

ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔԱՅԻՆ ՀԻԵՐԱՐԻՏԻԱՅԻ ՀԱՍՏԱՏՈՒՄ  
ՈՒՍՈՒՆԱՍԻՐՈՒՄԸ ԵՎ ԼԱՎԱՐԿՈՒՄԸ ԼԱՐԵՐԻ ԵՐԿԱՐՈՒԹՅԱՆ  
ՏԵՍԱՆԿՅՈՒՄԻՑ

7. Հուսիկյան

Ինչպես հայտնի է արագագործ մեծ ինտեգրալ սխեմաների (ՄԻՍ) միջտարրա-  
յին կապերի լարային երկարությունների միջինումը կոնստրուկտորական նախա-  
գծման ամենակարևոր չափանիշներից մեկն է [1, 2]: Այն իր բնույթով կապված է  
մի շարք այլ բնույթի չափանիշների հետ, ինչպիսիք են արագագործությունը, հու-  
սալիությունը, աղմկակայունությունը և այլն [3]:

Այս աշխատանքում փորձ է արվում ՄԻՍ-տպասալ կառուցվածքում ուսումնա-  
սիրել լարերի գումարային երկարության ֆունկցիոնալ կախվածությունը կառուց-  
վածքային հիերարխիայի հաստատունից, ինչպես նաև որոշել կառուցվածքային  
հիերարխիայի հաստատունի այն լավագույն (օպտիմալ) արժեքը, որի դեպքում  
լարերի գումարային երկարությունը (ԼԳԵ) ՄԻՍ-տպասալ կառուցվածքային մա-  
կարդակում (նկ. 1) կընդունի նվազագույն արժեքը:

Դիցուք ունենք ՄԻՍ, որի հարթակի վրա լարերի գումարային երկարությունը՝

$$L_{\text{ԻՍ}} = m(N_{\text{տ}}) \cdot \bar{l}(N_{\text{տ}}), \quad (1)$$

որտեղ՝  $m(N_{\text{տ}}) = m_{\text{ՕՄՍ}} \cdot t \cdot N_{\text{տ}}$  -ը կապերի քանակն է ՄԻՍ-ում,

$m_{\text{ՕՄՍ}}$  - ց - տրամաբանական տարրերի ելքերի միջին քանակն է,

$t$  - ց - շղթաների ճյուղավորվածության գործակիցն է ( $0,5 \leq t \leq 1$ ),

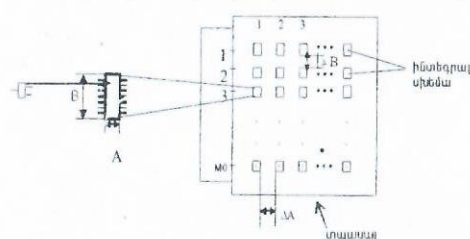
$N_{\text{տ}}$  - ց - տրամաբանական տարրերի քանակն է ՄԻՍ հարթակում (ինտեգրացիայի  
աստիճանը),  $\bar{l}(N_{\text{տ}}) = \frac{2}{3} \sqrt{(a + \Delta a)(b + \Delta b) N_{\text{տ}}}$  - ց - լարերի միջին երկարությունն է ՄԻՍ-ում [4],

$a$  - ց և  $b$  - ց - համապատասխանաբար, տրամաբանական տարրերի միջին չա-  
փերն են,  $\Delta a$  - ց և  $\Delta b$  - ց ՄԻՍ-ի հարթակում տեղաբաշխված տարրերի միջև եղա-  
ծ հեռավորություններն են (հորիզոնական և ուղղահայաց ուղղություններով):

Տեղադրելով  $m(N)$ -ի և  $\bar{l}(N_{\text{տ}})$ -ի արժեքները (1) արտահայտության մեջ՝ կստա-  
նանք ՄԻՍ հարթակում լարերի գումարային երկարությունը՝

$$L_{\text{ԻՍ}} = \frac{2}{3} m_{\text{ՕՄՍ}} t \sqrt{(a + \Delta a)(b + \Delta b) N_{\text{տ}}^{3/2}}: \quad (2)$$

Այսպիսով ստացանք, որ ՄԻՍ-ում ԼԳԵ-ն պայմանավորված է ՄԻՍ ինտեգրացիայի



Նկ.1. Տրամաբանական տարր - ինտեգրալ սխեմա - տպասալ կառուցվածքային մա-  
կարդակի տարածական մոդելը

$N_{\text{տ}}$  աստիճանով, տրամաբանա-  
կան տարրերի ելքերի միջին  $m_{\text{ՕՄՍ}}$   
քանակով, շղթաների ճյուղավոր-  
ման  $t$  գործակցով և միջտարրա-  
յին  $(a + \Delta a)$  և  $(b + \Delta b)$  հեռավորու-  
թյուններով:

Այժմ որոշենք տպասալի վրա  
եղած լարերի գումարային երկար-  
ությունը: Լարերի գումարային եր-  
կարությունը տպասալում կլինի՝

$$L_{\text{տ}} = m(N) \cdot \bar{l}(N), \quad (3)$$

որտեղ  $m(N) = m_{\text{ՕՄՍ}} \cdot t \cdot N_{\text{ԻՍ}}$  - տպասալում կապերի քանակն է,

$m_{\text{ՕՄՍ}}$  - ց - ինտեգրալ սխեմաների ելքերի միջին քանակն է,

$N_{\text{ԻՍ}}$  - ց - տպասալի ինտեգրացիայի աստիճանն է,

$\bar{l}(N) = \frac{2}{3} \sqrt{(A + \Delta A)(B + \Delta B) N_{\text{ԻՍ}}}$  - տպասալում լարերի միջին երկարությունն է [4],

$A$  և  $B$  - ՄԻՍ-ի միջին չափերն են,  $\Delta A$  և  $\Delta B$  - տպասալում տեղաբաշխված  
ՄԻՍ-երի միջև եղած հեռավորություններն են:

Օգտվելով  $m(N)$  և  $\bar{l}(N)$  համապատասխան արժեքներից՝ որոշում ենք տպա-  
սալի վրա լարերի գումարային երկարությունը,

$$L_{\text{տ}} = \frac{2}{3} m_{\text{ՕՄՍ}} \cdot t \cdot \sqrt{(A + \Delta A)(B + \Delta B) N_{\text{ԻՍ}}^{3/2}}: \quad (4)$$

Ենթադրենք հայտնի է տպասալում ընդհանուր տրամաբանական տարրերի  
 $N_{\text{ՕՄՍ}}$  քանակը: Եթե այն բաժանենք մեկ ՄԻՍ-ի ինտեգրացիայի  $N_{\text{տ}}$  աստիճանի,  
կստանանք ՄԻՍ-երի քանակը տպասալում՝

$$N_{\text{ԻՍ}} = N_{\text{ՕՄՍ}} / N_{\text{տ}}, \quad (5)$$

իսկ տպասալում տեղաբաշխված ՄԻՍ-երի ելքերի միջին քանակն ըստ Ռենտի  
օրենքի կլինի՝

$$m_{\text{ՕՄՍ}} = m_{\text{ՕՄՍ}} \cdot N_{\text{տ}}^p: \quad (6)$$

Տեղադրելով (4) բանաձևի մեջ  $N_{\text{ԻՍ}}$  և  $m_{\text{ՕՄՍ}}$  արժեքները՝ կստանանք տպասալում  
լարերի գումարային երկարությունը

$$L_{\text{տ}} = \frac{2}{3} m_{\text{ՕՄՍ}} \cdot t \cdot \sqrt{(A + \Delta A)(B + \Delta B) N_{\text{ՕՄՍ}}^3 N_{\text{տ}}^{p-3/2}}: \quad (7)$$

Ընդհանուր ԼԳԵ-ն ՄԻՍ - տպասալ կառուցվածքային մակարդակում կլինի՝

$$L = L_{\text{ԻՍ}} \cdot N_{\text{ԻՍ}} + L_{\text{տ}}: \quad (8)$$

Օգտվելով ստացված  $L_{\text{ԻՍ}}$ ,  $N_{\text{ԻՍ}}$  և  $L_{\text{տ}}$  համապատասխան մեծություններից՝  
կստանանք ՄԻՍ-տպասալ համակարգում ընդհանուր լարերի գումարային  
երկարությունը.

$$L = \frac{2}{3} m_{\text{ՕՄՍ}} \cdot t \cdot N_{\text{ՕՄՍ}} \left[ \sqrt{(a + \Delta a)(b + \Delta b) N_{\text{տ}} + \sqrt{(A + \Delta A)(B + \Delta B) N_{\text{ՕՄՍ}} N_{\text{տ}}^{p-1.5}} \right]: \quad (9)$$

Օգտվելով Ռենտի օրենքից և կառուցվածքային հիերարխիայի հիմնական  
օրենքից [2,3]՝

$$N_{\text{ԻՍ}} \cdot m_{\text{ՕՄՍ}}^p = m_{\text{ՕՄՍ}}^p N_{\text{ՕՄՍ}} = k = const, \quad (10)$$

որտեղ  $k$  - ց - կառուցվածքային հիերարխիայի հաստատունն է,

$m_{\text{ՕՄՍ}}$  - ց - տրամաբանական տարրերի միջին ելքերի քանակն է,

$N_{\text{ՕՄՍ}}$  - ց - տրամաբանական տարրերի ընդհանուր քանակն է

համակարգում: Օգտվելով (10) բանաձևից, կստանանք

$$k = N_{\text{օտ}} \cdot m_{\text{օտ}}^{\frac{1}{p}} = \text{const} \quad (11)$$

(11) բանաձևը ձևափոխենք, օգտվելով (5)-րդ բանաձևից՝

$$N_{\text{տ}} = k / N_{\text{տ}} \cdot m_{\text{տ}}^{\frac{1}{p}}, \quad (12)$$

(12) արտահայտությունը տեղադրենք (9) բանաձևի մեջ: Կստանանք

$$L = \frac{2}{3} m_{\text{օտ}} \cdot t \cdot N_{\text{օտ}} \left[ \sqrt{\frac{(a + \Delta a)(b + \Delta b)}{N_{\text{տ}} \cdot m_{\text{տ}}^{\frac{1}{p}}}} k^{\frac{1}{2}} + \frac{(A + \Delta A)(B + \Delta B) N_{\text{օտ}} k^{p-1}}{(N_{\text{տ}} \cdot m_{\text{տ}}^{\frac{1}{p}})^{p-1}} \right] \quad (13)$$

Ստացված բանաձև (13)-ի վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ ԼԳԵ-ն, կախված է կառուցվածքային հիերարխիայի  $k$  հաստատունից, ունի նվազագույն արժեք: Որպեսզի գտնենք  $k$ -ի նվազագույն արժեքը, (13) բանաձևն ածանցենք ըստ  $k$ -ի և հավասարեցնենք 0-ի: Լուծելով հավասարումը՝ կստանանք

$$k_{\text{օր}} = N_{\text{տ}} m_{\text{տ}}^{\frac{1}{p}} \cdot \left[ (3 - 2p) \sqrt{\frac{(A + \Delta A)(B + \Delta B) N_{\text{օտ}}}{(a + \Delta a)(b + \Delta b)}} \right]^{\frac{1}{2-p}}$$

Այսպիսով, ստացանք ֆունկցիոնալ կապ կառուցվածքային հիերարխիայի հաստատունի ( $k$ ) օպտիմալ արժեքի և կոնստրուկցիայի կառուցվածքային պարամետրերի միջև:

#### Գրականության

1. Фаїзулаев Б.Н., Шагури А.Н. и др. Быстродействующие матричные БИС и СБИС. - М.: Радио и связь, 1989. - С. 304.
2. Барсегян П.А. Моделирование конструкций РЭС на малых ЭВМ. - М.: 1989. - С.43.
3. Фаїзулаев Б.Н., Барсегян П.А. Функциональные соотношения в базовых конструкциях ЭВМ. - М.: Радио и связь, 1989. - С. 92-102.
4. Усукян Д.Д. Инженерная методика выбора параметров базовых конструкций ЭВМ. Сб. ст. "Информационные технологии и управления"-Ереван. 1998. - № 2. - С. 60-73.

### ԲԶՋԱՅԻՆ ՀԵՌԱՒՈՍԱՅԻՆ ՀԱՍԱԿԱՐԳԻ ԿԱՌԻՑՎԱԾՔԱՅԻՆ ՀԻԵՐԱՐԽԻԱՅԻ ՍՈՂԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ ԵՎ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆԸ

L. Հուսիկյան

Բջջային հեռախոսային համակարգի (ԲՀՀ) կառուցվածքի մոդելավորումը նախագծման վաղ էտապներում համարվում է կարևորագույն խնդիրներից մեկը [1]: ԲՀՀ կառուցվածքի մոդելավորման համար առաջին հերթին ուսումնասիրվում են հետազոտվող օբյեկտի հիմնական հատկությունները, օրինաչափություններն ու առանձնահատկությունները: Այդպիսի մոդելների ստեղծման ժամանակ ԲՀՀ համակարգի աշխատանքը պարզեցնելու նպատակով կատարում ենք որոշ ենթադրություններ, որոնց միջոցով և հնարավոր է դառնում ԲՀՀ կառուցվածքի առանձնահատկությունների ուսումնասիրությունը:

Այս աշխատանքում փորձ է արվում արդեն մշակված մաթեմատիկական մոդելի օգնությամբ մոդելավորել ԲՀՀ-ի կառուցվածքային հիերարխիայում կապուղիների

քանակի ֆունկցիոնալ կախումը բջջային հեռախոսների քանակից և, վերլուծության ենթարկելով ցանկացած տարածքային կառուցվածքային միավոր, գտնել կապուղիների քանակի և բջջային հեռախոսային քանակի լավագույն հարաբերակցությունը:

Ամբողջ համակարգը տրոհենք որոշակի կառուցվածքային մակարդակների կամ տարածքային գոյակցությունների: Համակարգի առանձին մասեր գտնվում են հիերարխիկ ենթակայության մեջ: Նկատի ունենալով համակարգի պարզից դեպի բարդ հաջորդական բարդացումը՝ միավորենք պարզ ռադիոկապի միավորներն ավելի բարդերի մեջ:

Առաջին մոտավորությամբ ԲՀՀ-ը տրոհենք հետևյալ ենթամակարդակների (Նկ. 1).  
1. համակարգի գոյական մակարդակի տարրեր բջջային հեռախոսներ (բաժանորդներ),

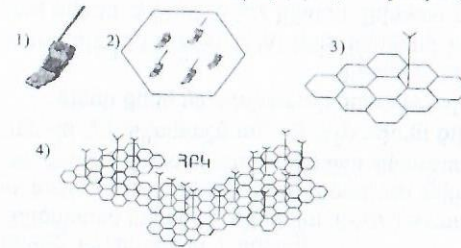
2. համակարգի բջջային տարածքներ, որոնք կարող են սպասարկել առավելագույնը  $N_{\text{բջ}}$  քանակությամբ բջջային հեռախոսներ,

3. համակարգի բջջային տարածքները սպասարկող բազային կայաններ, որոնք սպասարկում են  $N_{\text{բո}}$  քանակությամբ բջջային տարածքներ,

4. համակարգի բջջային կենտրոն (ՀԲԿ), որը սպասարկում է բոլոր բազային ՉԲԿ կայանները:

Տեսականորեն ընդունենք՝ մեկ բջջային տարածքում կապուղիների առավելագույն թիվը  $m_{\text{օբջ}}$ , որը կարող է սպասարկել այդ տարածքի  $N_{\text{բջ}}$  քանակով, հեռախոսների: Մեկ բազային կայանի կապուղիների առավելագույն քանակը  $m_{\text{օբկ}}$  է, որը սպասարկում է  $N_{\text{բո}}$  քանակությամբ բջջային տարածքներ: Նշված ենթահամակարգերի գրաֆիկական մոդելները բերված են Նկ. 1-ում:

Կապուղիների  $m_i$  քանակը, կախված բջջային տարածքների տարբեր կառուցվածքային մակարդակների միավորների քանակից, միջինում բնութագրվում է հետևյալ ֆունկցիայով՝  $m_i = f(N)$ , որտեղ  $m_i$ -ն կապուղիների քանակն է տարածքային



Նկ. 1 Բջջային հեռախոսային համակարգի տարածական մոդելը

կառուցվածքային միավորում, իսկ  $N$ -ը ցույց է տալիս մեկ կառուցվածքային մակարդակի միավորում բջջային տարրերի (բաժանորդների) քանակը: Տարրեր ասելով հասկանում ենք կամ բջջային հեռախոսներ, կամ բջջային տարածքներ, կամ բազային կայաններ կախված այն բանից, թե որ տարածքային կառուցվածքային միավորն ենք դիտարկում: Տարածքային կառուցվածքային միավորները կառուցվածքային միավորների կապուղիների ճիշտ ընտրությունը բոլոր միացումների ավտոմատ միացման մեծ հավանականության ապահովման հիմնական նախապայմանն է:

Այժմ գրենք այդ կապուղիների ֆունկցիոնալ կախվածությունը տարբեր տարածքային կառուցվածքային միավորների քանակից [2, 3]:

Առաջին հիերարխիկ կամ տարածքային կառուցվածքային մակարդակ.  
$$m_{\text{օբջ}} = m_{\text{բջ}} \cdot N_{\text{բջ}} \quad (1)$$

որտեղ  $m_{\text{օբջ}}$  կապուղիների առավելագույն քանակն է մեկ բջջային տարածքում,  $N_{\text{բջ}}$  բջջային հեռախոսների քանակն է, որոնք գտնվում են այդ բջջային տարածքի ազդեցության դաշտում,

$\alpha$  -ն գործակից է, որի արժեքը գտնվում է  $0.3 \pm 0.8$  միջակայքում [3]:

Երկրորդ հիերարխիկ մակարդակ, երբ ունենք բազային կայան, որը սպասարկում է Ռբջ.տ քանակությամբ բջջային տարածքներ: Բազային կայանի կապուղիների թվի քանակը, կախված բջջային տարածքների Ռբջ.տ. քանակից, կլինի՝

$$m_{\text{բլ}} = m_{\text{ժբջ}} \cdot N_{\text{բջտ}}^{\alpha} = m_{\text{բջ}} \cdot N_{\text{բջ}}^{\alpha} \cdot N_{\text{բջտ}}^{\alpha} : \quad (2)$$

Երրորդ հիերարխիկ տարածքային մակարդակ կամ միավոր, երբ ունենք Q քանակությամբ բազային կայաններ, որոնք գտնվում են կենտրոնական ավտոմատ հեռախոսային կայանի ազդեցության դաշտում: Ավտոմատ հեռախոսային կայանի մահկ կապուղիների քանակը, կախված բազային կայանների Q-ի քանակից, կլինի՝

$$m_{\text{տհկ}} = m_{\text{բլ}} \cdot Q_{\text{բլ}}^{\alpha} = m_{\text{ժբջ}} \cdot N_{\text{բջտ}}^{\alpha} \cdot Q_{\text{բլ}}^{\alpha} = m_{\text{բջ}} \cdot N_{\text{բջ}}^{\alpha} \cdot N_{\text{բջտ}}^{\alpha} \cdot Q_{\text{բլ}}^{\alpha} : \quad (3)$$

Արդյունքում ստացանք տարբեր հիերարխիկ մակարդակներում կապուղիների ֆունկցիոնալ կախվածությունը, համապատասխան մակարդակների բջջային տարածքային միավորների քանակից:

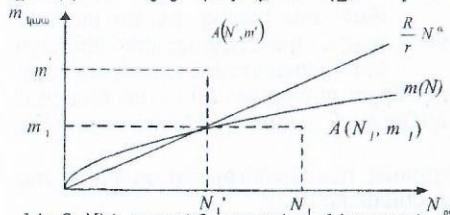
Այժմ ուսումնասիրենք և վերլուծության ենթարկենք ցանկացած տարածքային կառուցվածքային միավորի կապուղիների քանակի և բջջային հեռախոսների քանակի լավագույն հարաբերակցությունը:

Ենթադրենք  $R$ -ը սպասարկում է  $N_0$  քանակությամբ բաժանորդների և բնութագրվում է կապուղիների պահանջարկի՝  $m_{\text{կապ}} = f(N_0)$  ֆունկցիայով, որը ցույց է տալիս բջջային տարածքի կապուղիների քանակի կախումը նրա ազդեցության դաշտում գտնվող բջջային արձաններին  $N_0$  քանակից: Այս կախվածությունը ստացվել է վիճակագրական տվյալների մշակման արդյունքում [3], որը զրաֆիկորեն ունի նկ.2 – ում բերված տեսքը:

Ուսումնասիրվող համակարգի ( $m, N$ ) դաշտում ընտրվել է որևէ աշխատանքային  $A$  կետ, որն ունի ( $m_1, N_1$ ) կոորդինատները, որտեղ  $m_1$ -ը ցույց է տալիս համակարգում կապուղիների պահանջվող քանակը, իսկ  $N_1$ -ը՝ տվյալ բջջային տարածքում գտնվող բջջային հեռախոսների քանակը:

Հնարավոր են  $A$  կետի և  $m(N)$  կորի փոխադարձ դասավորման երեք դեպք.

1. Երբ  $A$  կետը գտնվում է  $m(N)$  կորից ներքև (նկ. 2): Դա նշանակում է, որ մեր բջջային տարածքում կան  $N_1$  քանակությամբ բջջային հեռախոսներ, որոնք ուզում են կապի մեջ մտնել, բայց բջջային տարածքի թողունակությունը՝ կապուղիների առավելագույն քանակը, հավասար է  $m_1$ -ի, այսինքն՝ բջջային տարածքը կարող է սպասարկել միայն  $N_1'$  քանակի արձաններ, այնքան, որքան մեր բջջային տարածքի թողունակությունն է՝ ըստ կապուղիների պահանջարկի  $m(N)$  ֆունկցիայի:



Նկ. 2. Մեկ բջջային տարածքում կապուղիների  $m$  քանակի կախումը նրա ազդեցության դաշտում գտնվող բջջային արձանների  $N_0$  քանակից

$m(N, m)$  ֆունկցիայի, համապատասխանում է  $m_1$  քանակի կապուղի:

Իսկ բջջային տարածքում ( $N_1 - N_1'$ ) քանակի բաժանորդ չեն կարող սպասարկվել, քանի որ կապուղիներ չկան: Իրականում մեր բջջային տարածքը կարող է սպասարկել միայն  $N_1'$  քանակի բաժանորդ, քանի որ ըստ պահանջարկի

2. Երբ  $A$  կետը գտնվում է  $m(N)$  կորից վերև: Այս դեպքում բջջային տարածքի կապուղիների քանակը վերցված է բավականին մեծ և լրիվ բավարարում է այդ բջջային տարածքում գտնվող  $N$  բաժանորդներին: Սակայն այս դեպքում չեն օգտագործվում ( $m' - m_1$ ) քանակի կապուղիները, քանի որ  $N$  քանակությամբ արձաններին անհրաժեշտ է  $m_1$  քանակի կապուղի, ըստ կապուղիների ֆունկցիայի:

3. Երբ  $A$  կետը գտնվում է  $m(N)$  կորի վրա: Այս դեպքում բջջային տարածքի կապուղիների քանակը բավարարում է, և բջջային արձանների կապերը լրիվ իրագործվում են:

Նկարագրված վերլուծությունից կարելի է եզրակացնել, որ  $m(N)$  դաշտում պարամետրերն ընտրելիս  $A$  կետը պետք է միշտ վերցնել կապուղային պահանջարկի ֆունկցիայի կորի վրա: Այս դեպքում բջջային տարածքային կապուղիները և բջջային բոլոր միացումները իրականացվում են:

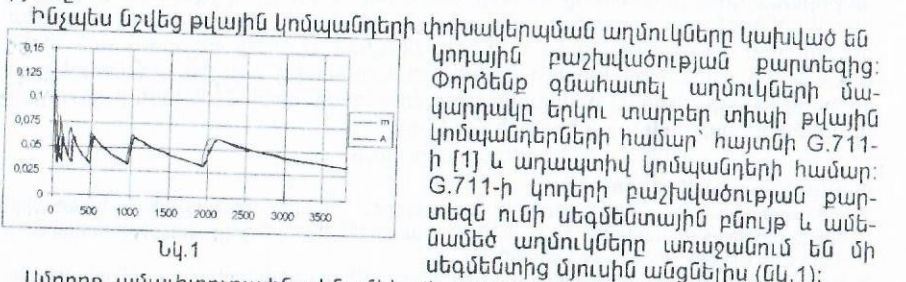
#### Գրականություն

1. Калмыков В.В.. Подвижная связь, эволюция к персональной связи // Ж Мобильные системы. Москва-1997.
2. Հունիկյան Դ.Յ., Առուստամյան Վ.Ե., Ջաղինյան Կ. Բջջային հեռախոսային համակարգերի կապուղիների թողունակության մոդելավորումը ՀԴԾՀ: Տարեկան գիտաժողով: Նյութերի ժողովածու. 3. 2 - Երևան, 2001. - էջ.441-442:
3. Հունիկյան Լ., Հայրապետյան Ա. Բջջային կապի կապուղիների մոդելավորումը //Տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ. Միջազգային երիտասարդական գիտաժողովի նյութերի ժողովածու. - Երևան, 2005. - էջ.27-31:

### ԹՎԱՅԻՆ ԿՈՄՊՆԱԴԵՐՆԵՐԻ ՀԱՄԵՍԱՏԱԿԱՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆԸ և ՓՈՆԱԿԵՐՊՄԱՆ ԱՂՄՈՒԿՆԵՐԻ ԳՆԱՀԱՏՈՒՄԸ

Վ.Առուստամյան, Գ.Գրիգորյան

Թվային կոմպանդավորման ժամանակ առաջացող աղմուկների հիմնական պատճառ են հանդիսանում երկու գործոն՝ առաջինը պայմանավորված է թվային ազդանշանի դիսկրետ բնույթով, երկրորդը՝ փոխակերպման կողային քարտեզի ընտրությամբ: Առաջին գործոնի նվազեցման եղանակը թվային ազդանշանի կարգայնության մեծացումն է, որն առանձնակի հետաքրքրություն չի ներկայացնում, մինչդեռ 2-րդ եղանակը մեծ ուշադրության է արժանի, քանի որ կարող է նվազեցնել փոխակերպման աղմուկները՝ չմեծացնելով թվային ազդանշանի կարգայնությունը:



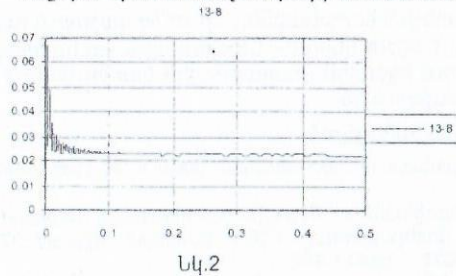
Նկ.1

Ամբողջ ամպլիտուդային դիմամիկ դիապազոնը կազմված է 8 սեգմենտից և հետևաբար կան 7 սեգմենտային անցումներ: Գ.711-ի կողային քարտեզից գտ-

Ներվ սեզմենտային անցումային կողերը և հաշվելով այդ հատվածում աղմուկների մակարդակը կատանանք

1. 0001111-0010000	0.083%
2. 0011111-0100000	0.071%
3. 0101111-0110000	0.068%
4. 0111111-1000000	0.064%
5. 1001111-1010000	0.063%
6. 1011111-1100000	0.063%
7. 1101111-1110000	0.063%

Ինչպես երևում է աղմուկների ամենամեծ մակարդակ ունեն առաջին և երկրորդ սեզմենտները, որոնց արժեքները 0.07% -ից մեծ են, իսկ ամենափոքր աղմուկների մակարդակ ունի վերջին սեզմենտը, որի արժեքը հավասար է 0.063%: Այժմ փորձենք գտնել աղապտիվ կոմպանդների աղմուկները:



Աղապտիվ կոմպանդները ի տարբերություն G.711-ի չունի սեզմենտային բնույթ, և նրա աղմուկների գրաֆիկը մոտոտուն նվազող ֆունկցիայի է:

Գրաֆիկը ցույց է տալիս սեզմենտային հատվածում նվազող բարախտունների աղմուկները այն նույն կետերում, որտեղ հաշվեցինք G.711-ի համար [2]:

1. 0.064%
2. 0.055%
3. 0.05%
4. 0.048%
5. 0.048%
6. 0.047%
7. 0.047%

Առաջին երկու հատվածներում աղմուկների բարձր մակարդակը առաջանում է փոքր ազդանշանների դիսկրետացման հետևանքով. քանի որ փոքր ազդանշանների համար տվյալ դիսկրետացման քայլը համեմատական է դառնում ազդանշանի մեծության հետ: Սակայն այս երկու հատվածները մեծ չափով չեն աղավաղում ազդանշանը, որովհետև, մասնավորապես 1-ին հատվածը կազմում է դինամիկ դիսպերսիայի ընդհանուր 1.2% -ը, իսկ 2-րդը՝ 2.8%-ը: Ինչ վերաբերում է մյուս հատվածներին, ապա կարելի է նկատել, որ աղապտիվ կոմպանդավորման ժամանակ այն չի գերազանցում 0.05%-ը, մինչդեռ G.711-ի դեպքում այն մեծ է 0.068% -ից: Այսպիսով կարելի է ասել որ աղապտիվ թվային կոմպանդները, ի շնորհիվ խնդրի լուծման որակապես նոր մոտեցման, ունի 25% ավելի ցածր աղմուկների մակարդակ, քան հայտնի G.711-ը:

#### Գրականություն

1. <http://www.analog.com>
2. Առուստամյան Վ., Գրիգորյան Գ. Իտերացիոն թվային կոմպանդների կառուցման հնարավորության հետազոտումը. ԳԴԵԳ-ի տարեկան գիտաժողովի նյութերի ժողովածու. Գատ 2. - Երևան, 2004. - էջ 558-560
3. Գրիգորյան Գ. Թվային կոմպանդ // Տեղեկագիր Գիտությունների ազգային ակադեմիա. Տեխնիկ. գիտություններ. Սերիա, Գատ. 57. Երևան, 2004. - էջ. 545-549.

## МАТРИЧНЫЙ МЕТОД ОРГАНИЗАЦИИ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

В.Арустамян, К.Франгулян

Проблема защиты информации все больше и больше обостряется. Это обусловлено чрезвычайным расширением сетей и сферы услуг, а также резким ростом числа всевозможных абонентов (свыше пяти миллиардов). Целью защиты информации является ее генерация, хранение и передача, доступ к которой имеет только санкционированный объект (объекты). В литературе безопасности информации [1-4], в более широком понимании - криптологии.

Государствами и различными международными организациями приняты соответствующие законодательные акты, стандарты, нормативы и т. д. Разработано и широко внедрено множество методов и средств защиты информации от посягательства, атаки, присвоения, фальсификации, отчуждения, уничтожения и т.д.. Однако, по ходу расширения сетей и их функций, расширяется также и арсенал ухищрений хакеров, что порождает адекватное расширение арсенала противодействия. Пользуясь концепцией классификации задач защиты информации [5], в настоящей работе сделана попытка организовать защиту, основанную на формировании кадра ("порции") байтов в виде двумерной матрицы. Так, пусть кадр ("порция") состоит из  $N=nm$  байтов, расставленных в виде прямоугольной матрицы.

$$F = \|B_{ij}\|, \quad i=1,2,\dots,n; \quad j=1,2,\dots,m. \quad (1)$$

Число битов в кадре  $8N=8nm$  образует общее поле в матрице, что позволяет выработать множество алгоритмов и еще большее количество ключей шифрования: перестановка строк матрицы; перестановка столбцов; строк и столбцов; байтов в матрице в целом; битов в байтах, в строке, в столбце, в матрице в целом, совмещение некоторые из перечисленных, и, наконец, всех перечисленных способов перестановки. Хотя можно перечислить и оценивать всевозможные алгоритмы и, соответственно, число ключей, однако здесь будем довольствоваться несколькими практическими, сравнительно легко подсчитываемыми случаями.

1. **Минимальная матрица.** Содержит один единственный элемент - байт. Перестановку можно осуществить между разрядами, что позволяет реализовать  $2^3!$  случая. Слабо защищенный ключ (!) и по данным [3] можно раскрыть за время менее чем за 1 мкс.
2. **Матрица-строка или матрица-столбец.** В первом случае имеется  $n$  элементов-байтов, во втором случае  $m$  элементов-байтов. Теперь уже перестановку можно реализовать: между битами всей строки с общим числом  $2^3n!$ ; между битами  $n$  байтов и между  $n$  байтами строки -  $2^3n! \cdot n$ . Аналогично обстоит дело и для строк -  $2^3m!$ .
3. **Прямоугольная матрица.** Из (1) следует, что при перестановке: а) только  $m$  строк в матрице или только  $n$  столбцов, можно реализовать  $m!$  и  $n!$  ключей, соответственно; б) строк и столбцов одновременно -  $m \cdot n!$ ; в) байтов в строке или в столбце -  $m!n!$  и  $n!m!$  (одинаковое число), в строке и столбце одновременно -  $m \cdot n!$ ; г) битов только в строке или только в столбце -  $8n!$  и  $8m!$ , соответственно; д) битов в матрице в целом -  $8m \cdot n!$  и т.д. Максимальное число перестановок будет при перестановке строк, столбцов, байтов и битов в матрице в целом -  $m \cdot n!$ .  $m \cdot n!$ .  $8m \cdot n! = (2mn!)^3$ .

Для матрицы  $m=n=8$  случай а) позволяет генерировать по 40320 ключей, что при переборе одного ключа за 1 нс может быть за 40 мс, что недопустимо. Случай б) обеспечивает  $8.8! \approx 1,27.1089$  ключей, что при переборе одного ключа за 1 мс потребуется более 1073 лет. Последующие случаи еще больше увеличивают число ключей, а, следовательно, и время перебора, что практически лишено смысла (даже случай б)), да и реализации - и техническое и программно затруднительны. Поэтому число строк или столбцов можно резко сократить, например, при  $n=1$ ;  $m=4$  (четырёхбайтовая матрица-столбец), число ключей будет около 2,6.1035, для перебора которых потребуется более 1018 лет. Задачу можно значительно упростить, если время перебора сократить до нескольких десятков лет.

#### Литература

1. Хелд Г. Технология передачи данных /Пер. с англ. - М., - СПб.: 2003. - 720 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь /Пер. с англ. - М.: Вильямс, 2003. - 1104 с.
3. Столлингс В. Передача данных / Пер. с англ. - СПб.: Питер, 2004. - 750 с.
4. Романец Ю.В. и др. Защита информации в компьютерных системах и сетях. - М.: Радио и связь, 2001. - 376 с.
5. Арустамян В. Концепция классификации задач защиты информации.: Сб. материалов годичной научной конференции ГИУА. Т.2. - Ереван, 2004. - С. 537-539.

## СВЧ ИНФОРМАЦИОННЫЙ ЭЛЕМЕНТ С ЧАСТОТНЫМ ВЫХОДОМ

*М. Азоян., Т. Азоян*

По сравнению с другими преобразователями резонаторные датчики имеют ряд преимуществ. К их числу можно отнести: очень большую добротность, обеспечивающую высокую чувствительность, большую механическую прочность и помехозащищенность, легкость расчета и определения их геометрических размеров. Они монтируются без изоляции, так как наружная поверхность их имеет нулевой потенциал. На первых порах, при создании тороидальных резонаторных датчиков трудности и эксплуатационные неудобства были связаны с применением стандартных генераторов СВЧ. Предъявляются высокие требования к стабильности частоты генераторов. В противном случае необходимо регулировать эту частоту [1,2].

Большим прогрессом было применение дифференциальных датчиков как для повышения чувствительности, так и для уменьшения погрешности измерения [3]. Кроме того, значительно уменьшается требование к стабильности частоты питающего генератора.

Радикальным улучшением датчиков давления было применение СВЧ лампового триода, размещенного внутри резонатора [4]. Наподобие предложенной конструкции разработан и исследован резонаторный датчик СВЧ, где лампа была заменена сверх высокочастотным транзистором, размещенным внутри резонатора.

Емкость датчика образуется между кольцевой шапкой цилиндрического стержня с центральным отверстием и данной частью корпуса, выполненной в виде мембраны с жестким центром. Корпус закрепляется с опорной втулкой, на которой прикреплены конденсаторы. Центральный стержень с кольцевой шапкой и опорная втулка выполнены цельно. Кольцевая прокладка из медной фольги обеспечивает необходимый зазор  $d$  основной емкости

резонатора. На центральном стержне с применением фторопластовой пленочной изоляции и медной фольги образуется емкость коллекторной цепи транзисторного генератора. Дополнительная емкость коллекторной цепи создается опорной емкостью, одновременно служащей основанием для закрепления лепестков с минусом источника питания.

Электрическое поле резонатора сосредоточено в основном конденсаторе с зазором  $d$ . (В зависимости от формы электродов кроме торцевой емкости образуется и боковая. Расчет этих емкостей производится известными методами). В остальной внутренней части резонатора создается магнитное поле, силовые линии которого в виде окружностей обхватывают центральный проводник резонатора.

В резонаторе из-за шумов всегда имеются колебания весьма незначительной амплитуды, частота которых равны собственной частоте  $f_0$  резонатора. Силовые линии магнитного поля пронизывают петлю и создают на ее концах Э.Д.С. с частотой  $f_0$ , управляющую коллекторным током. Из-за существующей обратной связи процесс лавинообразно возрастает и в резонаторе устанавливаются стабильные колебания СВЧ с частотой  $f_0$ . Часть этой мощности выводится из резонатора как полезный сигнал и подвергается измерению.

Расчет тороидального резонаторного датчика и определение его размеров производится по формулам [1,5].

Глубина проникновения поля в металл определяется общеизвестной формулой скин-эффекта [5]. Проведенные расчеты показали, что эта глубина не превышает одного микрона и поэтому расход серебра, покрывающего слоем внутренние стенки резонатора, когда наружный и внутренний диаметры не превышают соответственно 5-3 см, а высота - не более 3 см, составляет не более половины грамма.

Для получения частотного выхода и устранения влияния температуры на частоту рабочего резонатора применен аналогичный эталонный резонаторный генератор. Частоты этого и рабочего генераторов соответственно 575 и 580 МГц.

Рабочий и эталонный датчики закреплены с наружной стороны на общей металлической коробке, на внутренней стороне которой была собрана полосковая линия, выполняющая роль смесителя. Место пайки выводов к полосковой линии устанавливается экспериментально. Значительное сокращение длины полосковой линии достигнуто включением на ее конце подстроечного конденсатора.

Электрическая схема резонаторного датчика с эталонным генератором СВЧ построена на транзисторах. Так как параметры обоих резонаторов одинаковы, обозначения аналогичных величин также одинаковы.

Приложением сосредоточенной силы в пределах 0-1000 г в центр чувствительного элемента рабочего резонатора через микрометрический индикатор была получена градуированная характеристика, которая была линейной. При отсутствии покрытия внутренних стенок резонаторов слоем серебра и при неприменении оловянной пайки стыковых узлов была получена чувствительность датчика величиной 1,167 кГ/г (мембрана была толщиной 0,1 см с диаметром 4,5 см).

Для повышения термостабильности и чувствительности, а также для увеличения устойчивости при вибрационных и ударных нагрузках с устране-

нием ложных показателей была разработана конструкция дифференциального резонаторного датчика абсолютного давления. Цилиндрические корпуса обоих резонаторов с центральными стержнями представляют собой цельную конструкцию. Между обоими резонаторами размещается дискообразная перегородка, которая в центральной части выполнена в виде мембраны с трубчатыми выступами.

В дифференциальной конструкции датчика генераторы СВЧ выполнены по схеме опорного и измерительного генераторов. Внутри датчика создается вакуум величиной  $10^{-2} - 10^{-3}$  мм.рт.столба.

#### Литература

1. Азоян М.С. СВЧ резонаторные датчики ударных нагрузок. - М.: ДКТТ, печ., 1987.
2. Азоян М.С. и др. Датчик давления. Авт.свид. N 1362972., Б.И.1986.
3. Варданян В.Р. Дифференциальные тороидальные резонаторные датчики давления // Известия АН Арм.ССР. Серия ТН. - 1979. - Т. XXXII. - N5.
4. Варданян В.Р., Азоян М.С. и др. Датчик давления. Положительное решение о выдаче а.с. по заявке N 4038125/10 от 20.03.86.
5. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. - М.: Энергоиздат, 1961. - 512 с.

### ВЛИЯНИЕ ПОТЕРЬ НА ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОСЛОЙНЫХ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ СТРУКТУР

О. Багдасарян, Т. Князян, Р. Симонян, Ж. Овсепян

В вертикально излучающих и поглощающих устройствах зеркала играют важную роль, так как они должны компенсировать относительно небольшое усиление света при многократном проходе в соизмеримой с длиной волны активной среде [1-3]. Зеркало в данных устройствах представляет собой распределенный брэгговский отражатель (РБО), состоящий из чередующихся четвертьволновых двухслоек с высоким и низким показателями диэлектрических проницаемостей.

Для полной оценки оптических характеристик РБО необходимо детальное электродинамическое моделирование взаимодействия электромагнитной волны с многослойной структурой. Наряду с отражательными характеристиками, очень ценной является информация о поведении амплитуды электрического поля оптической волны в структуре. Для исследования влияния потерь на отражательные характеристики РБО выбран метод единого выражения [4], который позволяет точно описывать распределение амплитуды поля в структуре без предварительных предположений о форме волны. Эта особенность МЭВ позволяет применять его с одинаковой легкостью для исследования РБО, образованных различными средами: диэлектрик, полупроводник, металл. Исследования с помощью МЭВ проведены для модельных структур РБО. Условие четвертьволновости слоев РБО имеет место при:

$$\frac{\lambda_{\text{рез}}}{4} = d_n \sqrt{\epsilon_n} = d_b \sqrt{\epsilon_b},$$

где  $\lambda_{\text{рез}}$  – резонансная длина оптической волны;  $\epsilon_n$  и  $\epsilon_b$  – диэлектрические проницаемости чередующихся четвертьволновых слоев ( $\epsilon_n < \epsilon_b$ );  $d_n$  и  $d_b$  – толщины слоев.

Рассмотрены четыре возможные конфигурации РБО с четным и нечетным числом четвертьволновых слоев различного чередования (рис.1). В качестве модельных структур рассмотрены РБО, состоящие из 9 пар чередую-

щихся четвертьволновых слоев (рис. 1а,б) и РБО, состоящие из 9 пар четвертьволновых слоев и плюс одного четвертьволнового слоя (9,5 двухслоек) (рис.1в,г) с диэлектрическими проницаемостями  $\epsilon_n=4$  и  $\epsilon_b=6$ .

Аналитически получена эволюция коэффициента отражения на резонансной длине волн от числа слоев для четырех типов структур, приведенных на рис.1. Коэффициент отражения по интенсивности структуры при четном числе чередующихся четвертьволновых слоев с диэлектрическими проницаемостями  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$ , окруженной воздухом с  $\epsilon_n=1$  (рис.1а,б) для N числа двухслоек и резонансной длины волны рассчитывается по формуле 1(а) и для N+1 числа двухслоек (рис. 1в,г) – по формуле 1(б) [5]:

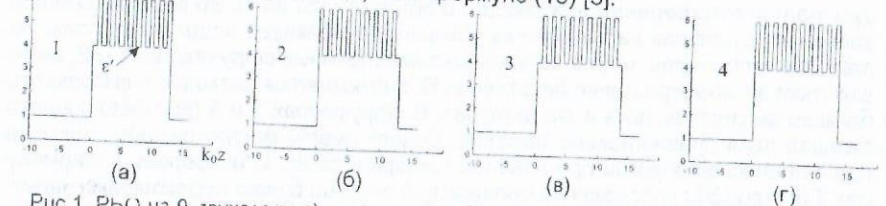


Рис.1. РБО из 9 двухслоек а)  $\epsilon_1=4$  и  $\epsilon_2=6$  и б)  $\epsilon_1=6$  и  $\epsilon_2=4$ . в) РБО из 9,5 двухслоек  $\epsilon_1=4$  и  $\epsilon_2=6$  и г)  $\epsilon_1=6$  и  $\epsilon_2=4$ . РБО окружен с обеих сторон воздухом  $\epsilon_n=1$ .

$$R_N = \left( \frac{\epsilon_2^N - \epsilon_1^N}{\epsilon_2^N + \epsilon_1^N} \right)^2 \quad (1a) \quad \text{и} \quad R_{N+1} = \left( \frac{\epsilon_2^{N+1} - \epsilon_1^{N+1}}{\epsilon_2^{N+1} + \epsilon_1^{N+1}} \right)^2 \quad (1б)$$

Полученная эволюция коэффициента отражения от числа слоев для структур 1-4 (рис.1) без учета потерь в слоях представлена на рис.2а и с учетом потерь ( $\epsilon'' = -0,1$ ) в слоях структуры на рис. 2б. Номера кривых на рис. 2 соответствуют номерам структур на рис.1. Структура 4, состоящая из 9,5 двухслоек (рис.1г), является оптимальной с точки зрения поведения зависимости коэффициента отражения от числа двухслоек. Уже при 4 двухслоях это зеркало имеет высокий коэффициент отражения, который значительно превышает коэффициенты отражения других зеркал. Коэффициенты отражений всех РБО при небольшом числе слоев существенно различаются, а при их большом числе - одинаковы для всех зеркал и стремятся к единице (рис. 2а). Присутствие потерь в слоях привело к общему падению

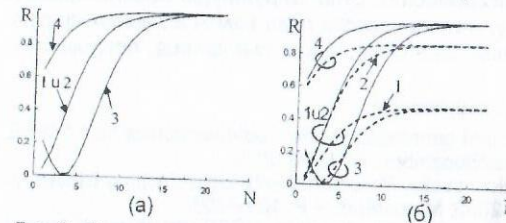


Рис.2. Эволюция коэффициентов отражения R зеркала от числа четвертьволновых двухслоек N без учета потерь 2 (а) и с учетом потерь в слоях структур (пунктирные линии) 2 (б).

коэффициентов отражения всех рассматриваемых структур РБО и существенному различию в их поведении (рис. 2)). Однако влияние потерь минимально для структур 2 и 4, начинающихся со слоя с большей диэлектрической проницаемостью. Структура 4 обеспечивает максимальное отражение при меньшем числе двухслоек (рис.2б).

Для понимания такого поведения коэффициентов отражения зеркал в присутствии потерь в слоях РБО целесообразно исследовать распределение амплитуды электрического

поля в этих структурах, так как последнее несет информацию о характере и степени воздействия оптических потерь на отражательные характеристики зеркал. Как известно, энергия волны, поглощенная в веществе, пропорциональна интенсивности поля в данном веществе [6]. Как следствие, поглощение оптической энергии в структуре будет определяться распределением амплитуды электрического поля в ней. На рис.3 представлены распределения амплитуды оптического поля  $E(z)$  для каждой структуры и приведены соответствующие значения коэффициентов отражения по интенсивности  $R$  на резонансной длине волны для каждой из них. Поле оптической волны в структуре и вне ее имеет осциллирующий характер, как результат интерференции падающей и отраженной волн. Во всех рассматриваемых структурах наблюдается убывание огибающей осцилляций поля. Интересно отметить, что в зеркально-симметричных структурах 1 и 2, имеющих тот же коэффициент отражения  $R$ , наблюдается различие в высоте огибающей амплитуды поля в структурах. В структурах 1 и 3 (рис.3а,в), где огибающая поля сравнительно высокая, будет иметь место сильное поглощение оптической энергии при наличии потерь в слоях. И наоборот, в структурах 2 и 4 (рис.3б,г) поглощение оптической энергии будет существенно меньше (более высокое значение  $R$ ), что и объясняет подобное поведение коэффициента отражений для данных структур в присутствии потерь (рис.2б).

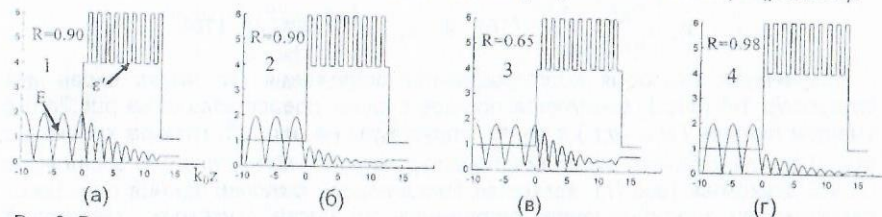


Рис.3. Распределение диэлектрической проницаемости  $\epsilon'$  и амплитуды оптического поля  $E(z)$  в структурах, состоящих из 9 двухслоек (а), (б) и 9.5 двухслоек (в), (г)  $E_{пад} = 1$ .

Исследования показали, что оптимальными конфигурациями РБО с точки зрения воздействия оптических потерь на отражательные характеристики являются структуры, начинающиеся с четвертьволновых слоев с высоким значением диэлектрической проницаемости. Эти структуры обеспечивают максимальное отражение. Амплитуда оптического поля волны в данных структурах имеет сравнительно меньшее значение, и, как следствие, поглощение оптической энергии меньше.

#### Литература

- 1 Iga K. Surface emitting laser – its birth and generation of new optoelectronics field // IEEE J. of STQE. -V.6, N. 6, 2000, November/December. -P. 1201-1215.
- 2 Delbeke D. et al. High-Efficiency Semiconductor Resonant-Cavity Light-Emitting Diodes: A Review // IEEE J. of STQE. -V.8, N. 2, 2002, March/April. - P. 189 - 206.
- 3 Kneodl T. Resonant cavity enhanced photodetectors based on VCSEL structures // Annual report, Dept. of Optoelectronics, University of Ulm, 1999. -P. 38-41.
- 4 Baghdasaryan H. V. Method of backward calculation // Photonic Devices for Telecommunications: how to model and measure/ Editor G. Guekos, Springer-Verlag, 1999. - P. 56-65.
- 5 Борн М., Вольф Э. Основы оптики. - М.: Наука, 1973.
- 6 Пюшнер Г. Нагрев энергией сверхвысоких частот // Пер. с англ. - М.: Энергия, 1968.

## ВЛИЯНИЕ ВХОДНОГО КОНЦА ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА НА ИЗЛУЧАТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА МНОГОСЛОЙНЫХ ВЕРТИКАЛЬНО-ИЗЛУЧАЮЩИХ СТРУКТУР

Р. Симомян

За последнее десятилетие прогресс в разработке и реализации вертикально-излучающих лазеров (ВИЛ) привел к стремительному совершенствованию волоконно - оптических систем связи благодаря их превосходным характеристикам и преимуществам в производстве и тестировании по отношению к традиционным полупроводниковым лазерам с боковым излучением [1]. С прогрессом в разработке данных лазеров возрос интерес к их практическому применению в сферах, отличных от систем волоконно – оптической связи. Наряду с дальнейшим исследованием возможного применения ВИЛ-ов в системах оптической обработки и передачи информации необходимо уделять особое внимание эффекту воздействия оптической обратной связи на качественные характеристики излучающих устройств такого типа. Эффект воздействия оптической обратной связи на излучающее устройство сегодня является предметом активного теоретического и практического исследования [2-4]. Хорошо известно, что обратная связь оказывает сильное влияние на динамические и спектральные характеристики традиционных лазеров с боковым излучением [2] и, как следует из последних публикаций, также оказывает сильное влияние на характеристики вертикально излучающих структур [3-5]. Обратная связь может привести к серьезному изменению спектральной характеристики, мощности излучения, шума интенсивности, поляризации и т.д. Источником оптической обратной связи являются входной конец оптического волокна, линзы, различные оптические элементы, детекторы и т.д. Достаточно актуальным является случай исследования эффекта обратной связи, вызванного волокном, расположенным от вертикально-излучающей структуры на дистанции порядка оптической длины волны.

В данной работе нами проведено теоретическое исследование воздействия обратной связи, вызванной входным концом волокна, на усиливающие характеристики многослойных полупроводниковых структур, а также исследована величина вводимой в волокно энергии от изменения позиции входного конца волокна относительно выходной поверхности ВИЛ-а. Схематическая структура ВИЛ – оптическое волокно представлена на рис.1.

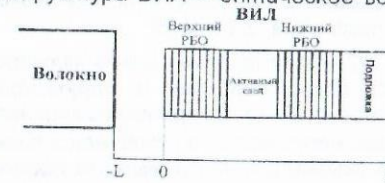


Рис. 1. Схематическая структура ВИЛ – волокно

ВИЛ-а, представленная на рис. 1, состоит из активного слоя (GaAs) с оптической толщиной  $1.5 \lambda$ , (где  $\lambda$  - резонансная длина волны), окруженного с обеих сторон стопкой четвертьволновых полупроводниковых (GaAlAs/AlAs) слоев, формирующих распределенный Бреговский отражатель (РБО). Вся структура ВИЛ-а наращена на подложке из GaAs. Структура предусмотрена для излучения на длине волны 0.85 мкм, глухая подложка обеспечивает одностороннее излучение с верхнего конца вертикально-излучающей структуры.

Эффект воздействия обратной связи на оптические характеристики ВИЛ-а исследован с помощью метода единого выражения (МЕВ) [6]. Структур-

ура ВИА-а и оптического волокна представлена в качестве целостной модели. В качестве оптического волокна выбрано кварцевое волокно с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2.25$ .

Линейное изменение в позиции ВИА – волокно приводит к периодическому изменению амплитуды и фазы волны, отраженной от внешнего отражателя (волокна) и верхнего РБО, что в свою очередь приводит к изменению таких параметров, как пороговое значение тока, мощность энергии, вводимой в волокно, квантовая эффективность, резонансная длина волны и т.д. Использование МЭВ для исследования модели ВИА – оптическое волокно позволяет детально рассмотреть воздействие обратной связи, вызванной волокном, на оптические характеристики лазера, благодаря изучению поведения распределения амплитуды поля в пределах данной структуры. Исследования структуры ВИА – оптическое волокно проведены с учетом реальных и мнимых частей диэлектрических проницаемостей в слоях структуры, позволяющие учитывать потери в полупроводниковых слоях, а также усиление в активной среде вертикально-излучающего лазера. На рис.2 представлены: распределения амплитуды поля и реальной части диэлектрической проницаемости для рассматриваемой модели при  $L = 0$  и  $L = \lambda/4$ , где  $L$  – расстояние между поверхностью волокна и верхнего РБО структуры лазера. Бегущая волна в волокне ( $z < -L$ ) свидетельствует о достижении лазером режима генерации и распространении световой энергии вдоль волокна. При  $L = 0$  достигнут режим генерации (рис. 2 а) и, как видно из рисунка, стоячая волна в РБО переходит в бегущую в своем пике, обеспечивая таким образом ввод большей части энергии, излучаемой лазером, в волокно.

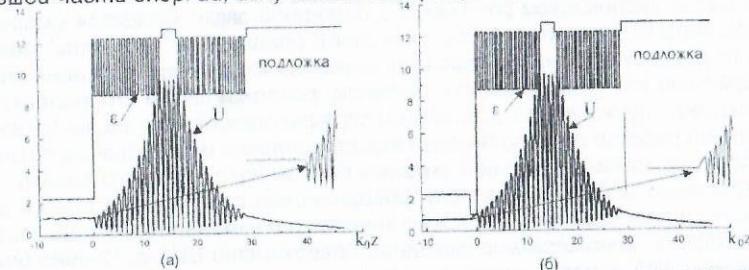


Рис. 2. Распределение диэлектрической проницаемости и амплитуды поля стоячей волны в структуре ВИА – оптическое волокно при:  $L = 0$  (а) и  $L = \lambda/4$  (б)

Такой же результат получается при  $L = \lambda/2$ , когда стоячая волна является резонансной для полости, расположенной между волокном и структурой ВИА-а. При нахождении торца волокна относительно поверхности верхнего РБО на расстоянии  $L = \lambda/4$  режим генерации нарушается и требуется повышение порогового значения усиления, что эквивалентно повышению порогового значения тока, для достижения режима генерации лазера и ввода энергии в волокно. При удалении волокна от лазера стоячая волна уже не является резонансной для промежуточной полости между волокном и лазером, что приводит к уменьшению выходной интенсивности и изменению фазы. Но несмотря на более высокое усиление, необходимое для достижения режима генерации, мощность энергии, вводимой в волокно меньше, чем в предыдущем случае. Как видно из Рис. 2(б), стоячая волна в РБО переходит в бегу-

щую в волокне, имея спад по амплитуде в зазоре. Таким образом, расположенные волокна относительно поверхности лазера являются не только важным с точки зрения оптимального ввода излучаемой лазером энергии в волокно, но и с точки зрения воздействия оптической обратной связи, вызванной торцевой поверхностью волокна, на пороговое значение тока лазера, при котором достигается режим генерации. Из результатов видно, что наиболее оптимальным является расположение волокна с нулевым ( $L=0$ ) или полуволновым ( $L=\lambda/2$ ) зазором.

Необходимо отметить, что эффект обратной связи зависит только от продольной структуры ВИА-ов. Поперечные структуры, такие как оксидные апертуры не оказывают особого влияния на эффект обратной связи [3], что в очередной раз доказывает практическую важность подобного теоретического исследования с учетом усиления и поглощения в слоях целостной модели ВИА – оптическое волокно.

### Литература

1. Iga K. Surface-emitting laser - its birth and generation of new optoelectronics field //IEEE Journ on Select. Topics in Quant. Electron. -2000. -V.6, N.6. - P.1201- 1215.
2. Takuma Ch. Physics of Semiconductor Lasers. - Moscow, 1989.
3. Hsu A., J.-F. Seurin P., Chuang S. L. and Choquette K. D. Optical feedback in vertical-cavity surface-emitting lasers. IEEE J. Quantum Electron. - 2001. -V.37. -P. 1643-1648.
4. Chung Y. C. and Lee Y. H. Spectral characteristics of vertical - cavity surface-emitting lasers with external optical feedback. // IEEE Photon. Technol. Lett. 1991. -V. 3. -P. 597-599.
5. Ho K. P., Walker J. D. and Kahn J. M. External optical feedback effects on intensity noise of vertical-cavity surface-emitting lasers // IEEE Photon. Technol. Lett. 1993. -V. 5. -P. 892-895.
6. Law J. Y. and Agrawal G. P. Effects of optical feedback on static and dynamic characteristics of vertical-cavity surface-emitting lasers // IEEE J. Select. Topics Quantum Electron. 1997. -V. 3. -P. 353-358.
7. Baghdasaryan H., Knyazyan T. Problem of plane EM wave self-action in multiplayer structure: an exact solution. // Optical and Quantum Electron. 1999. -V. 31. -P.1059-1072.

### ԲԱԼԱՆԱՅԻՆ ՈՒԺԵՂԱՐԱՐՆԵՐ

Ռ. Կիրակոսյան, Ա. Սահակյան

Գրող հոդրության ուժեղարարները (ՀՀՈՒ) 30...100 ՄՀց հաճախության տիրույթում կառուցում են երկտակտ սխեմայով, որով բարձրացվում է ՕԳԳ-ն՝ պահպանելով ելքում հարմոնիկ համար լարում առանց LC զտող շղթաների կիրառման: 100 ... 2000 ՄՀց (և ավելին) հաճախատիրույթում երկտակտ ՀՀՈՒ-ները կառուցվում են բալանսային տրանզիստորների (ԲՏ) վրա, որը թույլ է տալիս կտրուկ իջեցնել հետադարձ կապը՝ պայմանավորված տրանզիստորի բնդիամուր ելունդի ինդուկտիվությամբ: Այդ պատճառով հաղորդչի վերջին, նախավերջին և նախնական ՀՀՈՒ-երը 1...2 ԳՀց հաճախությունների վրա կառուցում են երկտակտ սխեմայով՝ սկսած 1...10 Կտ հոդրությունից:

Ավելի պարզ է երկտակտ ՀՀՈՒ-երը կառուցել կոմպլեքս-տար տրանզիստորների վրա (n-p-n և p-n-p տարբեր տեսակի հաղորդականություններով), քանի որ վերանում է 180°-ով փուլաշեղչի օգտագործման անհրաժեշտությունը տրանզիստորներից որևէ մեկի մուտքին և ելքին: Այս դեպքում փոփոխական հոսանքի համար տրանզիստորներն ըստ մուտքի և ըստ ելքի միանում են զուգահեռ: Սակայն որոշակի տեխնոլոգիական դժվարությունների պատճառով հնարավոր չէ

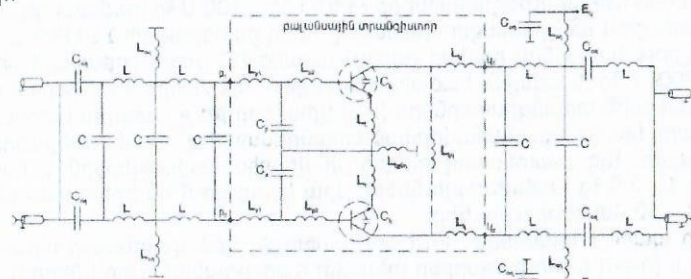
անել n-p-n և p-n-p կրեննիումային երկբևեռ տրանզիստորների պարամետրերը նույնը, բանի որ էականորեն տարբերվում են նրանց հիմնական պարամետրերի կախվածությունները ջերմաստիճանից: Արտադրությունում կան սահմանափակ տեսակի հզոր երկբևեռ կոմպլեմենտար տրանզիստորներ, օրինակ KT904-KT914-ը: Այդ պատճառով ռադիոհաճախության երկտակտ ՅՅՈՒ-ները կառուցում են նույնատիպ հաղորդականության տրանզիստորների վրա: Բավականին հեշտ է այդ սխեմաները կառուցել բալանսային տրանզիստորների վրա, մանավանդ, որ այդպիսիները շատ են արտադրությունում (աղ. 1):

Աղյուսակ 1

Նմուշ	Աշխատ. հաճախ., ԳՀց	Հզորութ., վտ	Միացմ. սխ.
KT9125A	0.1 ... 0.5	50	ԸԷ
2T9128AC	0.1 ... 0.2	200	ԸԷ
2T9155A	0.15 ... 0.86	15	ԸԷ
2T9155B	0.15 ... 0.86	50	ԸԷ
2T9155B	0.15 ... 0.86	100	ԸԷ
KT991AC	0.35 ... 0.7	55	ԸԷ
2T9132AC	0.35 ... 0.7	140	ԸԷ
2T9151AC	0.65 ... 1.0	15	ԸԷ
2T9156BC	0.65 ... 1.0	50	ԸԷ
2T9140A	0.9 ... 1.45	110	ԸԲ
2T9122A	1.3 ... 2.0	55	ԸԲ

Բալանսային տրանզիստորը կազմված է 2՝ նույնատիպ հաղորդականության տրանզիստորներից, որոնք տեղադրված են ընդհանուր կորպուսում, միացված ԸԷ կամ ԸԲ սխեմայով և հաշվարկված են աշխատելու որոշակի հաճախատիրույթում:

Բալանսային ուժեղարարի համարժեք էլեկտրական սխեման կունենա նկ.1-ի տեսքը, որի մուտքում և ելքում ցույց են տրված LC համաձայնեցնող շղթաները, շտրիխաներով ուղղանկյան մեջ՝ բալանսային տրանզիստորը: Շտրիխային շրջանագծերով պատկերված են տրանզիստորի բյուրեղները, ցույց են տրված էմիտերները և կոլեկտորները միացնող հաղորդալարերի ինդուկտիվությունները, իսկ բազաների շղթաներում միացված են տրանսֆորմացման  $L_{p1}$   $C_p$   $L_{p2}$  շղթաները: Որոշ տրանզիստորներում կոլեկտորների միջև միացվում է  $L_{կլ}$  ինդուկտիվությունը, որը կոմպենսացնում է տրանզիստորի ելքային  $C_{ելք}$   $= C_{կլ}$  ունակությունների ազդեցությունը՝ կազմելով նրանց հետ  $f_0 = \sqrt{f_c \cdot f_u}$  հաճախությամբ ռեզոնանսային կոնտուր:



Նկ.1 Բալանսային ուժեղարարի էլեկտրական սխեման

Սխեմայի մուտքը և ելքը միացվում են բաժանող և գումարող կվադրատուրային կանուրընթեին, այնպես, որ դրանք (ԲՏ) աշխատում են 90° փուլային շեղու-

մով: Այսպիսի սխեմայում զուգակցվում են բալանսային երկտակտ սխեմայի և կվադրատուրային կառուցվածքի դրական հատկանիշները:

ԲՏ-երի դեպքում արդյունաբար մուտքային և բեռի դիմադրությունները մեծանում են 4 անգամ, սովորական տրանզիստորների համեմատ (երբ տատանողական հզորությունը երկու դեպքում էլ նույնն է): 2 անգամ մեծացումը պայմանավորված է նրանով, որ ամեն մի տրանզիստոր հաշվարկվում է 2 անգամ փոքր տատանողական հզորության համար և 2 անգամ էլ՝ շնորհիվ տրանզիստորների հաջորդական միացման, ըստ մուտքի և ելքի:

ԲՏ-ներում նկատելիորեն փոքրանում է ընդհանուր ելունդների ինդուկտիվությունների ազդեցությունը շնորհիվ այն բանի, որ նրանց մեծ մասը ընդհանուր է երկու տրանզիստորի համար (նկ.1-ում՝  $L_{ընդ}$ ), որով էմիտերային հոսանքները հոսում են հակառակ և կոմպենսացնում են մեկը մյուսին:

Բալանսային ուժեղարարի էներգետիկ հաշվարկը կատարվում է տրանզիստորի սահմանային ռեժիմի համար: Կոլեկտորային (ելքային) և մուտքային շղթաների հաշվարկները բավականին նման են գոյություն ունեցող հաշվարկներին, այդ պատճառով այստեղ կբերենք մի քանի պարամետրերի հաշվարկային բանաձևերը, որոնք պարունակում են որոշակի տարբերություն:

1. Կոլեկտորի վրա առաջին հարմոնիկի լարման  $U_{կոլ1}$  ամպլիտուդը՝

$$U_{կոլ1} = E_n(0.5 + 0.5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot r_{ց} \cdot P_{136Ա}}{\alpha_1(\theta) E_n^2}}) \quad (1)$$

որտեղ  $r_{հաղ}$ -ը որոշում են տեղեկագրից

$\alpha_1(\theta)$ -ն վերլուծման գործակիցն է

$E_n$ -ն կամ տրված է լինում, կամ վերցվում ստանդարտ մեծություն:  $E_n$ -ն (1)-ում պետք է դնել  $E_{տե}$ -ից 0.1...0.5 4-ով պակաս,  $E_n \leq (0.46...0.54)E_{տե}$ :

Որպեսզի ՕԳԳ-ն 0.6-ից փոքր չլինի, (1)-ի արմատատակ արտահայտության մեծությունը 0.3...0.4-ից փոքր չպետք է լինի: Եթե այս պայմանը չի ապահովվում, պետք է  $E_n$ -ն փոքրացնել:

2. Կոլեկտորի վրա մեծագույն լարումը չպետք է գերազանցի թույլատրելին.

$$E_{կոլ1} = E_n + (1.2...1.3)U_{ոլ136Ա} \leq E_{տե} \quad (2)$$

3. Տրանզիստորի կոլեկտորի վրա ցրման մեծագույն հզորությունը՝

$$P_{կոլ1} = P_{036Ա} - P_{136Ա} = P_{036Ա} - P_{136Ա} \cdot \sqrt{K_{աճու}} \quad (3)$$

որտեղ  $K_{աճու} = 0.5...0.7$ , վազող ալիքի գործակից փոքրագույն արժեքն է:

Նշենք, որ ԸԲ սխեմայի դեպքում  $L_p$ -ով ստեղծվող դրական հետադարձ կապի շնորհիվ կարող է  $r_{ե} < 0$ : Այդ դեպքում սխեմայի աշխատանքի կայունությունը պահպանելու համար էմիտերի ելունդին հաջորդաբար միացվում է լրացուցիչ  $R_{ե} \geq |r_{ե}|$  դիմադրություն այնպես, որ  $K_p = 2P_{կոլ1} / (r_{ե} + R_{ե})$ -ն մեծ չլինի 10-ից:

Աշխատանքը կարող է օգտակար լինել ինչպես կուրսային, այնպես էլ դիպլոմային նախագիծ կատարող ռադիոտեխնիկական մասնագիտությամբ ուսանողների և մագիստրանտների համար:

#### Գրականություն

1. Проектирование радиопередатчиков. / Под ред. В.В.Шахгильдяна. - М.: Радио и Связь, 2000.
2. Կիրակոսյան Ռ.Մ. Ռադիոհաղորդիչ սարքեր. Ուսումնական ձեռնարկ. Մաս 1., - Երևան, 1991.
3. Радиопередающие устройства / Под ред. М.В.Благовещенского, Г.М.Уткина. - М.: Радио и Связь, 1982.

## АЛГОРИТМ РАСШИРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЕМКОСТИ МИКРОЧИПОВ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ БЕЗ УВЕЛИЧЕНИЯ ИХ НАЧАЛЬНОГО ФОРМАТА ПАМЯТИ

Г. Берберян, Д. Жамакочян

При транспортировке и стационарном или временном хранении различных изделий на разных стадиях их перемещения от производителя до потребителя в настоящее время все большее распространение получает радиочастотная идентификация - РЧИД (или в английской аббревиатуре - RFID) различных объектов. Это объясняется тем известным преимуществом RFID, которое обусловлено его системой кодирования данных во всемирном формате EPC (Electronic Product Code) по отношению к подобному формату UPC (Universal Product Code) в системе штрих - кодирования (Bar Coding). Оно заключается в том, что в отличие от UPC, пригодного для использования только генерического признака, система EPC позволяет производить идентификацию для всех существующих признаков распознавания как генерического, так и индивидуального, путем обработки цифровой информации о характеристиках объектов, содержащейся в размещаемых на их упаковках электронных товарных этикетках в виде программируемых чипов ("тэгов"), и использования декодирующих их сканеров

Структура формата EPC содержит семь 16-разрядных и два восьмиразрядных кодовых блока ( $7 \cdot 2^8$  плюс  $2 \cdot 2^8$  кодовых слова), т.е. 128-битовую память, из которых шесть 16-разрядных блоков (96 битов) являются информационными, а один служит для проверки возникших в них ошибок передачи и их коррекции (в формате CRC) в то время, как один из двух 8-разрядных блоков используется для самоликвидации ("killcode") в случае несанкционированного доступа, а другой - для закрытия последнего слова данного информационного канала ("locking code") и его различения от других в устройстве памяти многоканальной системы. Указанный формат (EPC) в дальнейшем через предусмотренные для этой цели серверы ONS (Object Name Server) с базой данных в формате "VenSignadminister" переводится в Internet - протокол [1].

Кроме указанного, существуют и другие форматы, значительно превосходящие структуру EPC по общему количеству содержания идентичных кодовых блоков (с памятью тэгов до 10 кбит), например, такие, которые используют известные американские авиакосмические фирмы Боинг и Дуглас - Макдональд для передачи существенно большего количества информации. Однако при этом исключается возможность подключения к системе Internet в реальном масштабе времени, что может вызвать неоправданные издержки для пользователей, а также, вследствие понижения рыночного рейтинга, резкое сокращение потребительского спроса к таким форматам [1].

Расширение памяти рассматриваемых форматов с обязательным соблюдением указанных аномальных условий считают допустимым для исключительных технических целей, ущерб от которых отражается лишь на ухудшении лишенной смысла альтернативной оценки себестоимости отдельных объектов и поэтому игнорируется. Но в ряде случаев, особенно при массовом характере применения этих форматов, да еще в сочетании с малой степенью их требуемого расширения, значительно уступающей вышеуказанной (аномальной), такой подход является абсолютно недопустимым в силу радикальной разницы в подходе к альтернативной оценке себестоимости

по отношению к сравниваемому формату. Иначе говоря, категория себестоимости реализации форматов тэгов в данном случае становится приоритетной и поэтому требующей реализации иных концепций, удовлетворяющих ряду неординарных требований, предъявляемых к системе кодирования в существующих тэгах без какого - либо расширения формата их памяти.

В связи с определенной непредсказуемостью в наступлении скорых перемен в иерархии взаимодействия RFID через структуру ONS с системой Internet [1], позволяющей какое-либо расширение форматов тэгов, судя по сведениям, полученным из авторитетных литературных источников, не предвидится, поэтому в настоящее время является актуальным любое расширение информационной емкости товарных чипов без увеличения форматов их памяти.

Исследования, проведенные авторами в данном направлении, позволили изыскать значительный дополнительный ресурс в увеличении информационной емкости, которая без особых осложнений может быть использована, прежде всего, для повышения степени защищенности тэгов. Основой для этого может служить строго индивидуальное различие влияния дисперсии или СКО аддитивной внутренней помехи тэгов на хранимую в них в кодированном виде информацию, проявляемой при излучении, количественную оценку которой можно произвести с помощью определенной статистики, зависящей от дисперсии (или СКО) указанной помехи. Строгая индивидуальность собственной аддитивной помехи обусловлена особенностями распределения параметров  $R, L, C$  во внутренней структуре вышеуказанных микрочипов, возникающих в области высоких - 13, 56 МГц и сверхвысоких частот 866 МГц, 960 МГц, 2,4 ГГц и 5,8 ГГц и обладающих высокой стабильностью. Последняя проявляется в устойчивости параметрического преобразования спектра цифровой информации в виде радиопульсов модулированной несущей, излучаемой микрочипом в ответ на опрашивающее излучение сканера при распознавании объекта.

Путем использования указанного явления была достигнута именно реализация алгоритма повышения степени информационной защищенности микрочипов без расширения их стандартного формата памяти. По сути, оно состоит в использовании дополнительного признака распознавания в виде уникальных для каждого микрочипа значений СКО, полученных при обработке цифровой информации, подверженной влиянию, в общем, ортогональных друг другу собственных внутренних помех микрочипов. Определение СКО с учетом только количественных соотношений независимо от размерности выборки, кодированных всего лишь в формате четырех любых 16-разрядных или четырех эквивалентных 4-разрядных кодовых чисел, можно произвести путем восстановления четырех выборок, соответствующих указанному кодовому числу [3, 4]. При априорном использовании всех шести 16-разрядных блоков с делением их на четыре 4-разрядных блока каждый с их дополнением до 8 разрядов путем заполнения нулями отсутствующих разрядов, возникает беспрецедентная возможность расширить информационную емкость тэга до двух с половиной раз ( $128 + 6 \cdot 4 \cdot 8 = 256$  битов) без расширения его стандартного формата памяти, образовав виртуальную многоканальность в пределах одного микрочипа. При этом разумеется, что структурная схема сканера остается без существенного изменения, за исключением единственного незначительного дополнения. Последнее обусловлено необходимо-

стью включения в схему сканера блока (в интегральном исполнении) надлежащей обработки восстановленных выборок перед их дальнейшей (неизбежной) низкочастотной фильтрацией совместно с блоком памяти базы особых данных микрочипов. Доступ к результатам указанной обработки можно сделать ограниченно избирательным, что, безусловно, может способствовать повышению степени защищенности подопечного объекта.

Итак, синтез алгоритма по дополнительному признаку идентификации микрочипов РЧИД можно произвести на основе метода обработки выборок, восстановленных в сканере при реализованных им кратных опросах данного тэга, в результате которого путем определения оптимизированных коэффициентов весовой функции вычислится некоторая статистика в виде математического ожидания определенной величины и ее СКО [2, 3]. Как было сказано ранее [3, 4], этот метод реализуется с помощью оптимизируемой весовой функции или весового вектора  $\vec{H}_{opt}$ , выражение которого определяется формулой Винера-Хопфа

$$\vec{H}_{opt} = R^{-1} \cdot \vec{P}, \quad (1)$$

где  $R^{-1}$  - матрица, обратная автокорреляционной матрице выходного сигнала (вектора)  $\vec{y}$ , равной  $R = E\{\vec{y}(n) \cdot \vec{y}^T(n)\}$ , а  $\vec{P} = E\{X(n) \cdot \vec{y}(n)\}$  - вектор взаимной корреляции между  $n$ -й (последней) выборкой  $X(n)$  входного сигнала  $x(n)$  и случайным вектором  $\vec{y}(n)$  с координатами  $y_1, y_2, \dots, y_{n-1}, y_n$ , причем  $\vec{y}(n) = \vec{x}(n) + \vec{N}(n)$ , а  $\vec{x}(n) = \{x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n\}$  и  $\vec{N}(n) = N(1), N(2), \dots, N(n-1), N(n)$  представляют выборки без помех или вектор, координаты которого представлены  $n$ -кратными выборками сигнала без помех и собственных аддитивных помех без сигнала соответственно.

Оценка  $\hat{x}(n)$  случайной величины  $x$  производится по формуле ее средневзвешенного значения

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=0}^{M-1} y(n-k) \cdot h_k, \quad (2)$$

где  $y(n-k)$  -  $k$ -я выборка выходного сигнала;

$h_k$  -  $k$ -й элемент  $\vec{H}_{opt}$ ;  $M=2,3,4, \dots$

Среднеквадратичная ошибка оценки (СКО) определяется по выражению

$$E\{e^2(n)\} = E\{X^2(n)\} - \vec{H}_{opt} \cdot \vec{P}. \quad (3)$$

Анализ показал, что изменение во времени значений дискретных выборок при многократном их повторении, обусловленном кратностью восстановления в сканере, можно представить синусоидальной, постоянной по значению и знаку, знакопеременной и квазипостоянной по значению (в виде меандра), периодической линейно-возрастающей и убывающей функциями.

Используя выкладки, приведенные в [3, 4], и исходя из предположения о том, что соотношение частоты дискретизации (выборок) и изменения во времени выходного сигнала  $y(n)$  удовлетворяют требованиям теоремы Котельникова, можно записать

1.  $\hat{x}(n) = [1/2 + \alpha] / 2[1 + \alpha]$ ,  $E\{e^2(n)\} = \alpha / (2[1 + \alpha])$  для первого,
2.  $\hat{x}(n) = 1$ ,  $E\{e^2(n)\} = 1 - 4 / (\alpha + 4)$  для второго и третьего случаев.
3. для четвертого случая элементы  $\vec{H}_{opt}$  запишутся в виде:  $h_0 = g = 1 / (4\alpha + 10)$ ,

$h_1 = h = 2g$ ,  $h_2 = i = -2g$  и  $h_3 = j = -g$  и при любом характере выборок. При значении  $x(n)$ , например, равном  $1/2$ , получим:  $\hat{x}(n) = 1/2$ ,  $E\{e^2(n)\} = 0$  при  $\alpha=0$  и  $\hat{x}(n) = 0,4$ ,  $E\{e^2(n)\} = 0,05$  при  $\alpha=1/2$ , в предположении, что значения  $x$  и ассоциированные с ней другие величины нормированы по отношению к ее амплитудному значению, причем  $\alpha = \sigma^2(n)$  - дисперсия белого шума.

#### Литература

1. Dipert, Brian, Running interference // EDN, Aug 22, 2002. - P 24.
2. Therren C. W. Signals and Statistical Signal Processing.- New Jersey: Prentice Hall Inc., 1992 - 450 p.
3. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коузена и П.М.Гранта.- М.: Мир, 1988. - 392 с.
4. Берберян Г.В. Исследование влияния формы выходных сигналов на нерекурсивное винеровское оценивание результатов наблюдений в системе диагностики мощных гидрогенераторов // Известия НАН РА и ГИУА, сер. ТН, т.53.- 2000.- № 3.- С. 404-411.

## ՈՒՂԻՈՂԱՊՐԴԻՉ ԿԱՅԱՆՆԵՐԻ ՏԵՂԱԴՐՄԱՆ ԱՇԽԱՏԱՆՔԱՅԻՆ ՆԱԽԱԳԻԾ

Ա. Սարգսյան, Գ. Արրահամյան

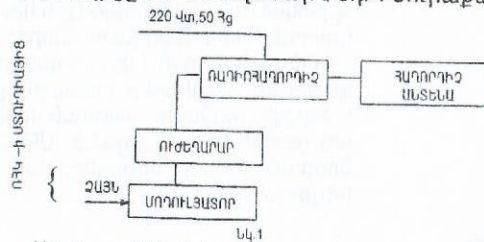
Ուղիոհաղորդիչ (ՈՂ) կայանների տեղադրման աշխատանքային մատչելի նպատակն է «Ուղիո Չայ» ռադիոկայանի ծրագրերի հեռարձակումը ԳՅ 20 քաղաքներում և նրանց հարակից շրջաններում:

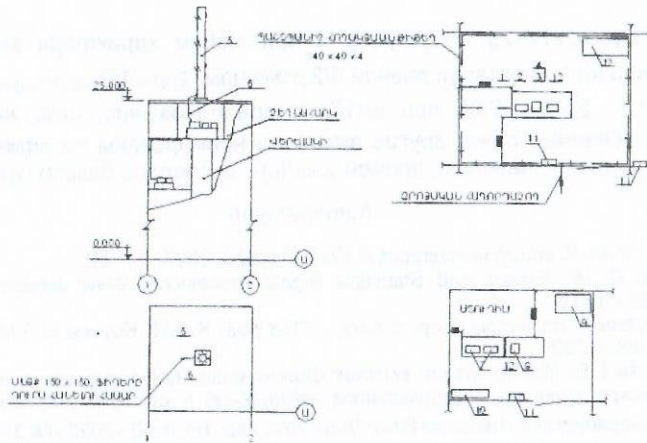
«Ուղիո Չայ» ռադիոկայանի ծրագրերը ինտերնետ կապի միջոցով հաղորդվելու են ԳՅ 20 քաղաքներ, որտեղից իրականացվելու է հեռարձակումը:

Կայանները տեղադրվելու են մասամբ կամ լրիվ չբնակեցված շենքերում: Կայանները աշխատելու են ընտրված բարձր հաճախականությունների տիրույթում, կիրառվելու է FM մոդուլացիան:

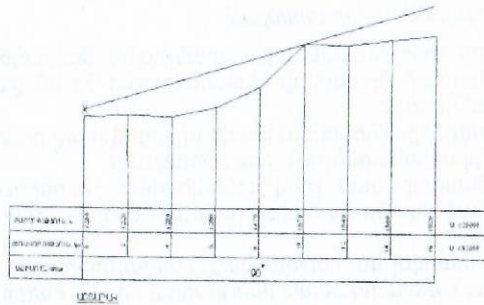
Տեխնոլոգիական լուծումները կատարվել են հաշվարկային տվյալների հիման վրա: Ընտրվել են համապատասխան տեխնիկական բնութագրերով ՈՂ հաղորդիչներ: ՈՂ անտենան քառաստիճան վիբրատոր է, որի ընդհանուր ուժեղացման գործակիցը /ՈՒԳ/ հավասար է 80Բ: Յուրաքանչյուր կայանի համար հաշվարկվել է անտենայի էֆեկտիվ բարձրությունը, որը (10-15)մ երկարությամբ ֆիդերով միանալու է հաղորդչին: Անտենաները տեղադրվելու են շենքի տանիքում: Կայանների բլոկ-սխեման /ընդհանուր տեսքով/ բերված է նկ.1-ում, իսկ սարքավորումների տեղաբաշխման և ֆիդերի տեղադրումը՝ նկ.2-ում:

Այլ կայանների խանգարող ազդեցությունները հնարավորինս բացառելու համար կատարվել են էլեկտրամագնիսական համատեղելիության հաշվարկը կատարվել է էլեկտրոնային ինժեների հետազոտությունից, անտենայի ՈՒԳ-ից, ալիքի երկարությունից, ընդունման կետում դաշտի լարվածությունից, հաղորդման և ընդունման կետերի բարձրությունից, ինչպես նաև հողի մակերևույթի հորիզոնի նկատմամբ ուղղվածությունից:





Նկ.2 1-հաղորդիչ; 2- մոդուլատոր; 3- ուժեղարար; 4- օսցիլոգրաֆ; 5- անտենայի կայմ; 6- ֆիդեր; 7- համակարգիչ; 8- հեռուստացույց; 9-մոնտաժային սեղան; 10- պահոց; 11- սնուցող վահանակ; 12-սեղան

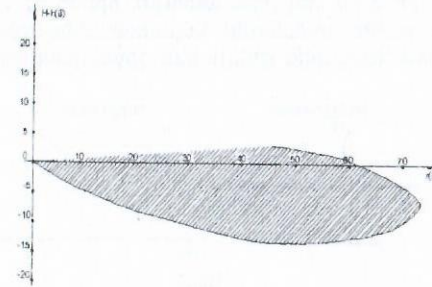


Նկ.4

Ամեն մի ՌՀ կայանի՝ շրջակա տեղանքի, անհարթությունների գնահատում է կատարվել (քայլը՝ 30°), օգտվելով տոպոգրաֆիական քարտեզներից և այլ տեղեկատվական աղբյուրներից: Ամեն մի ուղղությամբ հաշվարկվել է հեռարձակման տիրույթի շառավիղը /Նկ.3/, որի հիման վրա էլ ստացվել ռադիոհեռարձակման տիրույթի քարտեզը /Նկ.4/:

Կայանների նախագծման ընթացքում հաշվի է առնվել ինժեներական անվտանգությունը և հակահրդեհային միջոցառումները:

Կենսաբանորեն վտանգավոր տիրույթի հաշվարկը կատարվել է հաշվի առնելով սահմանային թույլատրելի մակարդակի /ՍԹՍ/ նորման տվյալ ալիքների տիրույթում, որը 3 Վ/մ է:



Նկ.5 H - ճառագայթման կետի բարձրությունը գետնից h - անտենայի տեղադրման բարձրությունը r - անտենայից հորիզոնական հեռավորությունը — սահմանային թույլատրելի մակարդակի սահմանը /// - կենսաբանորեն վտանգավոր տիրույթը

ճածկված կլիմի ՀՀ տարածքի մոտ 40%-ը և ունկնդրելու հնարավորություն կունենան 1,3 մլն մարդ:

Գրականություն

1. Սարգսյան Ա. Էլեկտրադինամիկա եւ ռադիոալիքների տարածում (ուս. ձեռնարկ). - Երևան, 2004.
2. Берг А. И., Бурдейный Ф. И. Справочник радиолюбителя. Т.1. - М.: 1961.
3. Современные беспроводные и спутниковые технологии. Выпуск 3. - М., 1998.
4. ГОСТ 24375 - 80. Радиосвязь. Термины и определения.
5. Ерұхын Г.Н. и др. Антенно-фидерные устройства. - М.: Радио и связь, 1989.
6. Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства. - М.: 1968.
7. СН 2963-84 Временные санитарные нормы и правила защиты населения от воздействия электромагнитных полей.

ԴԻՏԱՐԿՈՂ ՈՒԴԻՈՒՆԿԱՑԻՈՆ ԿԱՅԱՆԻ ԻՆԴԻԿԱՏՈՐԻ ԱՐԴԻՎԱԿԱՆԱՑՈՒՄ

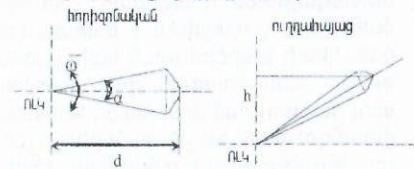
Ա.Ավետիսյան

Աշխատանքի նպատակն է ընդլայնել ՌԼԿ-ի հայտնաբերման ինդիկատորի ֆունկցիոնալ հնարավորությունները՝ մասնավորապես որոշել նպատակակետի անցած ուղին:

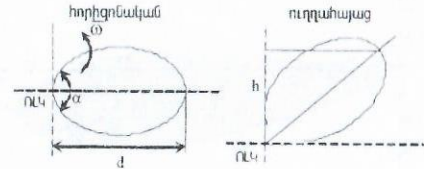
Թվային տարրերի կիրառումը ռադիոլուկացիոն կայաններում (ՌԼԿ) հնարավորություն տվեց դրանցում կատարվող ֆունկցիաների ավելացման: ժամանակակից ՌԼԿ-ների ինդիկատորային հանգույցի աշխատանքն ապահովվում է միկրոպրոցեսորների, միկրոկոմպյուտրերների և ՇՏԻՍ-ների կողմից:

ՌԼԿ-ներն ըստ իրենց նշանակության երկու տեսակ են՝ չափիչ և հայտնաբերման: Չափիչ ՌԼԿ-ների ինդիկատորների ճառագայթների փունջը նեղ է (Նկ.1), աշխատանքային ռեժիմում չեն կատարում լրիվ պտույտ, իրենց նշանակության համաձայն հետևում են մեկ նպատակակետի, չունեն դիտման լայն տեսադաշտ, և աշխատանքային ցիկլի մեկ շրջապտույտի տևողությունը ընդամենը միլիվայրկյաններ են: Հայտնաբերման ինդիկատորների ճառագայթների փունջը լայն է

(նկ.2), աշխատանքային ռեժիմում կատարում են մեկ լրիվ պտույտ, իրենց նշանակության համաձայն հետևում են մի քանի (տասնյակ) նպատակակետերի, ունեն դիտման լայն տեսադաշտ և աշխատանքային ցիկլի մեկ շրջապտույտի տևողությունը վայրկյաններ են:

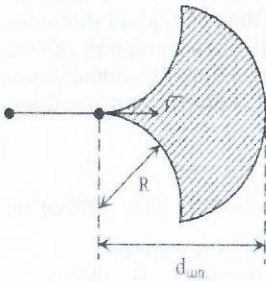


Նկ.1



Նկ.2

Հայտնաբերման ինդիկատորների նշանակությունը մեծ սխալանքով (մի քանի աստիճան) տեղանքի համայնապատկերի արտապատկերումն է և նրա նկատմամբ նպատակակետերի հայտնաբերումը: Նոր տեխնոլոգիաների մուտքը ռադիոլուկացիոն սարքավորումներ հնարավորություն տվեց հայտնաբերման ՌԼԿ-ների միջոցով կատարել չափումներ և որոշել նպատակակետի արագությունը, կուրսը և անցած ուղին որոշակի թույլտվածքով:



Նկ.3

Նպատակակետի անցած ուղին հետագիծը, որոշվում է հետևյալ հաջորդականությամբ.

- նպատակակետի վերջին երկու դիրքի կոորդինատների միջոցով հաշվվում է կուրսը,
- վերջին երկու դիրքի կոորդինատների և կորի հիման վրա որոշվում է այն տիրույթը, որում կարող է գտնվել նպատակակետի հաջորդ դիրքը,
- գտնված տիրույթում որոնվում է նպատակակետը:

Տիրույթը, որում կգտնվի որոնվող նպատակակետը, բերված է նկ.3-ում: Տիրույթի սահմանները որոշվում են հետևյալ կերպ:  
Ֆիզիկապես լավ պատրաստված օդաչուն օդում կարող է դիմանալ մինչև  $\varepsilon = 6g$  արագացումների: Մյուս կողմից

$$\varepsilon = \frac{V^2}{R}$$

որտեղ  $\varepsilon$ -ը թռչող օբյեկտի անկյունային արագացումն է,

$V$ -ն արագությունը,  $R$ -ը շառավիղը:

Այստեղից

$$\frac{V^2}{R} = 6g,$$

որտեղից

$$R = \frac{V^2}{6g}.$$

$V$ -ն տվյալ ՌԼԿ-ի համար տեսանելի ամենաարագ թռչող ինքնաթիռի արագությունն է, օրինակ  $V = 3600$  կմ/ժամ =  $1000$  մ/վ:

$$R = \frac{10^6}{6 * 9,8} \approx 15000 \text{ մ} = 15 \text{ կմ} :$$

Եթե տվյալ ՌԼԿ-ի անտենան 1 ր-ում կատարում է 3 պտույտ, ապա 1 պտույտի տևողությունը կլինի 20 վրկ., այսինքն նպատակակետը կարող է հեռանալ առավելագույնը՝

$$d_{տն} = 20 * 1000 = 20000 \text{ մ} = 20 \text{ կմ} :$$

ՌԼԿ-ի էլեկտրոնային-ճառագայթային խաղովակը փոխարինվել է համակարգչով, որի արդյունքում հնարավորություն է ստեղծվել որոշել նպատակակետերի հետագծերը:

Հետագծի որոշման այս եղանակի հիման վրա կազմվել է ալգորիթմ, որի օգնությամբ իրականացվել է ծրագրային ապահովում:

Նպատակակետի հետագծի որոշման ալգորիթմը բավականին բարդանում է կախված նպատակակետի արագությունից, անդրադարձնող մակերեսի մեծությունից և ՌԼԿ-ի բնութագրերից: Օրինակ, այնպիսի մի իրավիճակ, երբ տվյալ նպատակակետը մեկ շրջապտույտի ընթացքում չի հայտնաբերվում ՌԼԿ-ի կողմից:

Աշխատանքը կատարված է. տեսական և փորձնական արդյունքները համատեղելի են:

Աշխատանքի գործնական կիրառումը հայտնաբերման ՌԼԿ-ներում հնարավորություն է կտնել միաժամանակ հետևելու տասնյակ նպատակակետերի հետագծեր:

#### Գրականություն

1. Бакулев П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей. - М.: Радио и связь, 1996.
2. Казаринова Ю.Э. Радиотехнические системы. - М.: Высшая школа, 1990.

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОГРАММНОГО ПАКЕТА LABVIEW В КУРСОВОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ ПО АНТЕННЫМ СИСТЕМАМ

Л. Хачатрян

В последние годы при различных расчетах, проведении измерений, анализе данных применяются языки программирования, которые позволяют достичь поставленной цели за очень короткое время.

В настоящей статье предлагается программа для расчетов в рамках курсового проектирования рупорной антенны с применением программного пакета LabView. Разработанная программа позволяет рассчитать все параметры и построить диаграмму направленности антенны в двух плоскостях.

Диаграмма направленности антенны в двух плоскостях рассчитывается методом волновой оптики на основе принципа Гюйгенса и формулы Кирхгофа.

В плоскости  $E$  формула имеет вид:

$$F_E(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\sin\left(\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta},$$

в плоскости  $H$ :

$$F_H(\varphi) = \frac{1 + \cos \varphi}{2} \frac{\cos\left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \varphi\right)}{1 - \left(\frac{2 \pi a_p}{\pi \lambda} \sin \varphi\right)^2}$$

где углы  $\theta$  и  $\varphi$  образованы нормалью к поверхности раскрыва и направлением в точку наблюдения [1].

Алгоритм проектирования - довольно громоздкий процесс, который усложняется тем, что задача многопозиционная, так как число исходных параметров велико. Дополнительная сложность возникает в процессе оптимизации при проектировании антенны. Эта задача может быть успешно решена применением компьютерного моделирования с использованием различных универсальных программных систем.

Алгоритм расчета программы представлен на блок-диаграмме

В данной программе используется потоковая модель обработки данных. Узлы блок-диаграммы выполняют заложенные в них функции. По окончании выполнения операции одним узлом результаты операции по проводникам данных передаются следующему узлу и т.д. Лицевая панель создана с помощью элементов управления. Пользователь вводит необходимые исходные

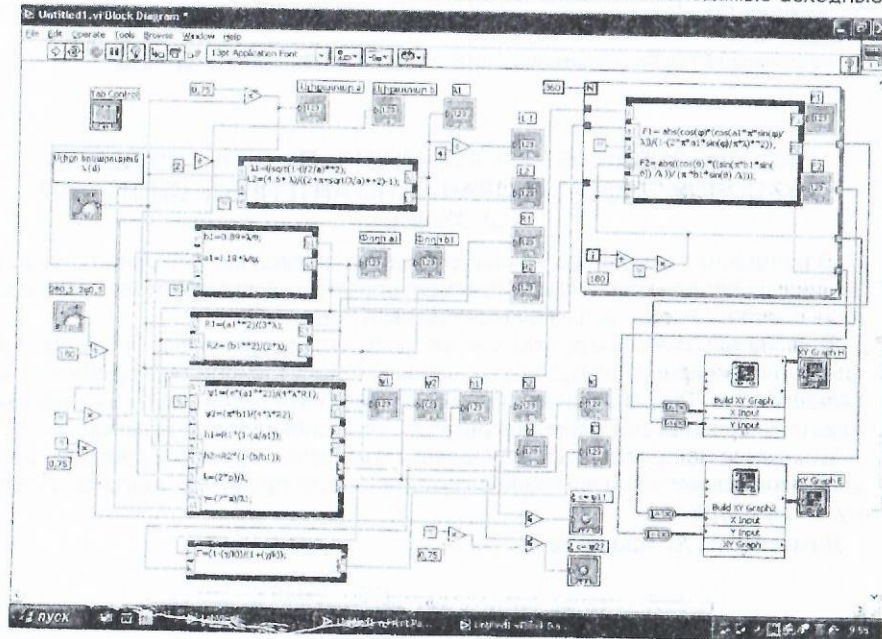


Рис.1

данные. После введения данных можно запустить программу. Включение узла Visible Items (Digital Display) дает цифровое отображение выходных данных. В программе использован узел формул (Формула Node), который позволяет рассчитать все необходимые для расчета функции. Для получения диаграммы направленности рупорной антенны использован график диаграмм (XY – Graph). Вид рассчитанной диаграммы направленности рупорной антенны представлен на рис.2.

Сфера применения LabView в образовательной и, в частности, в академической области непрерывно расширяется. В университетском образовании на LabView создаются лабораторные практикумы по электротехнике, механике, физике. В инженерной практике LabView используется в промышленности, на транспорте, в том числе воздушном, подводном и надводном флотах, при разработке космических аппаратов. В мире науки LabView используют такие передовые центры как CERN (в Европе), Lawrence Livermore, Batelle, Sandia, Oak Ridge (США).

Программный пакет, представленный в работе, используется как дополнительный элемент по визуализации в вопросах курсового проектирования для студентов как бакалавриата, так и магистратуры. Данный программный пакет разработан на кафедре "Антенные системы" ГИУА весной 2004 года и с тех пор активно используется в учебном процессе.

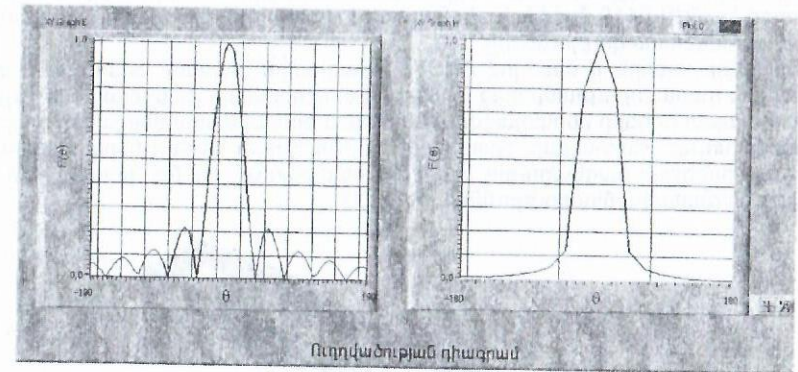


Рис. 2

### Литература

1. Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов /Под. ред. Воскресенского Д. И. - М.: Сов.радио, 1972.
2. Автоматизация физических исследований и эксперимента: компьютерные измерения и виртуальные приборы на основе LabVIEW. Под ред. чл.-корр. РАН Бутырина П.А. - М.: Изд-во ДМК Пресс, 2005.