

Գ.Ռ. ՄԱՐԴՈՅԱՆ, Ժ.Մ. ՀՈՎՍԵՓՅԱՆ

ԿՈՂԱՅԻՆ ՏԱՐԱՆՋԱՏՄԱՄԲ ՎԱՐԺԵՑՆՈՂ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ
ՕԳՏԱԳՈՐԾՈՒՄՈՎ ԲԱԶՄԱԿԻ ՄՈՒՏՔԵՐՈՎ ԵՎ ԲԱԶՄԱԿԻ ԵԼՔԵՐՈՎ (MIMO)
ԿԱՊՈՒՂՈՒ ԳՆԱՀԱՏՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿ

Առաջարկվում է MIMO համակարգերի համար կապուղու գնահատման նոր եղանակ, որը հիմնված է ուղղակի հաջորդականությամբ սպեկտրի լայնացման DSSS (անգլ. direct sequence spread spectrum) եղանակով կազմավորված վարժեցնող ազդանշանների օգտագործման վրա: Առաջարկված եղանակը թույլ է տալիս կրճատել անհրաժեշտ վարժեցնող ազդանշանների տևողությունը, պարզեցնել ընդունիչում կատարվող կապուղու գնահատման գործընթացը, ինչպես նաև բարձրացնել կապուղու գնահատման ճշտությունը:

Առանցքային բառեր. MIMO, DSSS, կապուղու գնահատում:

Ներածություն: Ժամանակակից անլար կապի ոլորտը դժվար է պատկերացնել առանց բազմակի մուտքերով և բազմակի ելքերով (անգլ. multiple-input multiple-output, MIMO) համակարգերի, որոնք օգտագործում են բազմաթիվ հաղորդիչ և ընդունիչ անտենաներ՝ կամ լրացուցիչ խանգարումակայունություն, կամ կապուղու ավելի մեծ թողունակություն ապահովելու համար:

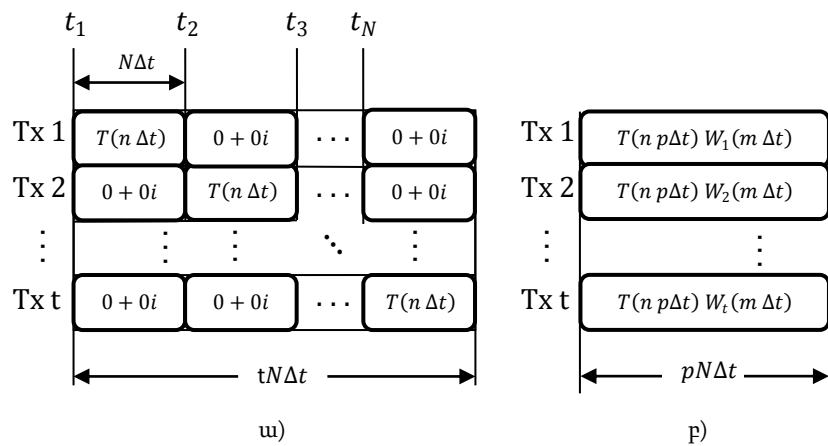
MIMO կապի համակարգի ընդունման ծայրում ստացված ազդանշանները ապակոդավորելու համար անհրաժեշտ է լինում նախապես ունենալ MIMO կապուղու փոխանցման գործակիցները, այսպես կոչված, H մատրիցը, որի յուրաքանչյուր h_{ij} անդամ պարունակում է տեղեկություն այն մասին, թե ինչպիսին է կապուղու կոմպլեքս փոխանցման գործակիցը j -րդ հաղորդիչ և i -րդ ընդունիչ անտենաների միջև: H մատրիցը գնահատվում է ընդունիչում, հաղորդիչներից ստացված վարժեցնող ազդանշանների հիման վրա:

Հիմնականում վարժեցնող ազդանշանները որոշակի կոմպլեքս սիմվոլների հաջորդականություններ են, որոնք ունեն լավ ինքնակոռելացիոն հատկություններ: Տարբեր հաղորդիչների վարժեցնող ազդանշանները հաղորդվում են այնպես, որ դրանց միջև ինտերֆերենցը լինի նվազագույն: Դա կատարվում է վարժեցնող ազդանշանների ժամանակային [1] կամ հաճախային տարանջատման շնորհիվ [2]:

Ժամանակային տարանջատման (անգլ. time division, TD) դեպքում տարբեր անտենաներից հաղորդվող վարժեցնող ազդանշանները հաջորդում են միմյանց (նկ. 1ա): Հաճախային տարանջատման դեպքում վարժեցնող ազդանշանները հաղորդվում են

տարբեր կրողների վրա: Վերջերս շատ մեծ տարածում ստացած MIMO-OFDM համակարգերում վարժեցնող ազդանշանները հաղորդվում են տարբեր ենթակրողներով:

Սակայն վերը նշված եղանակներն ունեն թերություններ: Մասնավորապես՝ վարժեցնող ազդանշանների ժամանակային տարանջատման (TD) դեպքում կապուղու ունակության զգալի տոկոսը ծախսվում է զուտ ծառայողական ինֆորմացիա հաղորդելու համար: Վարժեցնող ազդանշանների հաճախային տարանջատման դեպքում պահանջվում են ավելի շատ հաշվողական ռեսուրսներ, քանի որ վարժեցնող ազդանշանները միմյանցից տարանջատելու համար անհրաժեշտ է կիրառել կամ բավականին բարձր կարգի թվային գտում, կամ OFDM մոդուլման դեպքում՝ Ֆուրյեի արագ ձևափոխություն [1]:



Նկ. 1. Վարժեցնող ազդանշանները՝ ա) ժամանակային տարանջատմամբ (TD) հաջորդականություններով, բ) DSSS հաջորդականություններով

Դիտարկված կապուղու գնահատման եղանակը հիմնված է վարժեցնող ազդանշանների կողային տարանջատման վրա և զերծ է վերը նշված երկու եղանակների թերություններից. այն չի պահանջում հաղորդման մեծ տևողություն, քանի որ բոլոր վարժեցնող ազդանշանները հաղորդվում են միաժամանակ և պահանջում ավելի քիչ հաշվողական ռեսուրսներ, քանի որ կապուղու գնահատումը կատարվում է պարզագույն բազմապատկման և միջինացման գործողություններով

DSSS մոդուլված վարժեցնող ազդանշանների ձևավորումը: Դիտարկենք $T(np\Delta t)$ վարժեցնող դիսկրետ հաջորդականությունը, որը բաղկացած է N/p սիմվոլներից, որտեղ $n = 1, 2, 3, \dots, N/p$: Այդ հաջորդականության DSSS մոդուլման համար անհրաժեշտ են լայնացնող կոդեր [3], որոնց սիմվոլային արագությունը մի քանի անգամ մեծ է T հաջորդականության սիմվոլային $F_T = 1/p\Delta t$ արագությունից: Լայ-

նացնող կոդերը նշանակենք $W_i(m\Delta t)$, որտեղ $m = 1, 2, 3, \dots, N$: T և W_i հաջորդականությունների տևողությունները նույնն են և հավասար $N\Delta t$ -ի: Ցրող հաջորդականության սիմվոլային արագությունը, համապատասխանաբար, հնարավոր կլինի արտահայտել հետևյալ կերպ.

$$F_W = pF_T = 1/\Delta t, \quad (1)$$

որտեղ p -ն DSSS լայնացման գործակիցն է:

Լայնացնող կոդերը միմյանց նկատմամբ պետք է լինեն օրթոգոնալ՝

$$\sum_{m=1}^{2N} W_i(m\Delta t) W_j(m\Delta t) = 0, i \neq j: \quad (2)$$

Դիտարկենք $t \times r$ MIMO համակարգ, որն ունի t հաղորդիչ և r ընդունիչ անտենաներ: Օրթոգոնալ լայնացնող կոդերի քանակը այդ դեպքում հավասար է t -ի:

Որպեսզի ստանանք հաղորդիչ անտենաներից հաղորդվող վարժեցնող հաջորդականությունները, անհրաժեշտ է լայնացնել T վարժեցնող ազդանշանը համապատասխան օրթոգոնալ կոդով՝

$$T_i(m \Delta t) = T(n p \Delta t) W_i(m \Delta t): \quad (3)$$

Բոլոր t հաղորդիչ անտենաների վարժեցնող հաջորդականությունները հաղորդվում են միաժամանակ (նկ. 1բ):

Վապուղու գնահատման եղանակը և դրա սխալանքը: Ընդունված MIMO ազդանշանը նկարագրվում է հետևյալ արտահայտությամբ.

$$Y = HX + N, \quad (4)$$

որտեղ X -ը հաղորդված ազդանշաններից կազմված սյուն - մատրից է, որի տողերի քանակը հավասար է հաղորդիչների t թվին, Y -ը՝ ընդունված ազդանշաններից կազմված սյուն - մատրիցը, որի տողերի քանակը հավասար է ընդունիչների r թվին, H -ը՝ կապուղու գործակիցների $t \times r$ - չափանի մատրիցը, իսկ N -ը՝ ընդունված աղմուկներից սյուն - մատրիցը:

Վարժեցնող ազդանշանների հաղորդման դեպքում այս արտահայտությունը բերվում է հետևյալ տեսքի (ստորև բերված արտահայտությունները դիտարկվելի դարձնելու նպատակով վարժեցնող և ցրող հաջորդականությունների նշանակումներում $(n p \Delta t)$ և $(m \Delta t)$ արգումենտները բաց են թողնվում)՝

$$\begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r1} & h_{r2} & \cdots & h_{rt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_t \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_r \end{pmatrix}: \quad (5)$$

Դիտարկենք առաջին ընդունիչ անտենայի ստացած ազդանշանը.

$$Y_1 = h_{11}T_1 + h_{12}T_2 + \dots + h_{1t}T_t + n_1: \quad (6)$$

T_i ազդանշանները փոխարինենք համաձայն (3)-րդ արտահայտության և հավասարման երկու կողմերը բազմապատկենք W_1 լայնացնող հաջորդականությամբ.

$$W_1 Y_1 = h_{11}T W_1 W_1 + h_{12}T W_2 W_1 + \dots + h_{1t}T W_t W_1 + n_1 W_1: \quad (7)$$

Հավասարման երկու կողմերը բաժանենք ընդունիչում հայտնի T հաջորդականության վրա.

$$\frac{W_1 Y_1}{T} = h_{11}W_1 W_1 + h_{12}W_2 W_1 + \dots + h_{1t}W_t W_1 + \frac{n_1 W_1}{T}: \quad (8)$$

Այժմ գտնենք հավասարման աջ մասի միջին արժեքը: Հաշվի առնելով տարածող հաջորդականությունների օրթոգոնալության պայմանը՝ արտահայտությունը կընդունի հետևյալ տեսքը.

$$\overline{\left(\frac{W_1 Y_1}{T}\right)} = h_{11} + \frac{1}{pN} \sum_{m=1}^{pN} \frac{n_1(m)W_1(m)}{T(m)}, \quad (9)$$

որտեղ $n_1(m)$ -ը, $W_1(m)$ -ը և $T(m)$ -ը համապատասխանաբար n_1 աղմուկի վեկտորի, W_1 օրթոգոնալ կոդի վեկտորի և T վարժեցնող հաջորդականության վեկտորի m -րդ տարրերի արժեքներն են: (9) արտահայտությունը ինքնին հանդիսանում է կապուղու h_{11} պարամետրի գնահատականը:

$$\hat{h}_{11} = \overline{\left(\frac{W_1 Y_1}{T}\right)} = h_{11} + \frac{1}{pN} \sum_{m=1}^{pN} \frac{n_1(m)W_1(m)}{T(m)}: \quad (10)$$

Նույն կերպ կարելի է արտածել H մատրիցի ցանկացած տարրի արժեքը՝

$$\hat{h}_{ij} = \overline{\left(\frac{W_j Y_i}{T}\right)} = h_{ij} + \frac{1}{pN} \sum_{m=1}^{pN} \frac{n_i(m)W_j(m)}{T(m)}, \quad (11)$$

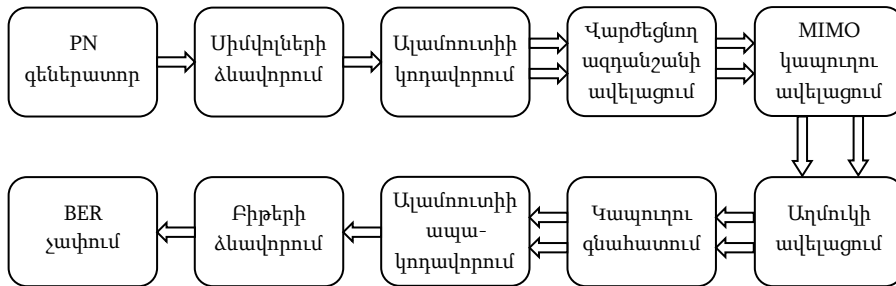
որտեղից երևում է, որ ընդունիչում գնահատված h_{ij} -ի բացարձակ սխալանքը հավասար է՝

$$\Delta h_{ij} = \frac{1}{pN} \sum_{m=1}^{pN} \frac{n_i(m)W_j(m)}{T(m)}: \quad (12)$$

Ինչպես երևում է (12)-ից, սխալանքը կախված չէ հաղորդիչ և ընդունիչ անտենաների քանակից: Իսկ դա նշանակում է, որ մեծ թվով հաղորդիչ անտենաների դեպքում, նույնիսկ երբ սպեկտրալ լայնացման p գործակիցը հավասար է երկուսի, $2N$

սիմվոլ պարունակող վարժեցնող հաջորդականությունը բավարար կլինի կապուղու հաղորդման կոմպլեքս գործակիցները գտնելու համար, այն դեպքում, երբ ժամանակային տարանջատմամբ (TD) վարժեցնող հաջորդականություններով գծային փոքրագույն քառակուսիների մեթոդի (անգլ. linear least squares estimation, LLSE) աշխատանքի համար կպահանջվեր tN սիմվոլ պարունակող վարժեցնող ազդանշան:

Ծրագրային մոդելավորման արդյունքները: Առաջարկված եղանակի արդյունավետությունը ստուգելու համար այն համեմատվել է TD վարժեցնող ազդանշանների հաղորդման վրա հիմնված գծային միջին քառակուսիների եղանակի (LLSE) (կամ, այլ կերպ ասած, առավելագույն արժանահավաստության (ML) եղանակի հետ) [4][5]: Ստուգվել է այդ եղանակների աշխատանքը 2×2 MIMO համակարգում, որում սիմվոլները կոդավորվում են ըստ Ալամոուտիի տարածա-ժամանակային բլոկային կոդի [6]: Ծրագրային համակարգի կառուցվածքը բերված է նկ. 2-ում:



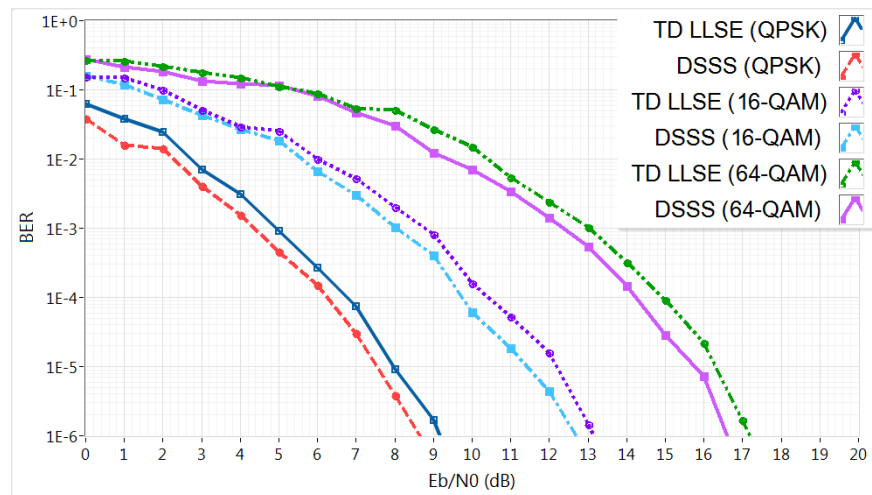
Նկ. 2. Կապուղու գնահատման եղանակների ստուգման ծրագրային մոդելի կառուցվածքային սխեման

Փսևդո-պատահական PN գեներատորից հաղորդված բիթերը վերածվում են սիմվոլների, համաձայն QPSK, 16-QAM կամ 64-QAM մոդուլման եղանակների, այնուհետև կոդավորվում են Ալամոուտիի տարածա-ժամանակային բլոկային կոդով [6]: Վարժեցնող ազդանշանների ավելացում բլոկում տվյալների հոսքի դիմացից տեղադրվում են վարժեցնող հաջորդականությունները: Գծային փոքրագույն քառակուսիների եղանակով կապուղու գնահատման համար օգտագործվում են նկ. 1-ում պատկերված վարժեցնող հաջորդականությունները, իսկ առաջարկված եղանակով կապուղին գնահատելու համար ավելացվում են (3) արտահայտության համաձայն ձևավորված ազդանշանները: Ձևավորված փաթեթն անցնում է 2×2 MIMO կապուղու միջով, որը նկարագրող H մատրիցի կոմպլեքս արժեքները ձևավորվում են պատահական թվերի գեներատորի միջոցով: Ընդունման ծայրում ընդունված MIMO ազդանշանին ավելացվում է սպիտակ գաուսյան աղմուկ, որից հետո ազդանշանները տրվում են կապուղու գնահատման բլոկին: Այնտեղ, կախված ընտրված մեթոդից,

զնահատվում է H մատրիցը և փոխանցվում Ալամոուտիի ապակոդավորիչին: Ապակոդավորված սիմվոլները վերածվում են բիթերի և տրվում հաջորդ բլոկին՝ սխալ բիթերի (անգլ. bit error rate) գործակիցը գտնելու համար:

Ծրագրային մոդելավորումն իրականացվել է LabVIEW ծրագրավորման միջավայրում: Օգտագործվել է TD LSSE եղանակի վրա հիմնված MIMO ծրագրային պատրաստի մոդել՝ ներբեռնված [7] աղբյուրից: MIMO կապուղու և աղմուկների ավելացումը կատարվում է համաձայն [8] աղբյուրի:

Նկ. 3-ում պատկերված կորերը ցույց են տալիս նկ. 2-ում բերված համակարգի խանգարումակայունությունը, երբ միննայն պայմաններում օգտագործվել է TD LSSE եղանակը կամ DSSS վարժեցնող հաջորդականությունների վրա հիմնված եղանակը:



Նկ. 3. Բիթային սխալանքների գործակից (BER) կախվածությունը միավոր հաճախային շերտում ազդանշան - աղմուկ հարաբերությունից (E_b/N_0)

Եզրակացություն: Վերը բերված կորերից (նկ. 3) կարելի է տեսնել, որ առաջարկված եղանակը թույլ է տալիս հասնել որոշակի առավելության TD LSSE եղանակի նկատմամբ: Մասնավորապես, QPSK մոդուլման դեպքում նույն BER-ը ստանալու համար առաջարկված եղանակը պահանջում է մոտավորապես 0,5 μ W-ով քիչ ազդանշան-աղմուկ հարաբերություն, քան TD LSSE եղանակը: 64-QAM մոդուլման դեպքում այդ տարբերությունը տատանվում է 0,7 μ W-ով ավելի: Անհրաժեշտ է նշել, որ դիտարկված 2x2 MIMO համակարգում, որտեղ լայնացման p գործակիցը ընտրվել է հավասար 2-ի, երկու եղանակների վարժեցնող ազդանշանների տևողությունները նույնն են: Հետևաբար, նույն խանգարումակայունությունն ապահովելու համար DSSS վարժեցնող ազդանշաններով եղանակն ունի ավելի կարճ հաջորդականությունների կարիք, քան TD LSSE եղանակը: Առաջարկված եղանակը

հնարավոր է կիրառել արագ փոփոխվող անլար MIMO կապուղիների գնահատման համար, երբ կարևոր է, որ H մատրիցի բոլոր չափված արժեքները ներկայացնեն կապուղու վիճակը միննույն ժամանակահատվածի ընթացքում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Minn H.** Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation // *Global Telecommunications Conference*, Nov.-3 Dec. 2004.-2004.-Vol. 1, no. 29.- P. 219-224.
2. **Lee W., Sieskul B., Kunaruttanapruk S., Jitapunkul S.** Optimum training sequences for the uplink of MIMO MC-CDMA systems // *Communication Networks and Services Research Conference*, 2005: Proceedings of the 3rd Annual, 16-18 May 2005.-2005.- P. 223-228.
3. **Schulze H., Luders C.** Theory and Applications of OFDM and CDMA.-England: John Wiley & Sons Ltd: Chichester, West Sussex PO19 8SQ, 2005.- P. 265-312.
4. **Biguesh M., Gershman A.B.** MIMO channel estimation: optimal training and tradeoffs between estimation techniques // *IEEE International Conference on Communications*, 20-24 June 2004.-2004.-Vol. 5.- P. 2658-2662.
5. **Fragouli C., Al-Dhahir N., Turing W.** Training-based channel estimation for multiple-antenna broadband transmissions // *IEEE Transactions on Wireless Communications*.- March 2003.- Vol. 2, no. 2.- P. 384-391.
6. **Alamouti S.** A simple transmit diversity technique for wireless communications // *Selected Areas in Communications*.- 2002.- Vol. 16, no. 8.- P. 1451-1458.
7. **Shearman S.** 2x2 MIMO QAM with Alamouti Coding, National Instruments, 18 March 2012. [Online]. Available: <https://decibel.ni.com/content/docs/DOC-21751>.
8. **Հովսեփյան Ժ.Մ., Մարդոյան Գ.Ռ.,** Անլար բազմուղի կապի համար ազդանշանների տարածման միջավայրի ծրագրային մոդել LabVIEW փաթեթում // ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ) Լրաբեր. Գիտական հոդվածների ժողովածու.- Երևան, 2014.- Մաս 1.- էջ 269-274:

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 11.02.2015:

Г.Р. МАРДОЯН, Ж.М. ОВСЕПЯН

**МЕТОД ОЦЕНКИ КАНАЛА С МНОЖЕСТВЕННЫМИ ВХОДАМИ И
МНОЖЕСТВЕННЫМИ ВЫХОДАМИ (MIMO) С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
ТРЕНИРОВОЧНЫХ СИГНАЛОВ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ**

Предложен новый метод оценки канала для MIMO систем, который основан на использовании тренировочных сигналов, образованных с помощью расширения спектра методом прямой последовательности (DSSS, англ. direct sequence spread spectrum). Предложенный метод позволяет сократить необходимую длительность тренировочных сигналов, упростить процесс оценки канала в приемнике, а также повысить точность оценки канала.

Ключевые слова: MIMO, DSSS, оценка канала.

G.R. MARDOYAN, J.M. HOVSEPYAN

**A MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) CHANNEL ESTIMATION
METHOD BY TRAINING SIGNALS WITH CODE-DIVISION**

A new MIMO channel estimation method is proposed, which is based on training signals formed using the direct sequence spread spectrum method (DSSS). The proposed method allows to shorten the required duration of the training signals, simplify the process of channel estimation in the receiver, as well as increase the channel estimation accuracy.

Keywords: MIMO, DSSS, channel estimation.