (L - M)i_{A} + L_{m}[i_{a}\cos\alpha + i_{b}\cos(\alpha + 120) + i_{c}\cos(\alpha - 120)], \\ \psi_{B} = (L - M)i_{B} + L_{m}[i_{a}\cos(\alpha - 120) + i_{b}\cos\alpha + i_{c}\cos(\alpha + 120)], \\ \psi_{C} = (L - M)i_{C} + L_{m}[i_{a}\cos(\alpha + 120) + i_{b}\cos(\alpha - 120) + i_{c}\cos\alpha], \\ \psi_{a} = (\ell - m)i_{a} + L_{m}[i_{A}\cos\alpha + i_{B}\cos(\alpha - 120) + i_{C}\cos(\alpha + 120)], \\ \psi_{b} = (\ell - m)i_{b} + L_{m}[i_{A}\cos(\alpha + 120) + i_{B}\cos\alpha + i_{C}\cos(\alpha - 120)], \\ \psi_{c} = (\ell - m)i_{c} + L_{m}[i_{A}\cos(\alpha - 120) + i_{B}\cos(\alpha + 120) + i_{C}\cos\alpha], \end{cases}$$
(2)

где $L(\ell)$ - индуктивность обмотки фазы статора (ротора); M(m) - взаимная индуктивность обмоток фазы статора (ротора); L_m - взаимная индуктивность между обмотками фазы статора и ротора при их параллельном расположении; α - угол между обмоткой фазы **a** ротора с неподвижной осью (обмотка фазы A статора) (рис. 1),

$$d\alpha/dt = \omega,$$
 (3)



Рис. 1. Схематическое изображение АМ

Пользуясь очевидными соотношениями

$$\begin{cases} \dot{i}_{A} + \dot{i}_{B} + \dot{i}_{C} = 0, \\ \dot{i}_{a} + \dot{i}_{b} + \dot{i}_{c} = 0, \\ \psi_{A} + \psi_{B} + \psi_{C} = 0, \\ \psi_{a} + \psi_{b} + \psi_{c} = 0, \end{cases}$$
(4)

из системы уравнений (2), исключая переменные фазы С, получим

$$\begin{bmatrix} L-M & 0 & -\sqrt{3}L_{m}\sin(\alpha-60) & -\sqrt{3}L_{m}\sin\alpha \\ 0 & L-M & \sqrt{3}L_{m}\sin\alpha & \sqrt{3}L_{m}\sin(\alpha+60) \\ \sqrt{3}L_{m}\sin(\alpha+60) & \sqrt{3}L_{m}\sin\alpha & \ell-m & 0 \\ -\sqrt{3}L_{m}\sin\alpha & -\sqrt{3}L_{m}\sin(\alpha-60) & 0 & \ell-m \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ i_{a} \\ i_{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{A} \\ \psi_{B} \\ \psi_{a} \\ \psi_{b} \end{bmatrix}.$$
 (5)

Детерминант матрицы в уравнении (5) не зависит от α и имеет вид

$$\det = \left[(L - M)(\ell - m) - L_m^2 9/4 \right]^2.$$
(6)

Решив уравнение (5) относительно токов, получим

$$\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix}
\ell - m & 0 & \sqrt{3}L_{m}\sin(\alpha - 60) & \sqrt{3}L_{m}\sin\alpha \\
0 & \ell - m & -\sqrt{3}L_{m}\sin\alpha & -\sqrt{3}L_{m}\sin(\alpha + 60) \\
-\sqrt{3}L_{m}\sin(\alpha + 60) & -\sqrt{3}L_{m}\sin\alpha & L - M & 0 \\
\sqrt{3}L_{m}\sin\alpha & \sqrt{3}L_{m}\sin(\alpha - 60) & 0 & L - M
\end{bmatrix} \times \begin{bmatrix}
\Psi_{A} \\
\Psi_{B} \\
\Psi_{a} \\
\Psi_{b}
\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}
i_{A} \\
i_{B} \\
i_{a} \\
i_{b}
\end{bmatrix},$$
(7)

$$\Delta = (L - M)(\ell - m) - L_m^2 9/4 > 0.$$

С учетом (1) и (7) уравнения электромагнитных переходных процессов АМ даются в виде

$$-\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} R(\ell-m) & 0 & \sqrt{3}RL_{m}\sin(\alpha-60) & \sqrt{3}RL_{m}\sin\alpha \\ 0 & R(\ell-m) & -\sqrt{3}RL_{m}\sin\alpha & -\sqrt{3}RL_{m}\sin\alpha \\ -\sqrt{3}rL_{m}\sin(\alpha+60) & -\sqrt{3}rL_{m}\sin\alpha & r(L-M) & 0 \\ \sqrt{3}rL_{m}\sin\alpha & \sqrt{3}rL_{m}\sin(\alpha-60) & 0 & r(L-M) \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} \Psi_{A} \\ \Psi_{B} \\ \Psi_{a} \\ \Psi_{b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{A} \\ u_{B} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{A} \\ \dot{\Psi}_{B} \\ \dot{\Psi}_{a} \\ \dot{\Psi}_{b} \end{bmatrix}, \qquad (8)$$

где $\, {\bf u}_{\rm A}^{}$, $\, {\bf u}_{\rm B}^{}\,$ - напряжения, приложенные к шинам статора AM.

Дополнив систему уравнений (8) уравнением электромеханического переходного процесса [2]

$$J\frac{d\omega}{dt} = M_{\mathfrak{H}} - M_{\mathfrak{m}}, \qquad (9)$$

1

получим полную систему дифференциальных уравнений переходного процесса AM в натуральном виде, где J - момент инерции ротора; M_m - механический момент на валу ротора; M_{\ni} - электромагнитный момент AM [2], равный

$$M_{\Im} = \sqrt{3} \left[\psi_{A} (i_{B} - i_{C}) - i_{A} (\psi_{B} - \psi_{C}) \right] / 2.$$
 (10)

Представим систему уравнений переходного процесса в виде

$$\begin{cases} \dot{\Psi} = A\Psi + u, \\ \dot{\omega} = (M_{\odot} - M_{m})/J, \end{cases}$$
(11)

где первое уравнение (11) представляет матричную запись (8). Уравнения (11) представляют систему нелинейных дифференциальных уравнений первого порядка, решение которой невозможно представить в аналитической форме.

Преобразование Парка-Горева сведет систему дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами к системе дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами.

Рассмотрим систему уравнений электромагнитных переходных процессов в форме d, q [2]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{sd} \\ \dot{\Psi}_{sq} \\ \dot{\Psi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R\ell_{sd} & -\omega_0 & -R\ell_{md} & 0 \\ -\omega_0 & -R\ell_{sq} & 0 & -R\ell_{mq} \\ -r\ell_{md} & 0 & r\ell_{rd} & \omega_0 - \omega \\ 0 & -r\ell_{mq} & -(\omega_0 - \omega) & -r\ell_{rq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$
(12)

где ψ_{sd} , $\psi_{sq} \left(\psi_{rd}, \psi_{rq} \right)$ - проекции обобщенного вектора потокосцепления статорной (роторной) обмотки по осям d и q; ℓ_{sd} , ℓ_{sq} , ℓ_{rd} , ℓ_{rq} , ℓ_{md} , ℓ_{mq} - коэффициенты, определяемые конструктивными параметрами машины [2]; U_d , U_q - проекция обобщенного вектора напряжения на шине статора по осям d и q; ω_0 - угловая скорость вращения координатной системы d, q.

Уравнение (12) является линейным с постоянными коэффициентами и описывает электромагнитные переходные процессы при заданном движении (ω) ротора.

Если напряжения на шинах машины несимметричны, то в системе координат d, q обобщенные векторы напряжения, потокосцепления, тока меняются по модулю и вращаются с переменной угловой скоростью, что вызывает трудности при исследовании переходных процессов AM. Отметим также, что для учета прямой и обратной последовательностей напряжений метод наложения неприменим к системе (11) ввиду ее нелинейности. Учет напряжений прямой и обратной последовательностей в модели (11) осуществляется непосредственно, поскольку в (11) напряжения статора входят в натуральной форме.

Рассмотрим решение первого уравнения (11) при несимметричном напряжении на шинах статора $(u = u_{np} + u_{ofp})$, пренебрегая нулевой составляющей напряжения, так как последняя не создает токов, магнитных потоков и электромагнитного момента:

$$\dot{\psi} = A\psi + u_{np} + u_{obp}. \tag{13}$$

Уравнение (13) описывает движение машины при заданной скорости ротора (ω) и представляет систему неоднородных линейных дифференциальных уравнений первого порядка с периодическими коэффициентами с периодом T = $2\pi/\omega$.

Исходя из физических соображений, можно утверждать, что при действии напряжения прямой последовательности токи и потокосцепления статора и ротора получаются симметричными соответственно с частотами ω_s и $\omega_s - \omega$ (s · ω_s), а при действии напряжения обратной последовательности - соответственно с угловыми частотами ω_s и $\omega_s + \omega$ ((2-s)· ω_s). При их сложении соответствующие роторные величины получаются несинусоидальными, но электромагнитный момент согласно (10)- синусоидальным с частотой $2\omega_s$.

Построим механическую характеристику AM при пульсирующем магнитном поле $\left(U_{np} = U_{obp} \right)$ (рис. 2). Для каждого значения угловой скорости вращения ротора определяется среднее значение момента.



Рис. 2. Механическая характеристика АМ при пульсирующем напряжении

Поскольку для симметричных составляющих трехфазной цепи метод наложения применим также к средним значениям мощностей цепи, то график на рис. 2 получается суммированием графиков (по ординатам) для отдельных последовательностей.

Наличие напряжения обратной последовательности ухудшает пусковые характеристики машины, и если $U_{np} = U_{obp}$, то пусковой момент исчезает, а также появляется новое критическое скольжение, максимальный момент в двигательном режиме уменьшается, а максимальный момент генераторного режима увеличивается (по модулю). Токи статора получаются синусоидальными с частотой ω_s , но несимметричными. Токи ротора складываются из синусоид с частотами S· ω_s и $(2-s)\cdot\omega_s$:

$$i_r = A_1 \sin(s\omega_s t + \psi_1) + A_2 \sin((2 - s)\omega_s t + \psi_2).$$
 (14)

При различных значениях s получаем соответствующие гармоники. При s=0,3имеем

$$i_{r} = A_{1} \sin(0.3\omega_{s}t + \psi_{1}) + A_{2} \sin(1.7\omega_{s}t + \psi_{2}) = A_{1} \sin(3 \cdot 0.1\omega_{s}t + \psi_{1}) + A_{2} \sin(17 \cdot 0.1\omega_{s}t + \psi_{2}) = A_{1} \sin(3\omega' t + \psi_{1}) + A_{2} \sin(17\omega' t + \psi_{2}) \omega' = 0.1\omega_{s}.$$

На рис. 3 изображен ток \dot{i}_r (14) при s = 0,3.



Рис 3. Ток ротора (i,) при питании АМ напряжением прямой и обратной последовательностей



Рис 4. Расположение обобщенного вектора \overline{r} (а) и его траектория (б)

Предположим, на шине статора действуют напряжения прямой и обратной последовательностей, соответствующие векторы которых (\overline{A} и \overline{B} , рис. 4a) вращаются в противоположных направлениях с угловой скоростью ω_0 . Вычислим мгновенные значения модуля (r) и угловой скорости (ω) результирующего вектора.

Из рис. 4а имеем

$$\begin{cases} x = A \cos \alpha + B \cos \beta, \\ y = A \sin \alpha + B \sin \beta, \end{cases}$$
(15)

где $\alpha = \alpha_0 + \omega_0 t$, $\beta = \beta_0 - \omega_0 t$; α_0 , β_0 - начальные положения векторов.

Без ущерба для общности примем $\alpha_0 = -\beta_0 = \gamma$ (этого можно достичь поворотом координатных осей). Тогда уравнения (15) примут вид (параметрическое уравнение эллипса)

$$\begin{cases} x = a \cos(\omega_0 t + \gamma), \\ y = b \sin(\omega_0 t + \gamma), \end{cases}$$
(16)

где a = A + B, b = A - B.

Для r(t) получим

$$\mathbf{r}^{2}(\mathbf{t}) = \mathbf{a}^{2}\cos^{2}(\omega_{0}\mathbf{t} + \gamma) + \mathbf{b}^{2}\sin^{2}(\omega_{0}\mathbf{t} + \gamma).$$
(17)

Линейная скорость движения конца обобщенного вектора равна

$$\begin{split} V_{x} &= \dot{x} = -a\omega_{0}\sin(\omega_{0}t+\gamma), \\ V_{y} &= \dot{y} = b\omega_{0}\cos(\omega_{0}t+\gamma), \\ V &= \sqrt{V_{x}^{2}+V_{y}^{2}} = \omega_{0}\sqrt{a^{2}\sin^{2}(\omega_{0}t+\gamma)+b^{2}\cos^{2}(\omega_{0}t+\gamma)}, \end{split}$$

угловая скорость вращения обобщенного вектора:

$$\phi(t) = \arctan \frac{y}{x},$$

$$\omega = \dot{\phi} = \frac{1}{1 + y^2/x^2} \cdot \frac{\dot{y}x - y\dot{x}}{x^2} = \frac{\dot{y}x - y\dot{x}}{x^2 + y^2} = \frac{A^2 - B^2}{r^2} \omega_0.$$

Покажем, что обобщенный вектор за равные промежутки времени описывает одинаковые площади. Площадь заштрихованной области (рис. 46) определяется в виде

$$2S = \int_{\phi_1}^{\phi_2} r^2 \sin(d\phi) = \int_{\phi_1}^{\phi_2} r^2 d\phi = \int_{t_1}^{t_2} r^2 \omega dt = \int_{t_1}^{t_2} (A^2 - B^2) \omega_0 dt = (A^2 - B^2) \omega_0 (t_2 - t_1).$$
(18)

Поскольку площадь, описываемая обобщенным вектором, прямо пропорциональна энергии магнитного поля в воздушном зазоре машины, то, представив (18) в виде $dS/dt = 0.5 \cdot (A^2 - B^2)\omega_0$, заключаем, что мощность магнитного поля в воздушном зазоре машины распределена равномерно.

Известно [6], что отображение действительной оси S (скольжение) на комплексной плоскости P + jQ осуществляется дробно-линейной функцией комплексной переменной (рис. 5а), где P, Q составляющие мощности, потребляемой AM (считаются положительными, если они поступают от внешней сети, и отрицательными - в противном случае).

Дробно-линейное отображение для прямой последовательности имеет вид [6]

$$\widetilde{S}_{1} = \alpha \frac{s+\beta}{s+\gamma} \cdot U_{1}^{2}, \qquad (19)$$

где α , β , γ - комплексные константы, зависящие от конструктивных параметров AM; U_1 - модуль напряжения прямой последовательности.

Аналогично для обратной последовательности имеем

$$\widetilde{S}_2 = \alpha \frac{2 - s + \beta}{2 - s + \gamma} \cdot U_2^2, \qquad (20)$$

где $\,{\rm U}_2\,$ - модуль напряжения обратной последовательности.

Поскольку принцип наложения для симметричных последовательностей применим также к мощностям, то

$$\widetilde{\mathbf{S}} = \widetilde{\mathbf{S}}_1 + \widetilde{\mathbf{S}}_2 = \alpha \frac{\beta' - \mathbf{v}}{\gamma' - \mathbf{v}} \cdot \mathbf{U}_1^2 + \alpha \frac{\beta' + \mathbf{v}}{\gamma' + \mathbf{v}} \cdot \mathbf{U}_2^2,$$
(21)

где $\beta' = \beta + 1$, $\gamma' = \gamma + 1$, v = 1 - s.

При пульсирующем напряжении $(U_1 = U_2 = U)$ выражение (21) принимает вид

$$\widetilde{S} = 2\alpha \frac{\beta' \gamma' - v^2}{\gamma'^2 - v^2} \cdot U^2.$$
⁽²²⁾

Отображения (19) и (21) представлены соответственно на рис. 5а и б. Очевидно, что отображение (21) не является дробно-линейным.



Рис. 5. Отображение комплексной мощности (P + jQ) от скольжения при отсутствии (а) и наличии (б) обратной составляющей напряжения статора

На отображениях рис. 5 каждой точке окружности соответствует определенное значение скольжения (на рис. 5 обозначены точки со значениями скольжений 0 и 1). Точка " * " соответствует скольжению $s \rightarrow \pm \infty$, так как из (19) следует

 $\widetilde{S}(s \to \infty) = \widetilde{S}(s \to -\infty) = \alpha$. Сплошной толстой линией обозначен генераторный режим $(s \in [0, -\infty))$, сплошной линией - двигательный режим $(s \in [0, 1])$, пунктирной линией - тормозной режим $(s \in [1, \infty))$.

Выводы

- 1. Получена математическая модель переходного процесса AM в натуральном виде, выявлено ее преимущество по сравнению с моделью типа d, q.
- Исследован переходный процесс AM при питании ее синусоидальным несимметричным напряжением, приведены графики механической характеристики и зависимости тока ротора от времени.
- Показано, что обобщенный вектор несимметричного напряжения (тока) при вращении за равные промежутки времени описывает одинаковые площади, т.е. мощность магнитного поля в воздушном зазоре распределена равномерно.
- 4. Выявлено, что отображение комплексной входной мощности AM от скольжения при несимметричном напряжении отличается от дробно-линейного (21) и имеет форму, приведенную на рис. 56.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Важнов А.И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Л.: Энергия, 1980. 256 с.
- 2. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.: Государственное энергетическое издательство, 1963. 744 с.
- 3. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978. 832 с.
- 4. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980. 927 с.
- 5. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 2001. 327 с.
- 6. Сафарян В.С. Анализ энергетических процессов асинхронной машины в стационарном режиме // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2009. Т. 62, № 4. С. 417 425.
- 7. **Хрисанов В.И., Ямамура С.** Спирально-векторный метод анализа и моделирования асинхронных двигателей при квазиустановившихся и переходных процессах // Электротехника. 2006. № 4. С. 142 145.

ЗАО "НИИ Энергетики". Материал поступил в редакцию 10.03.2010.

Վ.Ս. ՍԱՖԱՐՅԱՆ

ԱՍԻՆՔՐՈՆ ՄԵՔԵՆԱՅԻ ԱՆՀԱՄԱՉԱՓ ՌԵԺԻՄՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Ստացվել է ասինքրոն մեքենայի անցումային գործընթացի մաթեմատիկական մոդելը բնական տեսքով։ Ցույց է տրվում նրա առավելությունը d, q տիպի մաթեմատիկական մոդելի նկատմամբ։

Առանցքային բառեր. ասինքրոն մեքենա, անցումային գործընթաց, էլեկտրամագնիսական մոմենտ, կրիտիկական սահք, մեխանիկական բնութագիր, ուղիղ և հակադարձ հաջորդականություններ։

V.S. SAFARYAN

ASYMMETRIC MODES OF ASYNCHRONOUS MACHINE INVESTIGATION

A mathematic model of asynchronous machine transition process in a natural form is obtained. Its advantage compared with the mathematical model of d, q type is shown.

Keywords: asynchronous machine, transition process, electromagnetic moment, critical sliding, mechanical characteristics, direct and indirect sequences.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

УДК 621.3.061

ЭНЕРГЕТИКА

В.П. АРАКЕЛЯН, О.С. ОГАНЕСЯН, Л.А. АКОПЯН, А.В. АРАКЕЛЯН

ПРОГРАММА РАСЧЕТА РЕЖИМОВ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

Предлагается эффективная программа расчета режимов линии электропередач. Программа осуществляет расчет вторичных параметров воздушных линий электропередач и режимных параметров.

Ключевые слова: линия электропередачи, программа, режим, параметр.

Линии электропередач (ЛЭП) являются одним из распространенных и важных элементов современных электроэнергетических систем, основным связующим звеном между электрическими станциями и электрическими потребителями. При эксплуатации электрических станций возникает необходимость анализа ряда режимов, связанных с электропередачами. Существующие ЛЭП характеризуются большим объемом предварительной информации и задачами, которые в процессе эксплуатации требуют оперативных решений. Одним из путей повышения эффективности режимных расчетов ЛЭП является создание программ расчетов. Разработанная схема алгоритма программы расчета имеет следующий вид (см. рис).



178



Рис. Схема алгоритма программы расчета режима ЛЭП

Программа расчета объединяет 6 блоков.

Блок 1 осуществляет расчет вторичных параметров ЛЭП, т.е. расчет модуля и аргумента волнового сопротивления $W_{\rm вол}$ и arg $\dot{W}_{\rm вол}$, модуля и аргумента комплексного коэффициента распространения волны γ_0 и arg $\dot{\gamma}_0$, коэффициентов затухания α_0 и изменения фазы β_0 [1].

Блок 2 осуществляет расчет коэффициентов модели ЛЭП [2, 3]:

$$\mathbf{k}_{\mathrm{Ma}} = \mathbf{c}\mathbf{h}\alpha_{0}\mathbf{l}\mathbf{c}\mathbf{o}\mathbf{s}\beta_{0}\mathbf{l}, \quad \mathbf{k}_{\mathrm{Mr}} = \mathbf{s}\mathbf{h}\alpha_{0}\mathbf{l}\mathbf{s}\mathbf{i}\mathbf{n}\beta_{0}\mathbf{l}, \quad (1)$$

$$k_{Ma}^{Z} = \sqrt{3}B_{a}, \qquad k_{Mr}^{Z} = \sqrt{3}B_{r}.$$
 (2)

Блок 3 осуществляет расчет обобщенных расчетных коэффициентов линии:

$$k_{P}^{S} = (1/\sqrt{3})(k_{Ma}^{Z} \cdot k_{Ma} + k_{Mr}^{Z} \cdot k_{Mr}), k_{Q}^{S} = (1/\sqrt{3})(k_{Ma}^{Z} \cdot k_{Mr} - k_{Mr}^{Z} \cdot k_{Ma}), \quad (3)$$

$$k_{\rm S} = 2 \left[k_{\rm P}^{\rm S} \cos(\phi_2 + \phi_{\rm U2}) - k_{\rm Q}^{\rm S} \sin(\phi_2 + \phi_{\rm U2}) \right]. \tag{4}$$

Блок 4 осуществляет расчет напряжения U_1 и перепада напряжения k_U на шинах электростанции, сопротивления нагрузки Z_{2H} :

$$Z_{2H} = U_2^2 / S_2,$$

$$k_U = (1 / Z_{2H}) \sqrt{(k_{M1}^2)^2 + k_S Z_{2H} + k_M^2 Z_{2H}^2}.$$
(5)

Блок 5 осуществляет расчет активной и реактивной мощностей на шинах электростанции обобщенными характеристиками [3]:

$$\Delta \mathbf{P}_{\Pi} = \mathbf{k}_{\mathrm{P}}^{\mathrm{U}} \mathbf{U}_{2}^{2} + \left(\mathbf{k}_{\mathrm{P}}^{\mathrm{P}} - 1\right) \mathbf{P}_{2} - \mathbf{k}_{\mathrm{P}}^{\mathrm{Q}} \mathbf{Q}_{2} + \mathbf{k}_{\mathrm{P}}^{\mathrm{S}} (\mathbf{S}_{2}^{2} / \mathbf{U}_{2}^{2}), \qquad (7)$$

$$\Delta Q_{\pi} = k_{Q}^{U} U_{2}^{2} + (k_{Q}^{Q} - 1) Q_{2} + k_{Q}^{P} P_{2} + k_{Q}^{S} (S_{2}^{2} / U_{2}^{2}).$$
(8)

Блок 6 осуществляет расчет потерь активной и реактивной мощностей, определяет коэффициент мощности.

Программа расчета была применена для линии "Арарат 2" марки AC 150/24 напряжением 110 *кВ*, отходящей от Ереванской теплоэлектроцентрали (Ереванской ТЭЦ). Результаты представлены в табл. 1-7.

Таблица 1

	Исходные данные				
R_0 , <i>Ом/км</i>	<i>x</i> ₀ , <i>Ом/км</i>	$b_0 \cdot 10^{-6}$, <i>См/км</i>	${f g}_0 \cdot 10^{-6}$, <i>См/км</i>	l , км	
0,195	0,406	2,82	0	35,7	
S_2 , MBA	U ₂ , кВ	$\cos \varphi_2$	$arphi_{U_2}$, град		
24,32	110	0,9416	0		

Таблица 2

_	Вторичные параметры ЛЭП					
	$eta_0 \cdot 10^{-3}$,	$\alpha_0 \cdot 10^{-3}$,	$\arg \dot{\gamma}_0$,	$\gamma_0 \cdot 10^{-3}$,	$\arg \dot{W}_{\scriptscriptstyle BOR}$,	W _{вол} , Ом
Таблица З	1/км	1/км	град	1/км	град	
Коэффициен	1,098875	0,250211	12,827384	1,127001	-12,827384	399,64564

ты модели ЛЭП						
k _{Ma}	k _{Mr}	k_M	k_{Ma}^Z , Ом	k_{Mr}^Z , Ом	k_M^Z , Ом	k_{M1}^Z , Ом
0,99927	0,00035	0,999271	12,051807	25,099994	27,843415	16,075403

Таблица 4

	Обобщенные	расчетные	коэффициенты	ЛЭП
k_P^S , Ом	k_{Q}^{2}	б, <i>О</i> м	k _s , Ом	
6,958115	-14,	478479	22,854299	

Таблица 5

	Режимные параметры ЛЭП			
Z_{2H} , Ом	U_{1} , кВ	k_{U}	P_2 , МВт	$Q_{ m 2}$, $M\!B\!Ap$
497,532895	112,475783	1,022507	22,899712	8,189358

Таблица 6

Обобщенные характеристики активной и реактивной мощностей на шинах

электростанции					
$k_{P}^{U}\cdot 10^{-5}$, См	k_P^P	k_P^Q	k_P^S , Ом	P_1, MBT	
4,4	1,00016	0	6,958115	23,770628	
$k_{Q}^{U}\cdot 10^{-5}$, См	$k_{\mathcal{Q}}^{\mathcal{Q}}$	k_Q^P	k_Q^S , Ом	Q_1 , MBAp	
9,1	-0,996924	0	-14,478479	7,775013	

Таблица 7

Потери активных и реактивных мощностей ЛЭП

$\Delta P_{_{\!\mathcal{I}}}$, $M\!B\!r$	ΔQ_{π} , MBAp	$\cos \varphi_2$
0,870916	0,414346	0,95045

Выводы

С помощью разработанной программы расчета в среде С# решаются следующие задачи:

- расчет вторичных параметров ЛЭП;
- расчет режимных параметров P_1, Q_1, U_1 начала ЛЭП, т.е. на шинах электростанции;
- оценка перепада напряжения k_U ;
- оценка потерь активных ΔP_n и реактивных ΔQ_n потерь ЛЭП;
- анализ следующих характерных режимов электропередач: a) $P = P_{_{HaT}}, Z_{_{2H}} = W_{_{BOЛ}}; \ 6) \ P > P_{_{HaT}}, Z_{_{2H}} < W_{_{BOЛ}}; \ B) \ P < P_{_{HaT}}, Z_{_{2H}} > W_{_{BOЛ}}.$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Аракелян В.П. Электрические сети: Практические работы.- Ереван, ГИУА,1999.- 25 с.
- 2. Веников В.А., Рыжов Ю.П. Дальние электропередачи переменного и постоянного тока.-М.:Энергоатомиздат, 1985.- 272 с.
- 3. **Аракелян В.П.** Уравнения мощности новой математической модели PTL-2 линии электропередачи // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. -2008. Т. LXl, № 2. С. 269-273.

ГИУА (П). Материал поступил в редакцию 13.07.2010.

Վ.Ղ. ԱՌԱՔԵԼՅԱՆ, Հ.Ս. ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ, Լ.Ա. ՀԱԿՈԲՅԱՆ, Հ.Վ. ԱՌԱՔԵԼՅԱՆ

ԷԼԵԿՏՐԱՀԱՂՈՐԴՄԱՆ ԳԾԵՐԻ ՌԵԺԻՄՆԵՐԻ ՀԱՇՎԱՐԿԻ ԾՐԱԳԻՐ

Առաջարկվում է էլեկտրահաղորդման գծերի հաշվարկի արդյունավետ ծրագիր։ Հաշվարկի ծրագիրն իրականացնում է օդային էլեկտրահաղորդման գծերի երկրորդային պարամետրերի, ինչպես նաև ռեժիմային պարամետրի հաշվարկներ։

Առանցքային բառեր. Էլեկտրահաղորդման գիծ, ծրագիր, ռեժիմ, պարամետր։

V.P. ARAKELYAN, H.S. HOVHANNISYAN, L.A. HAKOBYAN, H.V. ARAKELYAN

PROGRAM FOR TRANSMISSION LINE MODE CALCULATION

An effective program for transmission lines mode calculation is proposed. The program realizes secondary parameter calculation of air transmission lines and mode parameter calculations. *Keywords:* transmission lines, program, mode, parameter.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

<u> ረ</u>Տጉ 621.762

ԷՆԵՐԳԵՏԻԿԱ

Ռ.Ա. ՍԱՐԳՍՑԱՆ

ՀՈՍՔԻ ԷՆԵՐԳԻԱՅԻ ՓՈԽԱԿԵՐՊՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳ

Մշակվել, պատենտավորվել, պատրաստվել և փորձարկվել է ցածրարժեք հիդրոէներգետիկ համակարգ՝ Հոսքի էներգիայի փոխակերպիչ, ջրի մղման, էլեկտրականության արտադրության և այլ նպատակների համար, որը հատկապես օգտակար է հեռավոր համայքների համար։ Համակարգը բաղկացած է ջրով շարժաբերվող տուրբինից, հզորության փոխանցման միջոցներից և պոմպից և/կամ գեներատորից։ Հոսքի էներգիայի փոխակերպիչի գործող փորձանմուշը նախագծվել և արտադրվել է Ռադիոֆիզիկայի և Էլեկտրոնիկայի ինստիտուտում։

Առանցքային բառեր. հոսք, էներգիա, փոխակերպիչ, տուրբին, պոմպ, գեներատոր։

Նախաբան։ Առաջարկվող հոսքի էներգիայի կերպափոխիչի ստեղծման աշխատանքները խմբի կողմից սկսվել են 90-ականներից, երբ իրականացվեց Տուրբո-Պոմպ նախագիծը, որի արդյունքում լուծվեց փախստականների Նարեկ թաղամասի դաշտերի ոռոգման խնդիրը՝ 50 լ/վրկ ջուր մղելով 85 մ բարձրությամբ [1]։ Առաջնահերթ գաղափարն էր՝ ջուրը մղել առանց էլեկտրաէներգիայի և վառելիքի։ Տուրբո-Պոմպ համակարգով իրականացվում է այդ գաղափարը, սակայն պահանջվում են խոշոր ծախսեր ենթակառույցների, մասնավորապես, խողովակային դերիվացիոն համակարգի և շինարարական ենթակառույցների համար։ Համակարգի կատարելագործմանն ուղղված հաջորդ քայլը նպատակ էր հետապնդում ձերբազատվել դերիվացիոն համակարգից և նվազագույնի հասցնել շինարարական մասը։ Լուծում փնտրելու ընթացքում ուսումնասիրվեցին էներգիայի Կերպափոխման Հիդրոկինետիկ համակարգերը [2], որոնք աշխատում են գետերի հոսքերի, ծովային մակընթացությունների ալիքների, ոռոգման ջրատարների մեջ և այլուր։

Գոյություն ունեցող համակարգերը։ Հոսքի էներգիայի կերպափոխիչների մանրամասն վերլուծություն է տրված [2]-ում։ Մեր հետազոտություններն ու մշակումները նվիրված են ուղղահայաց առանցքով համակարգերին։ Որպես սկզբնական նախանմուշ ընտրվել է Վեռներ Ցումբրուննի կողմից հողմային կայանների համար ստեղծված համակարգը՝ օժտված ուղղաձիգ թիակներով, որոնք պտտվում են կենտրոնական ուղղահայաց առանցքի շուրջ ինչպես նաև սեփական առանցքի շուրջ, բայց երկու անգամ ավելի դանդաղ [3]։

Թիակների սեփական առանցքի շուրջ պտտվելը տվյալ համակարգում ստեղծում է լրացուցիչ դժվարություններ` կապված երկու առանցքների միջև պտտական շարժման փոխանցման անհրաժեշտության հետ։ Եվ սա նման համակարգի գլխավոր թերությունն է։



Տարբեր այլ համակարգեր են ցուցադրված նկ.1-ում. Դարրիեուս տուրբիններ թիակների զանազան կառուցվածքով (ուղղագիծ, կորացված կամ պարաբոլիկ), Գոռլով տուրբին հելիկալ թիակներով։ ՈՒղղաձիգ առանցքով տուրբինների ընդհանուր առավելությունները հորիզոնական առանցքովների նկատմամբ [2] հետևյալն են.

Նախագծի պարզությունը. թիակների արտադրությունը չի պահանջում նուրբ մշակում։

Գեներատորի կապակցումը կարող է տեղադրվել ջրի մակերեսից վեր` այդպիսով բացառելով ջրամեկուսացված մեքենայի կիրառումը։

Աղմուկի ցածր մակարդակը. ողղաձիգ առանցքով տուրբինների առաջացրած աղմուկն ու ավելի քիչ է։

Հոսքի անհամաչափությունները. ուղղաձիգ առանցքով տուրբինները նվազ զգայուն են ուղղահայաց հարթության մեջ հոսքի արագության փոփոխությունների նկատմամբ, ինչը կարևոր է ոչ խորունկ հոսքերի դեպքում։

ՈՒղղահայաց առանցքով տուբինների թերություններն են. ցածր մեկնարկային պտտական մոմենտ, մոմենտի թրթռումներ, նվազ արդյունավետություն։

Հոսքի էներգիայի առաջարկվող կերպափոխիչ։ Հոսքի էներգիայի նոր կերպափոխիչի հետազոտություններն ու մշակումներն ուղղված են նրա կատարելագործմանը։

Համակարգը բաղկացած է հարթ թիակներով տուրբինից պտտական մոմենտի փոխանցման հանգույցից, ինչպես նաև պոմպից և/կամ գեներատորից [4-6]։

Տուրբինն ունի ուղղահայաց առանցքի շուրջ պտտվող իրան, որը կրում է ուղղանկյուն շրջանակներ՝ ուղղահայաց առանցքին զուգահեռ հարթություններով։ Իրանը շրջանակների և թիակների հետ մեկտեղ կազմում է տուրբինի ռոտորի հանգույցը։ Աշխատանքի ընթացքում տուրբինը սուզված է ջրի տակ։ Ռոտորը պտտվում է իր առանցքի շուրջ՝ շնորհիվ տուրբինի թիակների՝ ջրի հետ փոխազեցության. թիակները կողմնորոշված են զուգահեռ շրջանակների մակերեսներին պտույտի մեկ կեսի ընթացքում և ուղղահայաց՝ պտույտի երկրորդ կեսին (զուգահեռ հոսքին, որի ուղղությունն ընդունված է որպես զրոյական)։

Այսպիսով, 0...180 կիսապտույտին համապատասխանում է թիակների դիրքը զուգահեռ պտտման առանցքին և 180...360 կիսապտույտին – թիակների դիրքը զուգահեռ հոսքում ուղղությանը, այսինքն՝ ուղղահայաց պտտման առանցքին։

Նկ. 2-ում ցուցադրվում են ռոտորի թիակների դիրքերը երկու կիսապտույտների ընթացքում։



Նկ. 2

1-հոսքի ուղղությունը, 2-պտտման առանցքը, 3-ռոտորի իրանը, 4-ռոտորի շրջանակները, 5-թիակները, 6թիակների պտտման սեփական առանցքը, 7-արգելակող տարրեր,

*e-*ապակենտրոնացում (էքսցենտրիսիտետ). թիակների պտտման առանցքի շեղումը դրանց սիմետրիայի առանցքից Այսպիսով, ռոտորի մեկ կիսապտույտի ընթացքում թիակները հոսքի ներգործության շնորհիվ պտտվում են իրենց սեփական առանցքի շուրջ ընդունելով ուղղահայաց (կամ դրան մոտ) դիրք տուրբինի կենտրոնական առանցքի նկատմամբ, իսկ երկրորդ կիսապտույտի ընթացքում թիակները մնում են կենտրոնական առանցքին զուգահեռ դիրքում, քանի որ արգելակող տարրերը կանխում են դրանց պտույտը սեփական առանցքի շուրջ։

Ակնհայտ է, որ առաջարկվող հոսքի էներգիայի փոխակերպիչի մեկնարկային պտտական մոմենտը նվազագույնն է, քանի որ ռոտորի երկրորդ կիսապտույտի ընթացքում որևէ դիմադրություն հոսքին չի ստեղծվում, և այն կարող է մեկնարկել հոսքի՝ 0-ին մոտ արագությունների պարագայում։

Կերպափոխիչի պտտական մոմենտը։ Պարզության համար ենթադրվում է, որ գումարային ուժը կիրառված է թիակների համաչափության կենտրոնում` անկյունագծերի հատման O կետում։



Թիակների վրա ներգործող F ուժը ի հայտ է գալիս դրանց վրա հոսքի Ճնշման ազդեցությամբ ռոտորի մեկ կիսապտույտի ընթացքում և փոփոխվում է սինուսոիդային կախվածությամբ, քանի որ նույնպես է փոփոխվում թիակների գործող մակերեսը (նկ. 3)։ Հաջորդ թիակը մեկնարկում է ռոտորի 360/m պտտվելուց հետո, որտեղ m-ը թիակների թիվն է (նկ. 4)։ Վեկտորական դիագրամը ցուցադրում է ուժային զուգահեռանիստը կախված պտտման անկյունից։

F ուժի գործող $F_{ au}$ շոշափող բաղադրիչը սինուսոիդային կախվածության մեջ է առաջինից, հետևաբար փոփոխվում է պտտման անկյան սինուսի օրենքով.

$$F_{\tau} = KAhsin^{2} \alpha, \qquad (1)$$

որտեղ K-ն հոսքի արագությունից և նրա տատանումներից կախված գործակից է, A և h –ն` թիակի լայնությունն ու բարձրությունը` համապատասխանաբար։

Ռոտորին կիրառված գումարային ուժը հավասար է յուրաքանչյուր թիակին կիրառված ուժերի գամարին և բազմապատկվելով կիրառման կետերի շառավղային հեռավորություններով` արտաբերում են կերպափոխիչի տուրբինի պտտական մոմենտը

$$M = KAhr \sum_{k=1}^{m} \sin^{2} \left[\alpha - (k-1) \frac{2\pi}{m} \right],$$
(2)

որտեղ r-ը ուղղահայաց հեռավորությունն է պտտման առանցքի և ուժի կիրառման կետի միջև։ Ստեղծված հզորությունն ուղիղ համեմատական է պտտման մոմենտի և հոսքի արագության արտրդրյալին և որոշվում է հայտնի հավասարումներով։

Եզրակացություն։ Որպես այլընտրանք գոյություն ունեցողներին ներկայացված է հոսքի էներգիայի փոխակերպիչ, որի առավելություններն են.

- արտադրական նվազ ծախսեր շնորհիվ կառուցվածքի բացառիկ պարզությանը,
- ցածր մեկնարկային պտտական մոմենտը,
- հոսքի ուղղությունից կախվածության բացակայությունը։

Հետազոտություններն ու մշակումերը շարունակվում են համակարգի հետագա կատարելագործման ուղղությամբ։

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

- Sargsyan R.A. and Tsatryan V. Turbo-Pump Hydro Power System // Proceedings, Hydropower into the Next Century – III, International Conference. - Gmunden, Austria, Oct. 1999. - P. 141-147.
- 2. Zumbrunn, Werner. Windkrafanlage mit einem oder mehrerenum eine senkrechte zentrale Achse rotierenden und vertical angeordnete Fluegeln, Patent, DE 4216493 A1, F03D 3/06,1992.
- Khan M.J., Bhuyan G., Iqbal M.T. and Quaicoe J.E. Hydrokinetic energy conversion systems...: A technology status review // Applied Energy. – 2009. - Vol. 86, issue 10. - P. 1823-1835.
- 4. Sargsyan R. A. Flow Energy Convertor, Patent AM, 2007 127, F03/D, 2008.
- Sargsyan R.A. Flow Energy Convertor // Proceedings: Hydro 2010: International Conference. Lisbon, Portugal, Sept. 2010.
- Sargsyan R.A. Flow Energy Conversion System // Proceedings, International Conference.- Kyiv, Oct. 2010.

ՀՀ ԳԱԱ ՌՖԷԻ. Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 20.01.2011։

Р.А. САРГСЯН

СИСТЕМА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ ПОТОКА

Разработана, запатентована, изготовлена и испытана гидроэнергетическая система преобразования энергии потока низкой стоимости для качания воды, выработки электричества и других целей. Система состоит из турбины с плоскими лопастями, трансмиссии и насоса и/или генератора. Действующий образец преобразователя энергии потока спроектирован и изготовлен в Институте радиофизики и электроники.

Ключевые слова: преобразователь, энергия, поток, турбина, генератор.

R.A. SARGSYAN

FLOW ENERGY CONVERSION SYSTEM

A cost-effective hydropower system called here Flow Energy Convertor was developed, patented, manufactured and tested for water pumping, electricity generation and other purposes especially useful for the rural communities. The system consists of water-driven turbine with plane-surface blades, power transmission means and pump and/or generator. Working sample of the Flow Energy Convertor was designed and manufactured at the Institute of Radio Physics and Electronics.

Keywords: convertor, energy, flow, turbine, generator.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

*Հ*SԴ 621.315

ՌԱԴԻՈԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ

Վ.Վ. ԲՈՒՆԻԱԹՅԱՆ, Օ.Հ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ, Գ.Ա. ԱՎԵՏԻՍՅԱՆ, Ա.Ա. ԹԱՄՐԱՉՅԱՆ

ՇՈՏԿԻԻ ԱՐԳԵԼՔՈՎ ԿԱՌԱՎԱՐՎՈՂ ՏℹС ԴԱՇՏԱՅԻՆ ՏՐԱՆՉԻՍՏՈՐԻ ՀԱՂՈՐԴԱԿԱՆՈՒԹՅՈԻՆՆԵՐԸ ՓՈՓՈԽԱԿԱՆ ԱՉԴԱՆՇԱՆԻ ՌԵԺԻՄՈՒՄ

Տեսականորեն հետազոտվել են սիլիցիում-կարբիդային Շոտկիի արգելքով կառավարվող դաշտային տրանզիստորի (ՇԱԴՏ) հաղորդականությունները փոփոխական ազդանշանի ռեժիմում, երբ հոսքուղու տիրույթում լեգիրացնող խառնուրդները խորն են և միաժամանակ կիսահաղորդչի արգելման գոտում առկա են կպչուն մակարդակներ (լիցքակիրների թակարդներ)։ Բնութագրերի ուսումնասիրման և հաշվարկման համար առաջարկվել է նոր, ավելի ընդհանուր մոդել։

Առանցքային բառեր. սիլիցիում կարբիդ, խառնուրդային խորը մակարդակ, կպչուն մակարդակ, աղքատացած շերտ, լիցքակիրների արագության հագեցում։

Շնորհիվ մի շարք հիմնարար կառուցվածքային և էլեկտրաֆիզիկական կարևորագույն պարամետրերի սիլիցիում-կարբիդը (SiC) շահեկանորեն տարբերվում է ներկայումս լայն կիրառում գտած Si, GaAs և մյուս կիսահորդչային նյութերից [1-6]։ Ներկայումս ինտենսիվ հետազոտություններ են կատարվում SiC-ային Շոտկիի և ուղղիչ հզոր դիոդների, թ-i-ո դիոդների, լուսադիոդների [3], գազային և այլ տվիչների [7], բարձր հաճախական հեղեղաթոիչքային ինժեկցիոն և թունելաթռիչքային դիոդների, տարբեր հետերոկառուցվածքային սարքերի [8-9], երկբնեռ և դաշտային [2-6] (ներառյալ ՄՕԿ) տրանզիստորներում ընթացող ֆիզիկական երևույթների և այդ սարքերի բնութագրերի հաշվարկման, լավարկման ու մոդելավորման ուղղություններով։

Մակայն վերը նշված սարքերում ընթացող ֆիզիկական երևույթների վերլուծության և սարքերի պարամետրերի հաշվարկման և լավարկման ընթացքում միշտ ընդունվում է, որ լեգիրացնող խառնուրդները SiC-ում առաջացնում են ծանծաղ մակարդակներ (որոնք բոլորը սենյակային ջերմաստիձաններում իոնացված են) և բոլորովին հաշվի չի առնվում լայն արգելման գոտու և տեխնոլոգիայի անկատարելիությամբ պայմանավորված տարբեր բնույթի կպչուն մակարդակների (թակարդների) առկայությունը, որոնք անխուսափելիորեն գոյություն ունեն կիսահաղորդչային բոլոր նյութերում։ Հայտնի է [10-14], օրինակ, որ SiC-ի համար որպես դոնորային լեգիրացնող խառնուրդ օգտագործվող ազոտն առաջացնում է մակարդակներ E_c-E_d-100...130 *մԷՎ* էներգետիկ հեռավորությամբ, Al-ը՝ E_d-E_v-300...400 *մԷՎ* և այլն։ Այս մակարդակները ծանծաղ կարող [17]։ Դրանք հանդես են գալիս որպես խորը մակարդակներ։ Մյուս կողմից, հայտնի է [1-2,10-12], որ դեռևս SiC-ի մոնոբյուրեղների աձեցման տեխնոլոգիան չի հասել, օրինակ, Si-ի մակարդակին, և SiC բյուրեղները պարունակում են արատներով պայմանավորված տարբեր էներգետիկ բաշխվածությամբ կպչուն մակարդակներ (թակարդներ) մինչև 6.10¹³ սմ⁻³ խտությամբ [1,4,13,17]։

Հետևաբար, իրական SiC-ային սարքերում ընթացող էլեկտրաֆիզիկական երևույթների ուսումնասիրման, դրանց պարամետրերի ավելի Ճշգրիտ մոդելավորման, փորձնական և տեսական արդյունքների իրատեսական համեմատման համար անհրաժեշտ է հաշվի առնել լեգիրացնող խառնուրդների «խորը» լինելու և արգելման գոտում անխուսափելիորեն գոյություն ունեցող թակարդների առկայությունը [16,17]։ Գիտական գրականության մեջ, որքան մեզ հայտնի է, առայժմ բացակայում են նման պարամետրերով բնութագրվող դաշտային տրանզիստորների դինամիկ բնութագրերի ուղղությամբ հետազոտությունները։

Այս աշխատանքում առաջին անգամ առաջադրվում և քննարկվում են SiC-ային ՇԱԴՏ-ի իմպեդանսային բնութագրերը փոփոխական ազդանշանի աշխատանքային ռեժիմում, որում հաշվի են առնվում վերը նշված հանգամանքները :

ՇԱԴՏ բարձր համախական աշխատանքի ռեժիմում հիմնական բնութագրեր են հոսքուղով լիզքակիրների թոիչքի տևողությունը, աշխատանքային սահմանային հաձախությունը, տրանզիստորի իմպեդանսի բաղադրիչները, և տարբեր տիրույթների փոխադարձ ունակությունները (ինչպես կառուցվածքային, այնպես էլ պարազիտային)։ Վերջիններս պայմանավորում են նաև հոսքուղու տիրույթում ազդանշանի հապաղումը իրենց բնորոշ $au_{_h}=R_{C_i}$ ժամանակի հաստատունով։ Եթե հաշվի առնենք, որ հոսքուղու տիրուլթում առկա են թակարդալին մակարդակներ, ապա, ինչպես զույզ է տրված [16,17]-ում, առաջանում են, այսպես կոչված «թակարդային» պարազիտային նոր ունակություններ։ Կախված թակարդների վրա լիզթակիրների գրավման և արձակման տևողության ու ազդանշանի հաձախության (պարբերության) հարաբերականությունից, այդ պարազիտային ունակությունները կազդեն ինչպես ժամանակի հաստատունի, ալնպես էլ փոփոխական ելքալին իմպեդանսի բաղադրիչների և տրանզիստորի դիթության վրա։

Դիտարկենք SiC-ային ՇԱԴՏ-ը։ Ընդունենք, որ ստատիկ ռեժիմում տրանզիստորի փականին կիրառված հաստատուն լարման հետ միաժամանակ կիրառված է նաև ա հաձախությամբ փոքր լայնույթով ազդանշան՝

$$U_{g} = U_{g0} + U_{g1}(t)$$

որտեղ $U_{g1}(t) = U_{g10} \exp(j\omega t)$, U_{g0} -ն փականին կիրառված հաստատուն լարումն է, U_{g10} -ն՝ փոփոխական ազդանշանի լայնույթը, ընդ որում $|U_{g10}(t)|$ շատ անգամ փոքր է U_{g0} -ից։

Գծային մոտավորությամբ տրանզիստորի ելքային բնութագրերը ներկայացնենք համապատասխան հաստատուն (0 ինդեքսով) և փոքր լայնույթով փոփոխական բաղադրիչների տեսքով (1 ինդեքսով).
$$\begin{split} I_{d}(y,t) &= I_{d0} + I_{d1}(t), \qquad I_{d1}(t) = I_{d10}e^{j\omega t}, \\ U_{g}(x,t) &= U_{g0}(x) + U_{g1}, \quad U_{g1} = \left| U_{g10} \right| e^{j\omega t}, \\ n(x,t) &= n_{0} + n_{1}(t), \\ E(y,t) &= E_{0}(y) + E_{1y}(t), \qquad E_{1y}(t) = E_{1y0}e^{j\omega t}, \\ & \ddots \\ n_{t}(x,t) &= n_{t0} + n_{t1}(t) \quad u \text{ unp}t, \end{split}$$
(1)

որտեղ $I_{d1}(t)$ -ն արտաբերի (ելքային) հոսանքի փոփոխական բաղադրիչն է, n_0 -ն՝ հոսքուղում ազատ լիցքակիրների հավասարակշռային խտությունը, $n_1(t)$ -ն՝ ազատ լիցքակիրների փոփոխական բաղադրիչը, n_{t0} -ն՝ հոսքուղու տիրույթում թակարդների վրա գրավված լիցքակիրների հաստատունը, իսկ $n_{t1}(t)$ -ը՝ գրավված լիցքակիրների փոփոխական բաղադրիչը։

Տրանզիստորի աղքատացած շերտերի և հոսքուղու կտրվածքը հաստատուն հոսանքի և փոփոխական ազդանշանի աշխատանքային ռեժիմների համար պատկերված է նկ.1-ում։ Նկարում L -ը հոսքուղու երկարությունն է, l -ը՝ հոսքուղու հաստությունը, Z -ը՝ հոսքուղու լայնությունը՝ ուղղված z առանցքի երկայնքով, x₁-ը և x₂-ը համապատասխանաբար աղքատացած շերտերի լայնություններն են ակունքի (x₁) և արտաբերի (x₂) տիրույթներում, W(x)-ը աղքատացած շերտի լայնությունն է հոսքուղու տվյալ կետում։



Նկ.1. Տրանզիստորի հոսքուղու լայնական կտրվածքը փոփոխական ազդանշանի ռեժիմում

Ընդունենք, որ փականին կիրառված փոփոխական ազդանշանի ազդեցության տակ աղքատացած շերտի լայնությունը մոդուլացվում է Δx_i լայնույթով այդ նույն ω հաճախությամբ (նկ.1)։ Նշենք, որ փականին կիրառված փոփոխական ազդանշանի բացասական և դրական կիսապարբերություններին, որոնք համապատասխանում են աղքատացած շերտի Δx -ով լայնացմանը և նեղացմանը, կհամապատասխանեն արտաբերի (ելքային) հոսանքի փոփոխական բաղադրիչի նվազումը և ամը համապատասխանաբար։

Ընդհանուր դեպքում ունենք՝

$$I_d = I_{d0} + I_{\Box\Box1},$$

որտեղ I_{□⊑}-ը հոսանքի փոփոխական բաղադրիչն է, որն իր հերթին կներկայացնենք որպես հաղորդականության I_{d1} հոսանքի և շեղման I_{dd1} հոսանքների գումար.

$$I_{\Box\Box} = I_{d1} + \varepsilon_1 \frac{\partial E_{1y}(y,t)}{\partial t}, \quad E_{1y} = \frac{dU_{1d}(y)}{dy}, \quad I_{d1} = I_{d10} e^{j\omega t}, \quad (2)$$

որտեղ E_{1y} -ը հոսքուղու երկայնքով դաշտի լարվածության փոփոխական բաղադրիչն է, $U_{1d}(y)$ -ն՝ հոսքուղու տվյալ կետում արտաբերի լարման փոփոխական բաղադրիչը, $\varepsilon_1 = \varepsilon_s \varepsilon_0$ -ն՝ կիսահաղորդչի դիէլեկտրիկ թափանցելիությունը, ε_s -ն՝ կիսահաղորդչի հարաբերական դիէլեկտրիկ թափանցելիությունը, ε_0 -ն՝ վակուումի դիէլեկտրիկ հաստատունը։

Oգտվելով Պուասոնի հավասարումից և խառնուրդային խորը և թակարդային մակարդակներ պարունակող հոսքուղում ազատ լիցքակիրների համար ստացված արտահայտությունից՝ $ho(x) = q N_d (1-b) (1-0,5\beta_t)$ [16,17], փականից x հեռավորության վրա աղքատացած շերտի հաստության համար կստանանք՝

$$x = \sqrt{\frac{2\varepsilon_1 \left[U_d(x) + U_g + U_{bi} \right]}{\rho(x)}},$$
(3)

nրտեղ b-ն խառնուրդների խորը լինելու գործակիցն է, β_t-ն՝ թակարդների առկայության գործակիցը ($\beta_t = \sqrt{1+4\beta} - 1$, $\beta = N_t/N_d$), E_x -ը՝ x առանցքի ուղղությամբ դաշտի լարվածությունը, N_d -ն՝ խորը դոնորների խտությունը, $U_d(x)$ -ը՝ x կետում լարման արժեքը ակունքի նկատմամբ, $U_{bi} \approx \frac{kT}{q} ln \left[\frac{\rho(x)}{n_i} \right]$ -ն՝ Շոտկիի արգելքի կոնտակտային պոտենցիալների տարբերությունը, n_i -ն՝

սեփական կիսահաղորդչում ազատ լիցքակիրների խտությունը։

Ակունքի (x = 0) և արտաբերի (x = L) մոտ աղքատացած շերտերի հաստության համար, համապատասխանաբար, կստանանք՝

$$x_1 = \sqrt{\frac{2\varepsilon_1}{\rho(x)} \left[U_g + U_{bi} \right]} , \quad x_2 = \sqrt{\frac{2\varepsilon_1}{\rho(x)} \left[U_d + U_g + U_{bi} \right]}$$

որտեղ $\,U_{\rm d}$ -ն և $\,U_{\rm g}$ -ն արտաբերին և փականին կիրառված հաստատուն լարումներն են։

Երբ փականին կիրառված է փոփոխական ազդանշան, և աղքատացած շերտի լայնությունը փոխվում էր Δх լայնույթով, անտեսելով երկրորդ կարգի փոքր մեծությունները՝

$$\mathbf{x}_{0} + \Delta \mathbf{x} \mathbf{e}^{j\omega t} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{1}}{\rho(\mathbf{x})}} \left[\mathbf{U}_{d} + \mathbf{U}_{g0} + \left| \mathbf{U}_{g10} \right| \mathbf{e}^{j\omega t} + \mathbf{U}_{bi} \right]$$

հավասարումից կստանանք

$$\Delta \mathbf{x} \approx \frac{\varepsilon_1 \mathbf{U}_{g10}}{\rho(\mathbf{x}) \mathbf{x}_0},\tag{4}$$

որտեղ $\, U_{g10} \,$ -ը փականին կիրառված փոփոխական ազդանշանի լայնույթն է։

Առաջին մոտավորությամբ, եթե x_0 -ն արտաբերի x_2 աղքատացած շերտի լայնության չափն է, ապա նվազագույն Δx -ի համար (նկ.1) կստանանք՝

$$\Delta x_{\min} \approx \frac{\varepsilon_1 U_{g10}}{\rho(x) x_2};$$
(5)

Հաստատուն լարումների ռեժիմում արտաբերի հոսանքի համար ընդհանուր դեպքում ունենք [3,4,16,17]

$$I_{d} = \rho_{0}(x) \cdot \mu_{n} \left(\frac{dU_{d0}}{dy}\right) (1 - x_{0}) Z:$$
(6)

Փոփոխական ազդանշանի դեպքում փոփոխվում են և $\rho(x)$ -ը, և x-ը, և $\frac{dU_d}{dy}$ -ը և (6) արտահայտությունը կընդունի հետևյալ տեսքը՝

$$I_{d0} + I_{d10}e^{j\omega t} = \left(\xi_2 + \xi_3 e^{j\omega t}\right) \left(\frac{dU_{d0}}{dy} + \frac{dU_{1d}}{dy}e^{j\omega t}\right) \left(l - x_0 - \Delta x e^{j\omega t}\right):$$
 (7)

(6) արտահայտությունից հոսանք
ի $I_{\Box [}$ փոփոխական բաղադրիչի համար կստացվի՝

$$I_{\Box \Box} = \frac{1}{L} \left\{ \int_{x_{1}}^{x_{2}} \frac{(l-x_{0})\xi_{3}\xi_{1}x_{0}dx_{0}}{\varepsilon_{1}} - \int_{x_{1}}^{x_{2}} \frac{\Delta x\xi_{2}x_{0}\xi_{1}}{\varepsilon_{1}}dx_{0} + \int_{x_{1}}^{x_{2}} (l-x_{0})\xi_{2}x_{0}\frac{d^{2}U_{1d}}{dy^{2}}dx_{0} + \int_{x_{1}}^{x_{2}} j\omega\varepsilon_{1}Z(l-x_{0})\frac{d^{2}U_{1d}}{dy^{2}}dx_{0} \right\},$$

$$(8)$$

npuntqʻ $\xi_1=\rho_0\mu_n Z$, $\xi_2=\mu_n Z$, $\xi_3=qn_1\mu_n Z$:

Հոսքուղու փոքր ազդանշանային իմպեդանսի բաղադրիչների համար կստանանք՝

$$Z_{c} = \frac{dU_{1d}}{dI_{\Box\Box}} = \frac{L^{3}}{a_{1}a_{3}} = R_{c} + jX_{c}:$$

Տրանզիստորի փոքր ազդանշանային g_m դիքությունն ու հոսքուղու g_c հաղորդականությունները, համապատասխանաբար, կկազմեն՝

$$g_{m} = \frac{\partial I_{\Box\Box}}{\partial U_{g1}} = -\frac{\xi_{1}\xi_{2}(x_{2}^{2} - x_{1}^{2})}{2L\epsilon_{1}}\frac{\partial\Delta x}{\partial U_{g1}} = -\frac{\xi_{1}\xi_{2}(x_{2}^{2} - x_{1}^{2})\epsilon_{1}}{2L\epsilon_{1}\xi_{1}x_{2}} = -\frac{\xi_{2}(x_{2}^{2} - x_{1}^{2})}{2Lx_{2}},$$

$$g_{c} = \frac{\partial I_{\Box\Box}}{\partial U_{1d}} = \frac{a_{1}a_{3}}{L^{3}}.$$
(9)

Տեղադրելով համապատասխան պարամետերի արտահայտությունները R_c , X_c , g_m -ում մեջ, անալիտիկ տեսքով կստանանք փոքր ազդանշանային ռեժիմում հոսքուղու իմպեդանսի բաղադրիչների և դիքության կապը խառնուրդային խորը և թակարդային մակարդակների խտության և էներգիական բաշխվածության հետ՝ b և β_t պարամետրերի միջոցով։ Այս արտահայտություների հիման վրա կարող ենք հետազոտել նաև այդ բնութագրերի ունեցած կապը տրանզիստորի երկրաչափական և մյուս էլեկտրաֆիզիկական պարամետրերի հետ։

Upŋjnıʿupuʿpŋ puʿumµţnuʿ: Umugduð (8)-(9) արտահայտությnıʿupħ hhứuʿu dpm huứulumpqչաjhʿu MatLab ծրագրայhʿu փաթեթի օգնությամբ կատարվել են տրանզիստորh փոքրազդանշանայhʿu hưպեդանսի բաղադրիչների և դիքության հետ կապh հետազոտություններ։ Ուսումնասիրությունները կատարվել են երկրաչափական և էլեկտրաֆիզիկական պարամետրերh հետևյալ hամարևմբի hամար. $\mu_n = 370 uu^{p}/4 \cdot d$ (6H-SiC), f=0...40 92g, 1 = 0.26...0.5 ul/u' [6,16,17], Z = 0.0332 uu' [6], $\varepsilon_1 = 84.85 \cdot 10^{-14} / uu'$, $N_d = 2 \cdot 10^{16} uu'^3$, $N_t \approx (10^{12} ...10^{13}) uu'^3$ [3,11,16,17], $b \approx 0...0,15$ ($\Delta E_d \approx 0.01...0,26 / E_d$, $b \approx 0$ դեպքը համապատասխանում է ծանծաղ մակարդակներին, $E_d \sim 0.01 / E_d$, $\beta_t \approx 0...0,12$ ($\Delta E_t \approx 0...0,3 / E_d$), $U_{bi} \approx 1.78 / L \approx (0.3...1) ul/u'$ [6,16,17]: Upŋjnıʿuguʿenp բերված են ևկ.2, 3-nւմ։

Ըստ փոփոխական հոսանքի, հոսքուղու ակտիվ դիմադրությունը հակադարձ համեմատական է ազդանշանի հաձախության քառակուսուն (նկ.2)։ Ինչպես հետևում է (10) արտահայտությունից, հոսքուղու ռեակտիվ բաղադրիչն առաջին մոտավորությամբ ցուցաբերում է ինդուկտիվ բնույթ, բայց հաձախությունից կախված է ավելի բարդ՝ հակադարձ համեմատական կերպով։



Նկ.2. Հոսքուղու դինամիկ ակտիվ դիմադրության կախումը ազդանշանի հաձախությունից (L=0,5 *մկմ*, Ud= 4 Վ, Ug=1 Վ, b=0.12)

Տրանզիստորի դիքությունը համեմատաբար մեծ է փականի փոքր լարումների ժամանակ և հասնում է հագեցման վերջինիս բարձր արժեքների դեպքում (նկ.3)։ Դիքությունը և ավազում է փականի լարման աձմանը զուգընթաց, և աձում է խառնուրդային խորը և թակարդային մակարդակների աձման դեպքում։ Դա բացատրելի է, քանի որ խորը և թակարդային մակարդակների առկայության պայմաններում հոսքուղու հաղորդականությունը դառնում է ավելի փոքր և խիստ «զգայուն» փականի լարման նկատմամբ, և, մյուս կողմից՝ այդ մակարդակների առկայությունը թույլ է տալիս, այլ հավասար պայմաններում, հոսքուղու հաղորդականության մոդուլյացիան իրականացնել փականի ավելի փոքր լարումների դեպքում։

Փականի միջոցով արտաբերի I_d հոսանքի արդյունարար կառավարման համար քննարկվող մոդելում $\frac{L}{\ell} > 1$ պայմանն ապահովվում է $\ell \le 0,03$ *մկմ* արժեքների համար։ Ի տարբերություն Si և GaAs համանման դաշտային տրանզիստորների, SiC-ային տրանզիստորներում սկզբունքորեն կարող ենք ℓ -ը նվազեցնել մինչև սահմանային 0,01 *մկմ* արժեքը։



Նկ.3. Տրանզիստորի դինամիկ ց_m դիքության կախումը արտաբերի լարումից, փականի լարման տարբեր արժեքների դեպքում, (ա- L=0,5, b=0, ΔE_{t} =0, բ- L=0,5, b=0,12, ΔE_{t} =0,15, f = 10 *Գ2ց*)

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

- Casady J. B., Johnson R.W. Status of Silicon Carbide as a Wide-Bandgap Semiconductor For High-Temperature Applications // Sol. St. Electron. –1996. –P. 1409-1422.
- 2. Baliga B. J. Trends in Power Semiconductor Devices // IEEE Tranc Electron Devices. -1996. P. 1717-1731.
- 3. Sze S. M. Physics of Semiconductor Devices. Second Ed. J. Wiley & Sons. 1981. 836p.
- 4. Murry S. P., Roeneker K.P. An analytical model for SiC MESFETs // Solid-St. Electron. -2002. P.1495-1505.
- Chiang T.K., Wang Y. H., Houng M.P. Modeling of threshold voltage and subthreshold swing of shortchannel SOI MESFETT's // Solid-St. Electron. -1999. -P.123-129.
- Trew R.J. Experimental and simulated results of SiC microwave power MESFETs // Phys. Stat. Sol. –1997. P.409 – 419.
- 7. Current status of SiC based high-temperature gas sensors / A.L. Spetz, P. Tobias, et al // IEEE Trans. Electron Devices. –1999. – P. 561-567.
- 8. Silicon carbide TUNNETT diodes / V.V. Buniatyan, V.M. Aroutiounian, K. Zekentes, al // Solid St. Electron. – 2004. –P.1569-1577.
- Aroutiounian V. M., Buniatyan V.V., Soukiassian P. Microwave Characteristics of BARITT Diodes Based on Silicon Carbide // IEEE Trans. Electron Devices. –1999. –P. 585-588.
- 10. Mitchel W.C., Permin R., Goldstein Y. Fermi level control and deep levels in semiinsulating 4H-SiC // J. Apply: Physics. -1999. -P. 5040-5043.
- Mashiyama I. Energy levels of impurities in SiC // Properties of advanced semiconducton materials / Edit. By M.E. Levinshtein, S. Rumyantsev, M.S. Shur. - New-York: Willey, 2001. – P. 87-97.
- Bakin A. S., Dorozhkin S. I. State-of-the-art in defect control of bulk SiC // Proceed. of Engineering Foundation Conference on High-Temperature Electronic Materials, Devices and Sensors - San Diego, Cal., USA, Febr. 22-27, 1998. –P.2-13.
- Polytype Dependence of Transition Metal-Related Deep Levels in 4H-, 6H- and 15R SiC / Y. Grillenberger, N. Achtziger, G. Pasold et al // Material Science Forum. –2002. – P. 573-576.
- Aluminum implantation-induced deep levels in N-tipe 6H-SiC / S. Fung, M. Gong, C.D. Beling et al // J. Apply: Physics. – 1998. – P.1152-1154.
- Arnold E. Charge-sheet model for Silicon carbide inversion layers // IEEE Trans. Electron Devices. –1999. P. 497-503.
- 16. Բունիաթյան Վ.Վ., Միքայելյան Լ.Ա. Խառնուրդ. խորը և կպչուն մակարդակ. պարունակող Սիլիցիում-կարբիդային դաշտային տրանզիստորի հաղորդականությունները // ՀԳԱԱ և ՀՊՃՀ Տեղեկ. "Տեխնիկական գիտութ." - 2005. –էջ 120-127.
- 17. Вольт-фарадные характеристики SiC полевых транзисторов с барьером Шоттки / **В.В. Буниатян, Ж.М. Арутюнян, Л.А. Микаелян, Ваз.В. Буниатян** и др. // Известия НАН РА. Физика. 2005. –С. 133-139.

ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ)։ Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 10.01.2011։

В.В. БУНИАТЯН, О.А. ПЕТРОСЯН, Г.А. АВЕТИСЯН, А.А. ТАМРАЗЯН

ИМПЕДАНСНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАРБИДКРЕМНИЕВЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ

Исследованы зависимости проводимости и крутизны SiC полевых транзисторов с барьером Шоттки от приложенных напряжений и электрофизических параметров кристалла при наличии глубоких уровней и уровней прилипания в запрещенной зоне полупроводника в режиме переменного сигнала. Для расчета параметров и исследования характеристик предложена новая общая модель.

Ключевые слова: карбид кремния, глубокие легирующие примеси, уровень прилипания, обедненный слой, насыщение скорости насителей.

V.V. BUNIATYAN, O.H. PETROSYAN, G.A. AVETISYAN, A.A. TAMRAZYAN

THE IMPEDANCE CHARACTERISTICS OF SCHOTTKY BARRIER MESFET's

The conductance parameters of Schottky barrier MESFET's dependence on the bias voltage and other electrophysical parameters of semiconductor crystals and device are theoretically examined in the regime of small signal, when the deep impurity and trap levels in the bandgap of channel exist. A new model is proposed for parameter calculation and characteristics study.

Keywords: silicicon carbide, deep impurity levels, capture level, depletion layer, carrier velocity saturation.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, № 2.

UDC 621.391

RADIOELECTRONICS

M.E. BAGHERYAN-MARZOONI, G.V. BERBERYAN

ANALYSIS OF EMI GENERATED BY ELECTRONIC SUPPLY SOURCES CAUSING DISFUNCTIONS IN SIGNAL PROCESSING SYSTEMS, MOBILE COMMUNICATIONS INCLUDED

EMI generation and propagation mechanism, high rates of of voltage and current change in fast switching power devices (such as using IGBT), modeling and identifying EMI (noise) sources and their coupling paths with the signal processing circuitry have been discussed. A practical EMI measurement system has been suggested to extract more information from noise through analysis in frequency and time-domains and test EMI emitting equipment to comply with electromagnetic compatibility (EMC) standards. Different filter topologies have been analiz0 ed for decreasing the EMI originated by negative effect exertion of high dv/dt and di/dt due to high frequency switching.

Keywords: electromagnetic interference, power devices, fast switching, EMI, noise, measurement system, power converters.

Not until recently in studying different kinds of EMI origination and quantitative estimation of negative effects immediately exerted on the signal processing devices was it very popular to believe a concept of separating evaluation conditioned by singly acting noise sources provided that they were all statistically independent on time domain. Eventually it resulted in overall RMS determination as an integral quantitative estimate of signal curruption changing the real *S/N* ratio achieved by simple summation of all calculated, *RMS*-s to a great extent additionally ignoring the spatial-domain belief. The thorough analysis of the same time-domain idea for solution of the task with respect to different spatial applications on a worldwide scale made it apparent that there was a sufficient discrepancy in existing systems for EMI estimations because, on one hand, the spatial domain has been ignored and on the other hand, the resultant estimate of EMI has been achieved without accepting EMI as multivariable vector with weighted components due to their specific particular correlations.

Keeping this end in view we found it to the point to start setting forth our vision of one of the important EMI component common for all operating devices and installations due to the character of closed block interaction immediately associated with the signal processing devices.

Electronic power converters are widely used in many applications including renewable energy generation, industrial equipment/motor drives, household appliances, bio-medical equipment and TV systems, computer power supplies and those for telecommunication equipment, etc. These power converters use fast power semiconductor switches, such as IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) as the preferred switching devices of lower overall costs, losses, smaller sizes, i.e. resultant efficiency exceeding those of other ones. However, fast switching speed of new converter/inverter technologies has the potential to cause EMI due to high voltage and current time derivatives dv/dt, di/dt [1].

High-frequency switching operations in power electronic devices have improved the dynamic performance of AC installations but created unexpected problems such as motor bearing damage, breakdown of winding insulation, leakage currents and high levels of conducted EMI. It is proved that dv/dt as well as common mode voltage generated in AC

drives are responsible for most of these problems [2]. In most of the previous papers some passive EMI filters were employed to reduce the effect of EMI (noise) and high dv/dt in power converters. However, in designing passive filters the compensating bandwidth is comparatively narrow and only a certain part of noise can be eliminated. The size, weight, temperature and reliability issues are significant design constraints. Active EMI filters provide alternative approaches to the problem [3]. Further intrusion into noise sources and coupling paths nowadays as always is desirable as well as more accurate identification of noise propagation mechanism in circuits, including all relevant parasitic elements if essentially required.

It is evident that a discussion on negative effects of EMI generated by electronic power switches, modeling EMI, their coupling paths and propagation mechanism have been presented, eventually resulting in EMI measurement systems adoption in time, and conventional frequency domains enables to extract more information on EMI quantitative reduction with the analytical techniques for noise characterization employed.

Problem station. The introduction of international regulations on electromagnetic compatibility (EMC) has prompted active research in the study of electromagnetic interference (EMI) emission from the abovementioned electronically operating and controlled power supply sources for renewable energy generation. For electronic circuits involved in the switching operation the high level of dv/dt performance in electronic power devices is widely believed to be a major source of EMI emission.

The use of electronic power converters is increasing very rapidly in application to clean energy (power) generating systems such as solar/wind power generation and electric vehicles, which are friendlier to the environment. According to the Electric Power Research Institute (EPRI), about 50...60% of the electric power is flowing through some kind of power electronics equipment, and eventually 100% will likely be doing the same in the near future. This trend is already ongoing in Europe, Australia, America and other continental areas because of the increasing demand for electric power to cater to the needs of the expanding industrial, commercial and residential sectors. As a result of the increasing proportion of electronically processed power, the EMI would increase in the coming years, too, unless well-thought-out EMC standards and proper mitigation techniques are introduced and enforced at an early design stage since failure to consider EMI pointed out at early phases of the design process may enevitably result in expensive modifications some later on. Due to strict EMC regulations, the EMI issue in power converters has recently become a topical area of research.

Modeling of EMI source, coupling path and propagation mechanism. The modeling of EMI (noise) sources and coupling paths in electronic power equipment is helpful for analyzing the EMI mechanism and for designers to improve EMC performance to satisfy national and international EMC standards. Designers may wish to characterize the EMI (noise) sources and identify the noise coupling paths through EMI simulations. However, modeling parasitic elements has been a very difficult task as they are difficult to identify and they may also be physically inaccessible inside the module package. Many methods are proposed in literature for parasitic modeling, such as three-dimensional finite element analysis, time-domain analysis and partial-element equivalent circuit method. These methods are all purely mathematical and they are developed based on computation and computer simulation and thus are very time-consuming because the circuit models are very complicated. Another fundamental limitation of these methods is that expensive instruments and sophisticated simulation tools are mandatory. For better prediction of EMI behavior without complicated circuit models and extensive calculation equivalent lumped circuit models (shown in Fig.1a) are proposed to characterize EMI (noise) from converter systems [4]. Although some EMI phenomena have been described and useful analyses have been reported the fundamental

mechanisms by which the EMI or noise are excited and coupled have not been adequately investigated. Fig.1b shows a typical EMI source-band coupling paths model. In Fig.1a, $b v_m$ is the voltage on the IGBT power switch, and *i*_D is the diode current in a chopper, and *V*_{LISN J} and *V*_{LISN 2} are voltages of two resistors, with the Zs in converter switch, Z_N in LISN (Line Impedance Stabilization Network), the voltage V_{LISN1} developed due to affection of *i*_D and V_{LISN2} originated by *v*_m.



Fig.1. Simplified EMI noise lumped circuit model a), b) EMI sources and coupling paths

An emi measurement system. A practical, low cost EMI measurement system is suggested to capture EMI noise for frequency domain and time-domain analysis, and to test an equipment emitting EMI comply with Australian EMC Standards. The EMI measurement set-up typically requires a LISN, no separator, spectrum analyzer, and computer as shown in Fig. 2. A LISN is required for capturing conduct EMI emission. The noise separator separates common mode (CM) and differential-mode (DM) no components, with the former termed as "ground-included-loop" and the latter as "line-to-line" compone: The output of the noise separator is fed into a spectrum analyzer and the corresponding frequency spectrum can be obtained. Then the data is fed into a computer for analysing and designing the filters.

Traditionally, electromagnetic interference (EMI) measurement is performed with conventional analogue EMI receivers operated in frequency domain. Measurement in the frequency domain takes a long time, of typically 30 minutes for a frequency band from 30 MHz to 1 GHz EMI receivers using a pre-selector to obtain the required dynamic range of 36 dB according to the standard by the International Special Committee on Radio Interference, CISPR 16-1. A time-domain EMI measurement system is suggested for measurement of EMI with a reduced number of accessories and cost to make the system more reliable and simple. This type of measurement system can provide both magnitude and phase information. Also, a number of other statistical virtual measurement systems can be used to simulate the conventional detection system (e.g. peak, average, RMS and quasi peak detector through digital signal processing). It should be noted that our aim is not to replace the conventional frequency-domain EMI measurement system but only to have a simple and efficient method of EMI measurement system that provides more information. Information obtained from both measurement systems can be used for accurate designing of EMI filters and performance testing. The EMI noise emitted from the equipment is captured from the line (L) and neutral (N) outputs of LISN. The EMI presence on the line and neutral phases has the following expressions:

$$V_{\rm L} = V_{\rm CM} + V_{\rm DM} / 2$$
, (1)

$$V_{\rm N} = V_{\rm CM} - V_{\rm DM}/2$$
, (2)

where V_L is the positive line EMI and V_N is the negative line EMI voltage, V_{CM} and V_{DM} are the common and differential modes of EMI noise component voltages, respectively. The two signals given by (1) and (2) will be fed into the digital storage oscilloscope (DSO). Using the inbuilt features of oscilloscope such as sampling, adding and subtracting, the CM and DM components of EMI noise can be separated. The two channels of the DSO are added and subtracted in real-time and on-line to separate the CM and DM noise components (without using a noise separator as in frequency domain measurement system). It is as follows:

$$\mathbf{V}_{\rm CM} = \left(\mathbf{V}_{\rm L} + \mathbf{V}_{\rm N}\right)/2,\tag{3}$$

$$V_{\rm DM} = (V_{\rm L} - V_{\rm N})/2$$
 (4)



The data acquisition process for the time-domain measurement starts with the below sampling process of the oscilloscope. Then the spectra via the Fourier transform but (FT) are digitally computed. The errors due to the frequency characteristics of LISN, transmission line, amplifier, and anti-aliasing filter are corrected by signal procormessing. Next, the analysis of peak, RMS, average, and quasi-peak values of the EMI signal can be performed, as shown in Fig.2. For the measurement of EMI noise current a current probe with a very wide frequency bandwidth can be used.

Analytical Techniques for EMI Characterization and Identification. The high speed switching action (high dv/dt and di/dt) in a power converter emits both CM and DM components of EMI noise. The purpose of the EMI noise analysis is to investigate the fundamental mechanism of the conducted EMI noise generation from power device switching. The mechanism of EMI noise is analyzed through simplified timedomain models to predict the switching noise across the LISN of the measurement system. However, some domain proper models based on several assumptions, such as, the ideal EMI noise source, the ideal switching waveforms of power devices, etc. have been developed which in the first proximity though impair a great deal of accuracy of the model but in iterative approach make the model quite suitable to apply in practice due to limited amount of steps towards a sufficient accuracy rise. The switching transient in a power converter has traditionally been analyzed by modeling it as a single slope dv/dt and di/dt transients. Neither the diode reverse-recovery current effect nor the internal interconnect parasitic has been addressed. In reality, the switching transient of an IGBT has multiple slopes and shows complex switching behavior. The frequency domain model is also used to quickly predict the EMI spectrum, since it is based on the assumptions used for the simplified time domain model, the inherent drawbacks are apparent. The IGBT turn-on switching introduces a major change in device current ic, dic/dt which can be expressed as:

$$\frac{\mathrm{di}_{\mathrm{C}}}{\mathrm{dt}}(\tau_{\mathrm{ON}}) = \frac{g_{\mathrm{m}}(V_{\mathrm{g}} - V_{\mathrm{th}})}{R_{\mathrm{g}}C_{\mathrm{ies}} + g_{\mathrm{m}}L_{\mathrm{s}}},$$
(5)

where g_m is the trans-conductance of the IGBT, V_g is the IGBT gate voltage, and V_{th} is the IGBT threshold voltage. The i_c rise during time τ_{on} causes v_{ce} to fall down because of the stray inductance Ls. The change in v_{ce} can be given as:

$$\Delta_{\rm ce} = -L_{\rm S} \frac{{\rm di}_{\rm C}}{{\rm dt}(\tau_{\rm ON})}.$$
(6)

The change in device voltage, dv_{ce}/dt during τ_{on} can be written as:

$$\frac{\mathrm{d}\mathbf{v}_{ce}}{\mathrm{d}t}(\tau_{\rm ON}) = -L_{\rm S} \frac{\left(\frac{\mathrm{d}\mathbf{i}_{\rm C}}{\mathrm{d}t}\right) \tau_{\rm ON}}{\tau_2},\tag{7}$$

where τ_2 is the time required by the collector current (ic) to change from peak value to steady state value as shown in Figure 4.



Fig. 3. Turn-on waveform of IGBT with inductive load

The di_c/dt during the current rise has a direct impact on the reverse-recovery current (Irr) of the freewheeling diode. The relation between di_c/dt and I_{rr} is given by:

$$I_{\rm rr} = \sqrt{2\tau_{\rm LT}} I_{\rm L} \frac{di_{\rm C}}{dt(\tau_{\rm ON})}, \qquad (8)$$

where τ_{LT} is the minority carrier lifetime of diode. It has been revealed that large reverse-recovery current increases the EMI level. A larger turn on di_c/dt leads to a higher dv_{ce}/dt . High dv/dt and di/dt during switching of power devices is related to switching frequency and conducted EMI level.

Mitigation of EMI (Noise) Generated From Power Converters. Filters can be designed and used to reduce EMI emission from power converters. Fig. 4 shows the simulation

model for the investigation of EMI on a pulse width modulated (PWM) IGBT-inverter fed AC motor drive.



Fig. 4. EMI investigation on a pulse width modulated IGBT-Inverter fed AC

Fig.5a shows a typical PWM inverter output voltage. Fig.5b shows overvoltage at the motor end due to EMI and high dv/dt value.



Fig. 5. Overvoltage at the motor terminal due to EMI

Another point of a fact which can be caught a sight of as the matter of significantly suppressed EMI occurrence caused due to different types of RC or LC filters applications is presented in Fig.6. It comes out as a comparabely shaped a reduction in oscillations with an exponentially decreasing amplitudes coresponding to short time intervals within transient processes in time domain for the cases mentioned above concerning Fig.5.

One can obviously accept that such EMI can affect a lot of disfunctions in many telecommunication equipment.units and even speech codecs included if not properly reduced.



Fig. 6. EMI mitigation using filters

Conclusions. The impact of EMI noise generated from power electronic switches due to fast switching (high dv/dt and di/dt) is investigated. EMI noise modeling, coupling path and propagation mechanism issues are also discussed. A time domain measurement technique is suggested together with the conventional frequency domain measurement system as reference for collecting more information for EMI noise characterization. The suggested EMI measurement system will be able to capture EMI noise for frequency-domain and time-domain analysis, and to test equipment emitting EMI to comply with electromagnetic compatibility (EMC) standards. Mitigation techniques for the effect of EMI are discussed. From simulation results it can be revealed that the effect of EMI can be reduced significantly with the help of properly structured filters of simple topologies.

References

- Haque M.E., Bokhari A.A. and Alolah A.I. Simulink modeling of the problem associated with fast switching PWM IGBT-inverter fed AC motor drive with long cable and its remedies // IEEE Intl. conference on Systems, Signals & Devices.- Sousse-Tunisia, March, 21-24, 2005.
- Analysis of anew PWM method for conducted EMI reduction in a field oriented controlled induction motor / L.H. Kim, N.K. Hahm, W.C. Lee et al // Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '06), 19-23 March, 2006. - P 204-210.
- 3. **Chen W., Yang X.** and **Wang Z.** An active EMI filtering technique for improving passive filter low-frequency performance // IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility.-Feb., 2006.- Vol. 48, N. 1.-P.172-177.

4. Noise source lumped circuit modeling and identification for power converters / J. Meng, W. Ma, Q. Pan et al // IEEE Trans. Industrial Electron.- Dec., 2006.- Vol. 53, N.6.-P.1853–1861.

State Engineering University of Armenia (Polytechnic). The material was received 07.02.2011.

Մ.Է. ԲԱՂԵՐՅԱՆ-ՄԱՐՉՈՒՆԻ, Գ.Վ. ԲԵՐԲԵՐՅԱՆ

ԱՉԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ՝ ՆԵՐԱՌՅԱԼ ՇԱՐԺԱԿԱՆ ԿԱՊԻ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՄՆՈՒՑՄԱՆ ԷԼԵԿՏՐՈՆԱՅԻՆ ՍԱՐՔԱՎՈՐՈՒՄՆԵՐԻՑ ԱՌԱՋԱՑԱԾ ՖՈՒՆԿՑԻՈՆԱԼ ԽԱՓԱՆՈՒՄՆԵՐ ՀԱՐՈՒՑՈՂ ԷԼԵԿՏՐԱՄԱԳՆԻՍԱԿԱՆ ԽԱՆԳԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆ

Դիտարկված են ԷՄԽ-ի առաջացման և տարածման մեխանիզմը, լարման և հոսանքի փոփոխության մեծ արագությունները արագագործ շարունակական անցողիկ ընթացքներով բնութագրվող սնուցման սարքավորումները, ԷՄԽ-ի աղբյուրների մոդելավորող և նույնականացնող, ինչպես նաև ազդանշանների մշակման ենթակառուցվածքների հետ դրանց կապող շղթաները։ Ընտրված և առաջարկված է իբրև հենակային տարբերակ` մի գործնական սխեմա էլեկտրամագնիսական համատեղելիության պահանջները բավարարելու նպատակով նշված ԷՄԽ-ի մասին՝առավել լիարժեք տեղեկատվություն քաղելու և բացասական ազդեցություններն էապես նվազեցնելու կամ վերացնելու միտումով` դրանց հնարավոր պատձառների միարժեք նույնականացումը իրագործելու համար

Առանցքային բառեր. Էլեկտրամագնիսական խանգարումներ, սնուցման Էլեկտրոնային սարքավորումներ, արագ փոխանջատում, աղմուկ, հզորության կերպափոխիչներ, Էլեկտրամագնիսական խանգարումներ։

М.Э. БАГЕРЯН-МАРЗУНИ, Г.В. БЕРБЕРЯН

АНАЛИЗ ЭМП, ГЕНЕРИРУЕМЫХ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ПИТАНИЯ И ВЫЗЫВАЮЩИХ ДИСФУНКЦИИ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ВКЛЮЧАЯ СИСТЕМЫ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ

Приведены результаты анализа процессов возникновения и распространения электромагнитных помех (ЭМП). В качестве базового образца предложена измерительная система, обеспечивающая наиболее полное извлечение информации из процесса образования помех и их эффективное подавление, а также тестирование генерирующего ЭМП оборудования для проверки его соответствия стандартам электромагнитной совместимости. Рассмотрены топологии различных типов фильтров для уменьшения ЭМП, порождаемых вредным воздействием больших скоростей изменения напряжений и токов, обусловленных большой частотой переключения.

Ключевые слова: электромагнитные помехи, гибридные полевые-биполярные транзисторы, электронные устройства питания, топология, фильтры, электромагнитная совместимость.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

УДК 621.37

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

А.А. АХУМЯН, Н.Г. ПОГОСЯН, А.А. ГАСПАРЯН, А.А. КУЗАНЯН

МИКРОПОЛОСКОВАЯ ФРАКТАЛЬНАЯ АНТЕННА МИНКОВСКОГО S-ДИАПАЗОНА

Рассмотрена диаграмма направленности фрактальных антенн на основе первой итерации Минковского с линейной и циркулярной поляризацией. Экспериментально и при помощи моделирования подтверждается, что излучатели с фрактальной геометрией ни в чем не уступают широко используемым квадратным микрополосковым излучателям, имея значительное преимущество с точки зрения линейных размеров.

Ключевые слова: фрактальные антенны, итерация, поляризация, диаграмма направленности.

Развитие мобильных телекоммуникационных технологий, радаров и СВЧ датчиков перемещений диктует необходимость разработки новых многоэлементных антенных систем, состоящих из излучателей, имеющих малые размеры и оптимальную конфигурацию. К наиболее распространенным типам таких излучателей относятся квадратные микрополосковые печатные антенны (МПА), преимуществами которых являются малый вес, легкость изготовления, интегрируемость в СВЧ цепи и простота достижения как линейной, так и круговой поляризаций. К основным недостаткам МПА относятся узкополосность как следствие резонансного характера, а также достаточно большие размеры, затрудняющие их интегрирование в антенные решетки с большим углом сканирования диаграммы направленности (ДН). Такие известные методы уменьшения размеров МПА, как применение подложек с высокой диэлектрической проницаемостью и сосредоточенных реактивных элементов, приводят к трудности широкополосного согласования МПА и ухудшению электродинамических параметров. Альтернативным путем является оптимизация геометрии МПА на основе фрактальных технологий.

В настоящей работе приводятся результаты разработки фрактальных МПА в диапазоне 3 *ГГц* и дается их сравнение с традиционными квадратными МПА.

Фракталы представляют собой геометрические фигуры, рекурсивно повторяющиеся по закону дробной размерности [1,2]. Среди большого разнообразия фрактальных структур наиболее приемлемыми для МПА являются фракталы Минковского [3,4].

207



Рис.1. Нулевая (а) и первая (б) итерации Минковского

На рис.1 приведен пример первой итерации фрактального преобразования Минковского прямой дипольной антенны длиной L, которую можно принять за нулевую итерацию. Применяя подобное преобразование к каждому прямому отрезку, можно получить фрактальные диполи высших итераций. Поскольку резонансная частота диполя определяется его длиной, для сохранения ее неизменной при фрактальном преобразовании примем

$$L_{\Sigma,n} = L, \qquad (1)$$

где $\,L_{\Sigma,n}\,$ - общая длина фрактального диполя n-й итерации [5].

При условии

$$L_{\Sigma,n} = 3l + 2h \quad \varkappa \quad h = \frac{1}{2}l$$

высота фрактального диполя составит

$$\mathcal{L}_{\Phi,n} = \left(\frac{3}{4}\right)^n \mathcal{L} , \qquad (2)$$

т.е. с повышением порядка итерации высота диполя сокращается, что и является основным преимуществом фрактальных антенн. На рис.2 приведен пример фрактального преобразования Минковского квадратной МПА.



Рис.2. Квадратная (а), первая (б) и вторая (в) итерации фрактального преобразования Минковского

Как видно из рисунка, размер МПА существенно сокращается уже при первых итерациях. Для проверки условия неизменности резонансной частоты (1) проведено моделирование фрактальной и квадратной МПА, результаты которого приведены на рис.3 [6].



Рис.3. Зависимость резонансных частот нулевой, первой и второй итераций фрактального преобразования Минковского от ломаной кривой

Как видно, при соблюдении условия (1) резонансные частоты фрактальной антенны первой и второй итераций совпадают и превышают соответствующие значения для квадратной МПА на 20%. Учитывая, что резонансная частота квадратных МПА определяется условием

$$L = 0,49 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{s\phi}}},$$
(3)

где λ - резонансная длина волны; $\epsilon_{_{3\phi}}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость среды между МПА и земляной плоскостью, для фрактальных МПА Минковского получим эмпирическое соотношение

$$L_{\Sigma,n} = 0.6 \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{o\phi}}}, \qquad (4)$$

которое можно использовать при инженерных расчетах.

Выбор точки запитки МПА определяет такие важные параметры излучателя, как согласование с фидером, форма ДН и поляризация излучения [1,2]. В случае фрактальных антенн этот выбор не так тривиален, как при квадратных МПА. Выбор точки запитки нами осуществлен в центральной части фрактала, геометрия которой остается практически неизменной при итерациях высшего порядка.



Рис.4. Зависимость |S11| от точек запитки

На рис.4 приведены частотные зависимости коэффициента отражения от координаты точки запитки, полученные в результате симуляции с помощи программы Ansoft HFSS. Как видно, с изменением координат точки запитки связь фидера с резонансной фрактальной МПА меняется от режима слабой связи до пересвязанного с соответствующим изменением коэффициента отражения и резонансной частоты. Экспериментальные результаты хорошо согласуются с расчетными данными.

Для экспериментального сравнения квадратной и фрактальной МПА были изготовлены макеты антенн с одинаковыми резонансными частотами, равными 3 *ГГц* (рис.5).



Рис.5. Расположение слоев микрополосковых квадратных печатных антенн

Антенны выполнены на подложках марки duroid с толщиной диэлектрика 1 *мм* и диэлектрической проницаемостью 2,2 [7]. Известным двухантенным методом, где в качестве эталонной антенны служила аттестованная квадратная МПА, получена диаграмма направленности фрактальной МПА первой итерации Минковского (рис.6).



Рис.6. Диаграмма направленности первой итерации фрактального преобразования Минковского на резонансной частоте, равной 3 *ГГц*

Ширина ДН фрактальной МПА на половинном от максимального значения уровне составила 76°, а квадратной МПА- 62°. Усиление в направлении главного максимума составило 7,2 и 6,1 *дБ* для квадратной и фрактальной МПА соответственно [8].

Снижение коэффициента усиления и уширение ДН фрактальной МПА обусловлены уменьшением линейных размеров и площади антенны по сравнению с квадратной МПА. Следовательно, применение порядка итерации фрактального преобразования более, чем второго, приведет к недопустимому снижению характеристик антенны.



Рис.7. Линейная (а) и круговая (б) поляризации фрактальной МПА на резонансной частоте, равной З *ГГц*

Для многих применений МПА, в частности в радиолокационных фазированных антенных решетках (ФАР), решающее значение приобретают поляризационные свойства МПА. Излучающий элемент ФАР должен обеспечивать как линейную, так и круговую поляризации с высокой кроссполяризационной развязкой. На рис.7 а, б приведены экспериментальные результаты кроссполяризационной развязки в случае линейной и круговой поляризаций фрактальной МПА. Для обеспечения круговой поляризации использовались две ортогональные точки запитки с квадратным фазовым сдвигом. В качестве тестового излучателя служила спиральная антенна.

Кроссполяризационная развязка фрактальной МПА как для линейной, так и для круговой поляризаций превышает -16 *дБ* и не уступает квадратной МПА. Таким образом, фрактальные антенны Минковского по электродинамическим параметрам не уступают традиционным квадратным МПА, имея существенно меньшие размеры. Последнее позволяет существенно снизить паразитную связь между излучателями ФАР, приводящую к деградации ДН при больших углах сканирования луча.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Balanis Constantine A. Antenna theory analysis and design. Third edition. 2005.
- 2. Milligan T.A. Modern antenna design. 2005. P. 285-306.
- 3. Douglas H. Werner and Suman Ganguly An Overview of Fractal Antenna Engineering Reserch // IEEE Antennas and Propagation Magazine. February 2003. Vol. 45, No. 1.
- Investigations into Novel Multi-band Antenna Disigns / Ross Kyprianov, Bobby Yau, Aris Akexopoulos, Akhilesh Verma and Bevan D. Bates // DSTO-TN-0719.
- Fawwaz J. Jibrael, Feaz F. Shareef and Wafaa S. Mummo. Small Size and Dual Band of a Quadratic Koch Dipole Fractal Antenna Design // American Journal of Applied Sciences. – 2008. - 5 (12). – P. 1804-1807.
- Ali Sadeq Abdulhadi Jalal. A New Compact Patch Antenna Design for Circular Polarization Applications Based on 3rd Iteration Minkowski-Like Pre-Fractal Geometry // J.Eng. Applied Sci. – 2008. – N 3. – P. 729-734.
- Pilevari Salmasi M., Kashani F. H., Azarmanesh M. N. A novel broadband fractal sierpinski shaped, microstrip antenna // Profress In Electromagnetics Research C. – 2008. - Vol. 4 - P. 179-190.
- Zainud-Deen S. H., Malhat H. A., and. Adwadalla K. H. Fractal antenna for passive UHF RFID applications // Progress In Electromagnetics Research B. - 2009. - Vol. 16. – P. 209-228.

ИРФЭ НАН РА. Материал поступил в редакцию 25.12.2010.

Ա.Ա. ՀԱԽՈՒՄՅԱՆ, Ն.Գ. ՊՈՂՈՍՅԱՆ, Ա.Ա. ԳԱՍՊԱՐՅԱՆ, Ա.Ա. ԿՈՒՉԱՆՅԱՆ

Տ-ՏԻՐՈՒՅԹԻ ՄԻՆԿՈՎՍԿՈՒ ՄԻԿՐՈՇԵՐՏԱՅԻՆ ՖՐԱԿՏԱԼ ԱՆՏԵՆԱ

Դիտարկվել է Մինկովսկու առաջին իտերացիայով ֆրակտալային տպասալիկային անտենայի ուղղորդվածության դիագրամը՝ գծային և շրջանային բևեռացմամբ։ Մոդելավորմամբ և փորձնականորեն հաստատվել է, որ ֆրակտալային անտենան ոչնչով չի զիջում մեկ ավանդական ուղղանկյուն տպասալիկին, ունենալով զգալի փոքր գծային չափերի առավելություն։

Առանցքային բառեր. ֆրակտալ անտենա, իտերացիա, բևեռացում, ուղղորդվածության դիագրամ։

A.A. HAKHOUMYAN, N.G. POGHOSYAN, A.A. GASPARYAN, A.A. KUZANYAN

S-BAND MINKOWSKI MICROSTRIP FRACTAL ANTENNA

Radiation patterns of linear and circular polarizations of fractal antennas based on the Minkowski first iteration are presented. Experimental and simulation results show that the emitters with fractal geometry are not inferior to the widely used rectangular microstrip ones, and even have significant advantage as to linear sizes.

Keywords: fractal antennas, iteration, polarization, radiation pattern.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

УДК 621.555.6

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Р.А. СИМОНЯН, А.Г. ГУЛЯН, А.А. САНОЯН, Р.М. КИРАКОСЯН

ВЫСОКОТОЧНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ МИЛЛИМЕТРОВОГО И ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНА

Описан измеритель поглощаемой мощности падающего излучения миллиметрового (ММ) и инфракрасного (ИК) диапазона длин волн, который обеспечивает измерение поглощаемой мощности излучения начиная от 0,1·10⁻³ *BT* с точностью порядка 1 %. Прибор отличается от известных тем, что нагрев нагрузки сравнения осуществляется при помощи совмещения в одном транзисторе функций датчика температуры и нагревателя. Этим обеспечивается полная идентичность по теплофизическим параметрам обеих нагрузок. Разность температур между нагрузками ≤0,01 °*C*, при этом измерительная нагрузка нагревается поглощенным в нагрузке СВЧ излучением, а нагрузка сравнения - источником тока. Описанный измеритель может найти применение при разработке высокоточных чувствительных ваттметров как в области ММ волн, так и в области ИК диапазона длин волн.

Ключевые слова: биполярный транзистор, p-n переход, временное разделение, точность, нагрузка измерения, нагрузка сравнения.

Широкое применение калориметрических методов измерения мощности сверхвысокочастотного (СВЧ) излучения оправдано простотой превращения энергии удобством электрического тока в тепловую И измерения теплоты. Среди калориметрических измерителей мощности (ИМ) временные и точностные характеристики существенно улучшаются при введении в их состав нагрузок сравнения. В основу работы таких калориметров заложен принцип сравнения теплового воздействия измеряемой измерительную нагрузку мощности, подаваемой на первичного измерительного преобразователя, с тепловым воздействием известной мощности постоянного или переменного тока низкой частоты, подаваемой на нагрузку сравнения. Фактически процесс измерения СВЧ мощности сводится к измерению мощности, подаваемой на нагрузку сравнения.

В таблице приведены основные параметры ваттметров поглощаемой мощности, имеющих измерительные камеры и камеры сравнения. Как следует из таблицы, ваттметры сравнения отличаются широкополосностью, большим динамическим диапазоном и погрешностью измерения 4...8%, а погрешность ваттметра оптического диапазона доходит до 12,5%. Это объясняется тем, что в калориметрах с жидким теплоносителем источником погрешности могут служить недостаточная интенсивность перемешивания жидкости, образование пузырков в трубопроводе, флуктуация температуры потока жидкости и т.д.

Таблица

	Марка	Мощность измерения, <i>Вт</i>	Диапазон измерения	Погрешность измерения, %	Примечание
1	M3-11A	10·10 ⁻³ 10	(1 <i>МГц</i> 11,5) ГГц	≤5,8	Жидкостный теплообменник
2	M3-13	22·10 ³	(30 <i>МГц</i> 1,6) ГГц	48	Жидкостный теплообменник
3	M3-13/1	62·10 ³	(2,59 <i>ГГц</i> 37,5) <i>ГГц</i>	48	Жидкостный теплообменник
4	MK3-18A	0,110-2	(0,43,5) мкм	±10	Сухой калориметр
5	M3-24	0,011	(0,227,5) мкм	±12,5	Сухой калориметр

Ваттметры поглощаемой мощности

В сухих калориметрах основным источником погрешности служат различные температурные поля для измерительной нагрузки и нагрузки сравнения. Наличие нагревателя для нагрузки сравнения уже создает различие теплофизических параметров между нагрузками, что и является источником погрешности.

Для существенного улучшения параметров сухих (статических) измерителей мощности целесообразно применять решения, принятые в [3, 4], где благодаря временному разделению функции измерения и регулированию температуры стало возможным изготовление нагрузки с полностью одинаковыми теплофизическими параметрами.

Упрощенная функциональная схема разработанного измерителя мощности показана на рисунке.



Рис. Функциональная схема измерителя мощности

На рисунке показаны цифрами: 1 - термодатчик (р-п переход биполярного транзистора) нагрузки измерения; 2 - термодатчик-нагреватель (транзистор) нагрузки сравнения; 3,4,5 - ограничивающие или развязывающие резисторы; 6 - резистор для измерения тока коллектора транзистора 2; 7,8,9,10 - электронные ключи, при этом ключи 9,10 работают в противофазных режимах относительно ключей 7,8; 11 - генератор меандра с противофазными выходами; 12 - блок управления нагревом нагрузки сравнения; 13,14 - блоки измерения температуры; 15 - дифференциальный усилитель; 16 - блок измерения мощности; 17 - нагрузка измерения; 18 - нагрузка сравнения; 19 - тепловой экран; 20 - теплоизолятор (пенопласт). Схема питается от двух стабилизированных источников ±15 *B* и источника 20 *B* для нагрева нагрузки сравнения.

Отметим, что элементы 1 и 2 выполнены на однотипных транзисторах, при этом коллектор транзистора 1 не используется. Нагрузки 17 и 18 совершенно однотипные, и для создания хорошего теплового контакта с корпусами транзисторов 1 и 2 использована теплопроводящая паста. Нагрузки изолированы от окружающей среды пенопластом ПХВ-1 и имеют общий медный тепловой экран 19. При этом вход нагрузки 17 открыт для падающего излучения, а вход нагрузки 18 закрыт.

Измеритель мощности работает следующим образом. После включения сетевого напряжения включается источник СВЧ излучения, подключенный к входу нагрузки измерения. Нагрузка 17, согласованная с волноводным СВЧ трактом (КСВН<1,2), начинает нагреваться. Это приводит к тому, что на выходе электронного термометра 13 образуется напряжение, пропорциональное температуре нагрузки 17. При этом процесс нагрева будет продолжаться до тех пор, пока приращения температуры измерительной нагрузки ΔT_{μ} будут удовлетворять условию

$\Delta T_{\rm H} = P_{\rm CBH} \cdot R_{\rm TH},$

где Р_{СВЧ} - мощность поглощаемой нагрузки; Rти - коэффициент, определяющий количество тепла, передаваемое измерительной нагрузкой окружающей среде (тепловому экрану); Rти - фактически величина теплового сопротивления, нагрузка-окружающая среда (тепловой экран).

Почти одновременно с измерительной нагрузкой 17 нагревается также нагрузка сравнения 18, так как последняя представляет собой следящий термостат с задатчиком, которым является термометр 13, а его выходное напряжение служит в качестве задающего напряжения термостата на основе транзистора 2.

Поскольку тепловая постоянная времени установления температуры нагрузки измерения почти на порядок больше времени установления температуры нагрузки сравнения, то после установления температуры нагрузки измерения 17 также устанавливается температура нагрузки сравнения 18. Для измерения мощности, необходимой для нагрева нагрузки сравнения на температуру $\Delta T_{\rm Hc}$, измеряется ток коллектора транзистора 2 с последующим умножением на напряжение на коллекторе U_к, что реализуется в блоке 16. Для

этого импульсное напряжение с обоих концов резистора 6, включенное последовательно с коллектором транзистора 2, усиливается, преобразуется в напряжение постоянного тока при помощи синхронного детектора-фильтра (для обеспечения высокой помехоустойчивости), для которого в качестве опорной фазы используется напряжение с выхода меандра 11 (в схеме не показано). Умножение тока на напряжение на коллекторе производится прецизионным аналоговым умножителем AD534L с допустимой ошибкой умножения не более ±0,25 %. Выходное напряжение постоянного тока блока 16 с высокой точностью пропорционально мощности нагрева нагрузки сравнения.

Таким образом, поглощаемая в нагрузке измерения 17 мощность привела к нагреву нагрузки на $\Delta T_{\rm s}$, что вызвало рост напряжения на выходе термометра 13 на $\Delta U_{\rm s}$. Такой рост напряжения задатчика термостата (фактически нагрузки сравнения) способствовал росту температуры на $\Delta T_{\rm cp}$. Основная погрешность измерения зависит фактически от того, насколько температуры $\Delta T_{\rm s}$ и $\Delta T_{\rm cp}$ равны. Отметим, что стабильность установленного значения температуры нагрузки 18 и ее дрейф зависят от стабильности и дрейфа дифференциального усилителя 15. При исполнении дифференциального усилителя на прецизионном операционном усилителе OP-07 временной дрейф температуры нагрузки будет иметь порядка 0,2·10⁻³ °C/месяц, а температурный дрейф - не более 0,3·10⁻³ °C при изменении температуры окружающей среды на 1°C.

Так как нагрузка сравнения и нагрузка измерения по своим теплофизическим параметрам абсолютно не отличаются друг от друга, то можно утверждать, что при применении большого усиления и прецизионной микросхемы $\Delta T_{u}=\Delta T_{cp}$, или же $P_{CBY}=P_{имп}$, где P_{CBY} - часть падающей мощности, поглощенной в измерительной нагрузке, $P_{имп}$ - мощность для нагрева нагрузки сравнения, измеренное блоком 16. Обычно измерительные нагрузки имеют коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) от 1,15 до 1,6. Величина падающей мощности определяется по формуле

$$P_{CB4} = \frac{P_{H4}}{K_{s}(1 - |r_{np}|^{2})},$$

где К_э≈1 (при полном равенстве Тиз=Тср), а модуль коэффициента отражения:

$$\Gamma_{\rm np} \Big| = \frac{E_{\rm orp}}{E_{\rm nog}},$$

Е_{отр} - напряженность поля отраженной волны; Е_{под} - напряженность поля падающей волны, или же:

$$\left| \Gamma_{\rm np} \right| = \frac{\rm KCBH - 1}{\rm KCBH + 1}.$$

При изготовлении макета измерителя мощности была проверена долговременная стабильность разницы Тиз-Тср≤0,01°С.

Основные технические параметры разработанного измерителя мощности:

- диапазон частот измерителя от ММ волн до ИК диапазона;
- диапазон измеряемых мощностей 0,1·10⁻³...200·10⁻³ *Br*,
- точность измерения поглощаемой мощности- ±1 %;
- габариты 250х200х80 мм;
- Bec ≤6,5 KT.

Разработанный измеритель мощности может найти применение благодаря высокой точности, простоте изготовления и широкому диапазону измеряемых частот, начиная от субмиллиметровых и миллиметровых волн и кончая инфракрасным диапазоном. Очевидно, что в каждом поддиапазоне следует применять согласование с волновым сопротивлением нагрузки. Для высокой стабильности показания целесообразно термостатировать тепловой экран (с точностью $\pm 0, 1^{\circ}C$).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Справочник по радиоизмерительным приборам / Под. ред. В.С. Насонова. Том 2.- М., 1977.- 272 с.
- 2. Билько М.И., Томашевский А.К. Измерение мощности на СВЧ. М.: Радио и связь, 1986. 168 с.
- 3. А.с.1557458, Устройства для измерения температуры / Р.А. Симонян, Э.Г. Везирян. 15.04.1990.-Бюл. 14.
- 4. А.с.1501006, Устройство для регулирования и измерения температуры/ Р.А. Симонян, Д.Э. Торикян. 15.08.1989.-Бюл. 30.

ИРФЭ НАН РА. Материал поступил в редакцию 11.07.2010.

Ռ.Հ. ՄԻՄՈՆՅԱՆ, Ա.Գ. ՂՈՒԼՅԱՆ, Ա.Ա. ՍԱՆՈՅԱՆ, Ռ.Մ. ԿԻՐԱԿՈՍՅԱՆ

ՄԻԼԻՄԵՏՐԱՅԻՆ ԵՎ ԻՆՖՐԱԿԱՐՄԻՐ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ԱԼԻՔՆԵՐԻ ԲԱՐՁՐ ՃՇՏՈՒԹՅԱՆ ՀՉՈՐՈՒԹՅԱՆ ՉԱՓԻՉ

Նկարագրված է միլիմետրային և ԻԿ տիրույթի ալիքների համար նախատեսված կլանվող հզորության չափիչ, որն ապահովում է հզորության չափումը՝ սկսած 0,1x10-3 Վտ-ից 1% Ճշտությամբ։ Սարքը նախկիններից տարբերվում է նրանով, որ համեմատող բեռի ջեռուցումն իրականցվում է մեկ տրանզիստորի միջոցով, որը ներառում է ջերմաստիՃանի տվիչի և ջեռուցիչի ֆունկցիաները։ Դրանով իսկ ապահովվում է համեմատող և չափող բեռների ջերմաֆիզիկական պարամետրերի նույնությունը։ Բեռների միջև ջերմաստիՃանների տարբերությունը փոքր է 0,01°Cից, ընդ որում, չափող բեռը տաքանում է կլանված ԳԲՀ Ճառագայթից, իսկ համեմատող բեռը՝ հոսանքի աղբյուրից։ Նկարագրված հզորության չափիչը կարող է կիրառվել զգայուն և Ճշգրիտ հզորության չափիչներ պատրաստելիս ինչպես միլիմետրային, այնպես էլ ԻԿ տիրույթի ալիքների համար։

Առանցքային բառեր. երկբևեռ տրանզիստոր, p-ո անցում, ժամանակային տարանջատում, Ճշտություն, չափող բեռ, համեմատող բեռ։

R.H. SIMONYAN, A.G. GHULYAN, A.A. SANOYAN, R.M. KIRAKOSYAN

HIGH-ACCURACY POWER METER IN MILLIMETER-WAVE AND IR RANGES

Millimeter-wave and infrared range incident power meter, providing absorbed power measurement from lower limit 0,1x10⁻³W, with 1% accuracy is described. The distinguishing feature is that reference load is heated by a single transistor combining the functions of temperature meter and heater. This fact makes measurement and reference loads identical in their thermal parameters. As a result, the reference load is heated from power supply. The developed device may find application in high-accuracy wattmeter development in millimeter and IR parts of radiation spectrum.

Keywords: bipolar transistor, p-n transition, time-sharing, accuracy, measurement load, reference load.

ISSN 0002-306Х. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2011. Т. LXIV, ¹ 2.

Мартиросян Радик Мартиросович (к 75-летию со дня рождения)

1 мая 2011 г. исполнилось **75 лет Радику Мартиросовичу Мартиросяну** - крупному ученому в области радиофизики, академику НАН Армении. Мартиросян Р.М. родился в селе Мадагис Мардакертского района Нагорно-Карабахской автономной области в семье рабочего. По окончании средней школы в 1953г. он поступил в Ереванский государственный университет на физико-математический факультет. В 1958г. с отличием



окончил университет, получив квалификацию астрофизика.

В формировании Р.М. Мартиросяна как ученого важнейшую роль сыграла встреча с выдающимся деятелем науки, лауреатом Нобелевской премии, академиком Александром Михайловичем Прохоровым, с помощью которого он поступил в аспирантуру Физического института им. П.Н. Лебедева АН СССР. В дальнейшем научная деятельность Р.М. Мартиросяна в ФИАНе проходила под руководством А.М. Прохорова. В эти годы он провел ряд исследований по созданию эффективных квантовых усилителей дециметрового диапазона длин волн. Мартиросян Р.М. является одним из пионеров применения квантовых усилителей в радиоастрономических исследованиях. Разработанный им квантовый усилитель на волне 21см со связанными активными резонаторами был первым в Советском Союзе, успешно примененным в радиоастрономии.

Будучи установленным на радиотелескопе РТ-22, он повысил чувствительность приемного комплекса в 7-8 раз в непрерывном спектре и в 15 раз в спектральных исследованиях. В результате выполненных исследований были получены новые данные о структуре линий излучения водорода в Галактике и по топографии радиоизлучения крабовидной туманности.

После успешной защиты кандидатской диссертации в 1964 г. Мартиросян Р.М. поступил в Институт радиофизики и электроники (ИРФЭ) АН Армении, где в течение короткого времени сумел создать новое научное направление по поиску и исследованию новых активных веществ, необходимых для разработки высокоэффективных квантовых усилителей в различных диапазонах электромагнитных волн сверхвысоких частот. Большой интерес представляют развитый Р.М. Мартиросяном метод определения усилительных характеристик активных кристаллов на основе релаксационных вероятностей и проведение с помощью этого метода комплексных исследований парамагнитных кристаллов с большими начальными расщеплениями. Особо следует отметить исследования искусственных кристаллов изумруда, которые способствовали усовершенствованию технологии синтеза изумруда и открыли для квантовой электроники сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн новое, весьма перспективное направление.

Мартиросяном Р.М. предложены и реализованы новые пути повышения эффективности квантовых усилителей, а именно, применение связанных резонаторов в дециметровом диапазоне, полностью заполненных активным веществом волноводных отрезков частотной модуляции накачки в сантиметровом и миллиметровом диапазонах. Радик Мартиросович первым исследовал схему инверсии, допускающую одновременное усиление двух сигналов с различными частотами, которая экспериментально осуществлена на длинах волн 21 см и 3 см. Разработанный Р.М. Мартиросяном волноводный квантовый усилитель на волне 1,35см, крупнейшем радиотелескопе PATAH-600, успешно примененный повысил на чувствительность приемного комплекса в 14 раз. С его помощью исследовано радиоизлучение ряда космических лазерных источников, получены новые научные данные, выявляющие их физические свойства.

Цикл работ Р.М. Мартиросяна, посвященный фундаментальным исследованиям физических основ квантового усиления в миллиметровом диапазоне, удостоен Государственной премии Украины 1989г. в области науки и техники.

Возглавляемый Р.М. Мартиросяном ИРФЭ принимал активное участие в выполнении ряда международных и союзных программ. Высокочувствительная СВЧрадиоприемная аппаратура, созданная при его непосредственном руководстве, широко применялась в космических программах "Интеркосмос", "Природа" и "Океан" по изучению природных ресурсов Земли. Разработанные коллективом ИРФЭ приборы успешно использовались для изучения тепловых контрастов, радиоастрономических и медикобиологических исследований.

222

Весьма плодотворным было участие в программах "Интеркосмос" по исследованию космического пространства, в частности в проекте "Вега". Аппаратура, разработанная в ИРФЭ, была успешно использована в создании и эксплуатации радиоинтерферометра со сверхдлинной базой, благодаря чему удалось достичь высокой точности измерений траектории движения аэростатных зондов в атмосфере Венеры.

Работы Р.М. Мартиросяна и его учеников по разработке и внедрению высокочувствительных приемных систем удостоены Государственной премии Армении 1988г. в области науки и техники.

Начиная с 1987г. в ИРФЭ под научным руководством Р.М. Мартиросяна велись фундаментальные и прикладные исследования В области высокотемпературной сверхпроводимости. Впервые обнаружено интенсивное квазимонохроматическое собственное излучение в сверхвысокочастотном диапазоне в мостиковых пленочных структурах из высокотемпературного сверхпроводника. Показано, что такое излучение обусловлено когерентным движением квантов магнитного потока через сверхпроводящую пленку под действием транспортного тока.

Наряду с плодотворной научной деятельностью Р.М. Мартиросян занимается также преподавательской работой. С 1965г. он читает общие и специальные курсы по радиофизике в Ереванском государственном университете (ЕГУ). По его инициативе в 1983г. на факультете радиофизики была организована кафедра радиофизики сверхвысоких частот, которой он руководил до 1986г. В 1994г. академик Р.М. Мартиросян по решению Правительства Армении был назначен ректором Ереванского государственного университета. За короткий срок им были разработаны программа по преодолению трудностей, связанных с материальнотехнической базой образования и научных исследований, а также программа по подготовке кадров высокой квалификации. Большой вклад внес Р.М. Мартиросян в систему образования, что способствовало интеграции в Европейскую систему образования. За годы руководства Р.М. Мартиросяна в университете открылись новые факультеты и специальности, число студентов увеличилось вдвое. Благодаря многочисленным договорным связям с университетами Европы, США и других стран ЕГУ принимает активное участие в международных научнообразовательных программах.

В 2006 году Р.М. Мартиросян был избран президентом Национальной академии наук Армении. В это время в обществе резко упал престиж науки и научной деятельности. Регулярное недофинансирование привело к большому оттоку специалистов из науки. В таких условиях необходимо было проводить реформы по оптимизации структуры академии, создать правовую базу научных исследований в новых условиях, определить приоритетные направления развития науки в стране.

В течение пяти лет удалось оптимизировать структуру академии, объединив путем слияния научные организации. За это время определены основные приоритетные направления, подготовлен и утвержден Национальным собранием страны закон о Национальной академии наук РА, уточнен особый статус академии.

Мартиросян Р.М. является автором свыше 200 научных работ и двух монографий, изданных в Швеции и США. Научная, педагогическая и научно-организационная деятельность Р.М. Мартиросяна отмечена высокими правительственными наградами Советского Союза, Армении, Франции, Италии.

Выдающийся ученый и прекрасный человек Радик Мартиросович Мартиросян встречает свой юбилей в расцвете творческих сил.

Редакционная коллегия поздравляет Радика Мартиросовича Мартиросяна с юбилейной датой, желает ему крепкого здоровья, долгих лет жизни и новых творческих успехов.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ՂԱԶԱՐՅԱՆ Մ.Դ., ՄԱՐԳՄՅԱՆ Մ.Ա., ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ Մ.Գ., ԱՌԱՔԵԼՅԱՆ Վ.Հ	
ՄԱՐԴՈՒ ՆՍՏԵԼ-ԵԼՆԵԼՈՒ ԱՍԻՍՏԵՆՏ-ԷԿԶՈՍԿԵԼԵՏՈՆԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄ	121
ՍՈԻՔԻԱՍՅԱՆ Ժ.Կ., ՇԱՀԲԱՉՅԱՆ Ա.Մ., ՏՈՆՈՅԱՆ Ա.Հ., ԴԱՎԹՅԱՆ Ս.Ղ.	
ՃԱԿԱՏԱՅԻՆ ՌԵԺԻՄՆԵՐԻ ՈՉ ՀԱՄԱՍԵՌ ՋԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԱՓՈԽԱՐԿՄԱՆ ԴԱՇՏԵՐԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆԸ ԷՊՕՔՍԻԴԱՅԻՆ ՄԻԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՆՄՈՒՇՆԵՐԻ ՖԻԶԻԿԱՄԵԽԱՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՎՐԱ	129
ԱՂԲԱԼՅԱՆ Մ.Գ., ՀՈՎՄԵФՅԱՆ Ա.Հ., ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ Ա.Մ., ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Ա.Ա.	
ՄՈԼԻԲԴԵՆԻՏԱՅԻՆ ԽՏԱՆՅՈՒԹԵՐԻՑ ՍԻԼԻԿԱՋԵՐՄԱՅԻՆ ՄԵԹՈԴՈՎ ՄՈԼԻԲԴԵՆԻ ԵՐԿՍԻԼԻՑԻԴԻ ՍՏԱՑՄԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՑԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ԵՎ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔԱԳՈՅԱՑՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ	136
ԳԵՈԴԱԿՅԱՆ Ջ.Ա., ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Բ.Վ., ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ Ռ.Ա., ԳԵՈԴԱԿՅԱՆ Կ.S.	
ՍԵՐՊԵՆՏԻՆԻՏԱՅԻՆ ՑԵՄԵՆՏԻ ԵՎ ՏԵՂԱԿԱՆ ԼԵՌՆԱՅԻՆ ԱՊԱՐՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ ՍՏԱՑՎԱԾ ՇԱՂԱԽՆԵՐ	146
ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ Վ.Ս., ԲԱԴԱԼՅԱՆ Ն.Ղ., ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ Կ.Վ.	
ՀՉՈՐՈՒԹՅԱՆ ԿՈՐՈՒՍՏՆԵՐԻ ԶԳԱՅՆՈՒԹՅԱՆ ՀԵՏԱՉՈՏՈՒՄԸ ՏՐԱՆՍՖՈՐՄԱՏՈՐՆԵՐԻ ՏՐԱՆՍՖՈՐՄԱՑԻԱՅԻ ԳՈՐԾԱԿՑԻ ՆԿԱՏՄԱՄԲ	155
UU\$UL3UL 4.U.	
ԱՍԻՆՔՐՈՆ ՄԵՔԵՆԱՅԻ ԱՆՀԱՄԱՉԱՓ ՌԵԺԻՄՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ	1 68
ԱՌԱՔԵԼՅԱՆ Վ.Ղ., ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ Հ.Ս., ՀԱԿՈԲՅԱՆ Լ.Ա., ԱՌԱՔԵԼՅԱՆ Հ.Վ.	
ԷԼԵԿՏՐԱՀԱՂՈՐԴՄԱՆ ԳԾԵՐԻ ՌԵԺԻՄՆԵՐԻ ՀԱՇՎԱՐԿԻ ԾՐԱԳԻՐ	1 78
ՄԱՐԳՄՅԱՆ Ռ.Ա.	
ՀՈՍՔԻ ԷՆԵՐԳԻԱՅԻ ՓՈԽԱԿԵՐՊՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳ	183
ԲՈՒՆԻԱԹՅԱՆ Վ.Վ., ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Օ.Հ., ԱՎԵՏԻՍՅԱՆ Գ.Ա.,	
ՇՈՏԿԻԻ ԱՐԳԵԼՔՈՎ ԿԱՌԱՎԱՐՎՈՂ ՏℹԸ ԴԱՇՏԱՑԻՆ	

ՏՐԱՆԶԻՍՏՈՐԻ ՀԱՂՈՐԴԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ ՓՈՓՈԽԱԿԱՆ	
ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ՌԵԺԻՄՈՒՄ	189
ԲԱՂԵՐՅԱՆ-ՄԱՐՉՈՒՆԻ Մ.Է., ԲԵՐԲԵՐՅԱՆ Գ.Վ.	
ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ՝ ՆԵՐԱՌՅԱԼ ՇԱՐԺԱԿԱՆ ԿԱՊԻ	
ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՄՆՈՒՑՄԱՆ ԷԼԵԿՏՐՈՆԱՅԻՆ ՍԱՐՔԱՎՈՐՈՒՄՆԵՐԻՑ	
ԱՌԱՋԱՑԱԾ ՖՈՒՆԿՑԻՈՆԱԼ ԽԱՓԱՆՈՒՄՆԵՐ ՀԱՐՈՒՑՈՂ	
ԷԼԵԿՏՐԱՄԱԳՆԻՍԱԿԱՆ ԽԱՆԳԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆ	1 9 9
ՀԱԽՈՒՄՅԱՆ Ա.Ա., ՊՈՂՈՄՅԱՆ Ն.Գ., ԳԱՄՊԱՐՅԱՆ Ա.Ա.,	
ԿՈՒՉԱՆՅԱՆ Ա.Ա.	
Տ-ՏԻՐՈՒՅԹԻ ՄԻՆԿՈՎՍԿՈՒ ՄԻԿՐՈՇԵՐՏԱՅԻՆ ՖՐԱԿՏԱԼ ԱՆՏԵՆԱ	207
ՄԻՄՈՆՅԱՆ Ռ.Հ., ՂՈՒԼՅԱՆ Ա.Գ., ՄԱՆՈՅԱՆ Ա.Ա.,	
ԿԻՐԱԿՈՍՅԱՆ Ռ.Մ.	
ՄԻԼԻՄԵՏՐԱՅԻՆ ԵՎ ԻՆՖՐԱԿԱՐՄԻՐ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ԱԼԻՔՆԵՐԻ ԲԱՐՁՐ	
ՃՇՏՈՒԹՅԱՆ ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ՉԱՓԻՉ	215
ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ Ռ.Մ.	
ԾՆՆԴՅԱՆ 75-ԱՄՅԱԿԻ ԿԱՊԱԿՑՈՒԹՅԱՄԲ	221
СОДЕРЖАНИЕ

КАЗАРЯН С.Д., САРГСЯН С.А., АРУТЮНЯН М.Г., АРАКЕЛЯН В.А.	
ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭКЗОСКЕЛЕТОНА-АССИСТЕНТА	
ПРИСЕДАНИЯ И ВСТАВАНИЯ ЧЕЛОВЕКА	121
СУКИАСЯН Ж.К., ШАХБАЗЯН А.М., ТОНОЯН А.О., ДАВТЯН С.П.	
ВЛИЯНИЕ НЕОДНОРОДНЫХ ТЕМПЕРАТУРНО – КОНВЕРСИОННЫХ ПОЛЕЙ ФРОНТАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ ПОЛИМЕРИЗАЦИИ НА ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ОБРАЗЦОВ НА ОСНОВЕ ЭПОКСИДНЫХ СОЕДИНЕНИЙ	129
АГБАЛЯН С.Г., ОВСЕПЯН А.О., ГРИГОРЯН А.С., ПЕТРОСЯН А.А.	
РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ПОЛУЧЕНИЯ ДИСИЛИЦИДА МОЛИБДЕНА ИЗ МОЛИБДЕНИТОВЫХ КОНЦЕНТРАТОВ МЕТОДОМ СИЛИКОТЕРМИИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ИХ СТРУКТУРООБРАЗОВАНИЯ	136
ГЕОДАКЯН Д.А., ПЕТРОСЯН Б.В., ВАРДАНЯН Р.А., ГЕОДАКЯН К.Т.	
РАСТВОРЫ НА ОСНОВЕ СЕРПЕНТИНИТОВОГО ЦЕМЕНТА И	
МЕСТНЫХ ГОРНЫХ ПОРОД	146
ХАЧАТРЯН В.С., БАДАЛЯН Н.П., ХАЧАТРЯН К.В.	140
ИССЛЕДОВАНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ФУНКЦИИ ПОТЕРЬ	
МОЩНОСТЕЙ ОТНОСИТЕЛЬНО КОЭФФИЦИЕНТОВ	
ТРАНСФОРМАЦИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ	155
САФАРЯН В С	
САФАРЯН В.С.	
<i>САФАРЯН В.С.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ	168
<i>САФАРЯН В.С.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ	168

САРГСЯН Р.А.

СИСТЕМА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ ПОТОКА	183
БУНИАТЯН В.В., ПЕТРОСЯН О.А., АВЕТИСЯН Г.А., ТАМРАЗЯН А.А.	
ИМПЕДАНСНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАРБИДКРЕМНИЕВЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ	189
БАГЕРЯН-МАРЗУНИ М.Э., БЕРБЕРЯН Г.В.	
АНАЛИЗ ЭМП, ГЕНЕРИРУЕМЫХ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ПИТАНИЯ И ВЫЗЫВАЮЩИХ ДИСФУНКЦИИ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ВКЛЮЧАЯ СИСТЕМЫ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ	199
АХУМЯН А.А., ПОГОСЯН Н.Г., ГАСПАРЯН А.А., КУЗАНЯН А.А.	
МИКРОПОЛОСКОВАЯ ФРАКТАЛЬНАЯ АНТЕННА МИНКОВСКОГО S-ДИАПАЗОНА	207
СИМОНЯН Р.А., ГУЛЯН А.Г., САНОЯН А.А., КИРАКОСЯН Р.М.	
ВЫСОКОТОЧНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ МИЛЛИМЕТРОВОГО И ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНА	215
МАРТИРОСЯН Р.М.	
К 75-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ	221

CONTENTS

GHAZARYAN S.D., SARGSYAN S.A., HARUTYUNYAN M.G.,

ARAKELYAN V.H.

THE DESIGN OF EXOSKELETON-ASSISTANT OF HUMAN SIT-TO-STAND	121
SUKIASYAN ZH.K., SHAHBAZYAN A.M., TONOYAN A.H.,	
DAVTYAN S.P.	
THE INFLUENCE OF NON- UNIFORM TEMPERATURE-CONVERSION FIELDS OF FRONTAL POLYMERIZATION REGIMES ON PHYSICOMECHANICAL PROPERTIES OF THE OBTAINED SAMPLES BASED ON EPOXY	129
AGHBALYAN S.G., HOVSEPYAN A.H., GRIGORYAN A.S.,	
PETROSYAN A.A.	
MOLYBDENUM DISILICIDE TECHNOLOGY OBTAINED FROM MOLYBDENITE CONCENTRATE BY A SILICOTHERMY METHOD AND PROCESS OF INVESTIGATING THE STRUCTURE	136
GEODAKYAN J.A., PETROSYAN B.V., VARDANYAN R.A.,	
GEODAKYAN K.T.	
MORTARS ACHIEVED ON THE BASE OF SERPENTINE CEMENT AND	
LOCAL MOUNTAINOUS ROCKS	146
KHACHATRYAN V. S., BADALYAN N.P., KHACHATRYAN K.V.	
POWER LOSS FUNCTION SENSITIVITY STUDY PERTAINING	
TRANSFORMER TRANSFORMATION COEFFICIENTS	155
SAFARYAN V.S.	
ASYMMETRIC MODES OF ASYNCHRONOUS MACHINE	
INVESTIGATION	168
ARAKELYAN V.P., HOVHANNISYAN H.S., HAKOBYAN L.A.,	
ARAKELYAN H.V.	
PROGRAM FOR TRANSMISSION LINE MODE CALCULATION	178

SARGSYAN R.A.

FLOW ENERGY CONVERSION SYSTEM	183
BUNIATYAN V.V., PETROSYAN O.H., AVETISYAN G.A.,	
TAMRAZYAN A.A.	
THE IMPEDANCE CHARACTERISTICS OF SCHOTTKY	
BARRIER MESFET's	189
BAGHERYAN-MARZOONI M.E., BERBERYAN G.V.	
ANALYSIS OF EMI GENERATED BY ELECTRONIC SUPPLY SOURCES CAUSING DISFUNCTIONS IN SIGNAL PROCESSING SYSTEMS, MOBILE COMMUNICATIONS INCLUDED	199
HAKHOUMYAN A.A., POGHOSYAN N.G., GASPARYAN A.A.,	
KUZANYAN A.A.	
S-BAND MINKOWSKI MICROSTRIP FRACTAL ANTENNA	207
SIMONYAN R.H., GHULYAN A.G., SANOYAN A.A., KIRAKOSYAN R.M.	
HIGH-ACCURACY POWER METER IN MILLIMETER-WAVE AND IR RANGES	215
MARTIROSYAN R.M.	
ON THE 75-TH ANNIVERSARY OF BIRTH	221