

Կատարված հաշվարկները և ուսումնասիրությունները ապացուցում են մշակված կերպափոխիչների առավելությունները և օգտագործման բնագավառների ընդլայնման հնարավորությունները:

ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТОУПРУГОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДАВЛЕНИЯ Ар. Гамбарян

Магнитоупругий преобразователь давления (МПД) относится к преобразователям, принцип действия которых основан на изменении магнитных свойств ферромагнетика в зависимости от нагрузки.

Известен МПД объемного нагружения, содержащий магнитопровод в виде составного цилиндра, обмоток намагничивания и измерения, расположенных между цилиндрами. Однако этот преобразователь имеет недостаточную чувствительность, при нулевом значении измеряемого давления выходное напряжение не равно нулю и при изменении температуры измеряемой среды характеристики преобразователя изменяются, вследствие чего увеличивается погрешность измерения. Кроме того, преобразователь невозможно использовать для измерения разности давлений жидкостей и газов.

В докладе рассматривается МПД с расширенными функциональными возможностями - измерения разности давлений жидкостей и газов и повышения чувствительности.

МПД содержит замкнутый в виде полого цилиндра магнитопровод с отверстиями и элементами стенки внутреннего цилиндра, воспринимающими давление, обмотки намагничивания и измерения, расположенные на радиальных стержнях, отверстия для крепления, герметизирующую прокладку. Обмотки намагничивания чередуются с измерительными обмотками и соединены так, что магнитные потоки этих обмоток в стержнях измерительных обмоток вычитаются. Измерительные обмотки подключены последовательно и выходные напряжения суммируются.

Приводится схема замещения магнитной цепи МПД.

Преобразователь работает следующим образом. При отсутствии давления магнитопровод имеет симметричную схему, вследствие чего выходное напряжение преобразователя равно нулю. При наличии измеряемого давления магнитные сопротивления дифференциального магнитопровода изменяются в противоположных направлениях, вследствие чего магнитные потоки и выходные напряжения измерительных обмоток также изменяются в противоположных направлениях. Благодаря дифференциальной схеме подключения обмоток на выходе преобразователя получают напряжение, пропорциональное давлению.

Измерение разности давления в МПД обеспечивается тем, что внутренняя поверхность магнитопровода, воспринимающая нагрузку, разделена на две идентичные части перегородкой, соединяющей радиальные стержни намагничивающей обмотки. Обе части снабжены герметизирующей прокладкой. Измерительные обмотки между собой соединены так, что выходные напряжения вычитаются. Давления P_1 и P_2 , разность которых измеряется, подводятся по разные стороны перегородки. С помощью перегородки преобразователь разделен на две части, каждая из которых работает как автономный преобразователь давления. На выходе измерительных обмоток получают напряжение, пропорциональное соответствующему измеряемому давлению, а на выходе преобразователя - напряжение, пропорциональное разности давлений.

Благодаря дифференциальной конструкции, преобразователь имеет высокую чувствительность и точность.

у, ազդանշաններով: Սարքի ղեկավարման հանգույցի(ՂՀ) ԸՄՅ 30 հաճախությամբ ազդանշաններով բոլոր ԱՂՀ-ներում տեղի է ունենում կողավորված ազդանշանի կերպափոխումը համապատասխան ժամանակային τ_{Δ} տևողությամբ ազդանշանի, որը տրվում է տվյալ ԸՄՅ-ի անդին: ՂՀ-ի բարձր հաճախականությամբ ազդանշանները կատողների ղեկավարման հանգույցում (ԿՂՀ) ստեղծում են 3 կամ 5 ֆազային ազդանշաններ, որոնք տրվում են բոլոր ԸՄՅ-ի կատողներին: ԱՂՀ-ի և ԿՂՀ-ի սխեմաները մեկ ԸՄՅ-ի համար բերված են [1]-ում:

Գրականություն

1. Шахкмян А.С. Кодоуправляемый дискретный шкальный индикатор.//Изв.вузов. Приборостроение, 1987, N3, с. 56-59.
2. Саксон. Газоразрядный индикатор в виде столбчатой диаграммы.//Электроника, 1974,N5, с. 24-31.

ՖԻԶԻԿԱԿԱՆ ՄԵԾՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԶԱՄԱՆ ՊԻԵԶՈՒԵԶՈՆԱՏՈՐԱՅԻՆ ԿԵՐՊԱՓՈՒՄԻՉՆԵՐ

Ս. Մամյան, Գ.Բարեղամյան, Դ.Մամյան

Ոչ էլեկտրական ֆիզիկական մեծությունների պարամետրերի որոշումը էական նշանակություն ունի ֆիզիկական պրոցեսների և օբյեկտների կառավարման համար:

Առաջնային տեղեկատվության ստացման համար գոյություն ունեն բազմաթիվ կերպափոխիչներ, որոնք տարբերվում են իրարից ինչպես աշխատանքի սկզբունքով, այնպես էլ տեխնիկատնտեսական բնութագրերով ու պարամետրերով:

Տեղեկատվության առաջնային կերպափոխիչների բազմազանության մեջ ուրույն տեղ ունեն պիեզոէզոնատորային կերպափոխիչները, որոնց հիմքում ընկած է առաջնային ֆիզիկական մեծության ազդեցության տակ բարձրորակ պիեզոէզոնատորային տարրի տատանման սեփական հաճախության փոփոխությունը:

Պիեզոէզոնատորային առաջնային կերպափոխիչների հիմնական առանձնահատկություններից է էլքային ազդանշանի հաճախականային բնույթը, զգայուն տարրի բարձրորակությունը, որն ապահովում է կերպափոխիչի պարամետրերի կայունություն արտաքին էլեկտրամագնիսական և ռադիացիոն դաշտերի նկատմամբ, մեծ ճշտությունը, տեղեկատվության մեծ հեռավորությունների հաղորդման հնարավորությունը առանց ազդանշանների լրացուցիչ ձևափոխումների:

Ներկա աշխատանքում քննարկվում են պիեզոէզոնատորային կերպափոխիչների աշխատանքի սկզբունքը, նրանց ուժազգայնության և ջերմազգայնության կախումները պիեզոէզոնատորի նյութի տեսակից և կտրման անկյունից: Առաջարկված են համապատասխան բաղադրության և կտրվածքով պիեզոէզոնատորներ, որոնք ապահովում են մեծ զգայնություն և ջերմակայունություն:

Մշակված են պիեզոէզոնատորային կերպափոխիչներ, որոնք նախատեսված են ստատիկ և դինամիկ ուժերի, ճնշումների, արագացումների, օդի հարվածային ալիքի պարամետրերի որոշման, ինչպես նաև փոքր զանգվածների չափման ու տեսակավորման համար: Հատուկ ուշադրության են արժանի կերպափոխիչների կառուցվածքները, որոնք վճռորոշ ազդեցություն ունեն կերպափոխիչների այնպիսի պարամետրերի վրա, ինչպիսիք են կերպափոխիչի զգայնությունը, նրա շեմային արժեքը, արագագործությունը, չափման ճշտությունը, հուսալիությունը և այլն:

Ինչպես ցանկացած կերպափոխիչներում, այնպես էլ պիեզոէզոնատորային առաջնային կերպափոխիչներում առանձնակի դեր ունեն ազդանշանների ձևափոխման և մշակման էլեկտրոնային սխեմաները: Մշակված պիեզոէզոնատորային կերպափոխիչներում նախազգված և ուսումնասիրված են էլեկտրոնային սխեմաներ, որոնք իրենց հերթին հնարավորություն են տալիս մեծացնելու ոչ էլեկտրական ֆիզիկական մեծությունների չափման ճշտությունը, պարզեցնելու ազդանշանների ձևափոխման և մշակման շղթաները, մեծացնելու չափիչ սարքավորումների հուսալիությունը և այլն: Հատուկ քննարկվում են պիեզոէզոնատորային ֆիլտրերը՝ որպես ֆիզիկական մեծությունների առաջնային կերպափոխիչներ և էլեկտրական ազդանշանների ձևափոխման էլեկտրոնային սխեմային տարրեր:

ԳԲՀ-ՈՎ ՍՈՂՈՒԼԱՅՎԱԾ ԼԱՁԵՐԱՅԻՆ ՃԱՌԱԳԱՅՅՈՄԱՆ ԵՐԿՈՒՐԻ ԸՆԴՈՒՆԻՉ ԵՎ
ԼՐԱ ՕԳՏԱԳՈՐԾՈՒՄԸ ՓՈՒԼԱՅԻՆ ՀԵՌԱԶԱՓՈՒՄ
Ա Փախադյան, Տ Ղուլզազարյան

Լազերների ստեղծելուց հետո մեծացան օպտիկական միջակայքի պոտենցիալ հնարավորությունները տարբեր տիպի կիրառական և տեսական խնդիրներ լուծելու համար: Այդ խնդրի լուծման համար լայն կիրառություն է ստացել "Ֆոտոբազմապատկիչը ռեզոնատորում" կոչվող սարքը, որտեղ օգտագործվում է մասսայական արտադրվող ֆոտոբազմապատկիչ: Չուգակցելով այն ռեզոնատորի հետ հնարավոր է դարձել սարքի հաճախության սահմանը բարձրացնել մի քանի կարգով: Օգտագործելով այս սկզբունքը ստեղծվելու է երկուդի լույսի ընդունիչ, որտեղ առկա են երկու ֆոտոբազմապատկիչ և մեկ ռեզոնատոր: Սարքը համարվում է լուսահեռաչափի հիմնական համադրյալ: Այդպիսի լուսահեռաչափի թեղությունը կարելի է համարել նրա համեմատաբար փոքր ճշտությունը: Դա պայմանավորված է հետևյալով

Հայտնի սարքում ֆոտոբազմապատկիչներից յուրաքանչյուրի արտաքին էլեկտրոդը հանդիսանում է ռեզոնատորի ներքին հաղորդաձողի մի կտորը (վերջին մասը): Քանի որ ռեզոնատորի ներքին հաղորդաձողի տարբեր կետերի բարձրահաճախականային պոտենցիալը տարբեր է, ուստի արտաքին էլեկտրոդի տարբեր կետերում ստանում ենք տարբեր մեծության մոդուլոլ լարումներ: Այդ երևույթը բերում է նրան, որ ֆոտոկատոդի տարբեր կետերից դուրս եկած էլեկտրոնային հոսքերի մոդուլման փուլերը տարբեր են: Եվ քանի որ ի վերջո մենք փուլի մեծության չափմամբ ենք որոշում հեռավորությունը, ուստի նշված երևույթը բերում է հեռավորության չափման սխալի մեծացման:

Սույն աշխատանքում ներկայացված է նոր կառուցվածքի երկուդի լույսի ընդունիչ, որի աշխատանքը պարզաբանված է փուլային լուսահեռաչափի վրա: Այն պարունակում է մոդուլված լույսի աղբյուր, օպտիկական համակարգ իր հաղորդիչ օբյեկտիվով, ընդունիչ օբյեկտիվով, կիսաթափանց հայելիով, հայելիով, հենակային ֆոտոբազմապատկիչ, իր կիսաթափանց ֆոտոկատոդով, արտաքին էլեկտրոդով, ազդանշանային ֆոտոբազմապատկիչ, իր կիսաթափանց ֆոտոկատոդով, արտաքին էլեկտրոդով, ռեզոնատոր, իր արտաքին հաղորդաձողով, ներքին հաղորդաձողով, ԳԲՀ հետերոդին (տեղական գեներատոր), ներքին հաղորդաձողով, միջանկյալ հաճախության ուժողարարներ և փուլային դետեկտոր (ֆազոմետր):

Սարքն աշխատում է հետևյալ կերպ
Բ-գերբարձր հաճախության մոդուլված լույսը F, լույսի աղբյուրից, օբյեկտիվի միջոցով ուղարկվում է դեղի օբյեկ, որի հեռավորությունը պետք է որոշել:

Միաժամանակ այդ լուսային հոսքի մի փոքր մասը F₁ հայելիների օգնությամբ ուղարկվում է դեղի հենակային ֆոտոբազմապատկիչի կիսաթափանց ֆոտոկատոդը, առաջացնելով f₁ հաճախությամբ մոդուլված էլեկտրոնների հոսք:

Հենակային և ազդանշանային ֆոտոբազմապատկիչների ֆոտոկատոդներից դուրս եկած f₁ հաճախությամբ մոդուլված էլեկտրոնային հոսքերը միմյանցից տարբերվում են փուլերով, որը ուղիղ համեմատական է չափվող հեռավորությանը: Չափելով փուլերի տարբերությունը, որոշում ենք հեռավորությունը: Սակայն ԳԲՀ միջակայքում փուլերի տարբերությունը չափելը կապված է մեծ դժվարությունների հետ, այդ պատճառով ազդանշանի հաճախությունը շատ փոքրացվում է և դարձվում (f₁ - f₂) ցածր հաճախություն:

Հաճախության ցածրացման համար հեռաչափում առկա է տեղական գեներատորը հետերոդինը, որի ազդանշանի հաճախությունը f₂ է: Այդ գեներատորի էներգիային մտցվում է ռեզոնատոր: Այստեղ օգտագործված է որևէ տիպի հաղորդման գծի մի հատվածից պատրաստված ռեզոնատոր, որի երկարությունը $l = \lambda_{\text{գ}}$, իսկ ծայրերը ազատ են, որտեղ $\lambda_{\text{գ}}$ - հետերոդինի ազդանշանի ալիքի երկարությունն է: Ռեզոնատորի միջին երկարությունը կարելի է չափել ներքին հաղորդաձողի երկարությամբ: Երբ հետերոդինի էներգիան համապատասխան հանգույցների օգնությամբ մտցնում ենք ռեզոնատոր, վերջինիս ծայրերում ստանում ենք մեծ ԳԲՀ լարումներ: Այդ լարումները ունակային բացակներով տրվում են ֆոտոբազմապատկիչների արտաքին էլեկտրոդներին: Նրանցից յուրաքանչյուրը ընդունում է որոշակի մեծության բարձր հաճախականային պոտենցիալ: Ընդ որում նրա մեծությունը չի փոխվում արտաքին էլեկտրոդի մի կետից մյուսը տեղափոխվելիս:

Արտաքին էլեկտրոդներին կիրառված լարումների ստեղծած դաշտերը թափանցում են կիսաթափանց ֆոտոկատոդներից և մոդուլում ֆոտոկատոդից դուրս եկած էլեկտրոնների արդեն մոդուլված հոսքին մեկ այլ հաճախությամբ f₂:

Էլեկտրոնային հոսքերի կրկնակի մոդուլման հետևանքով դրանց սպեկտրներում առաջանում են հոսանքների բաղադրիչներ (f₂ - f₁) հաճախությամբ, որոնք ուժեղացվում են ֆոտոբազմապատկիչների բազմապատկման համակարգերով և ի հայտ գալիս նրանց էլեքտրոն: Այնուհետև ֆոտոբազմապատկիչների ելքային լարումները ուժեղացվում են և տրվում փուլային դետեկտորին, որը չափում է այդ ազդանշանների փուլերի միջև եղած տարբերությունը դրանով իսկ չափում հեռավորությունը:

Հետազոտությունները ցույց են տվել, որ երբ լույսի մոդուլման հաճախությունը f₁ = 500 ՄՀ, հեռավորության չափման սխալը փոքր է 1 մմ, իսկ չափման հեռավորությունը կարող է կազմել մինչև մի քանի հարյուր մետր:

ՉԱՓԻՉ ՍԱՐՔԵՐԻ ՀՈՒՄԱԼԻՈՒԹՅԱՆ ՄԵԾԱՑՄԱՆ ՄԻՏՈՒՄՆԵՐԸ
Կ. Միրզաբեկյան

Գիտահետազոտական աշխատանքների արդյունավետության բարձրացման հիմնական ուղղություններից մեկն է հետազոտու թյուններում ժամանակակից չափիչ և հաշվողական տեխնիկայի հիմքի վրա կառուցված ավտոմատացված համակարգերի ստեղծումն ու լայն կիրառումը: Հաշվողական համակարգերի և ցանցերի համապարփակ կառավարումը հնարավորություն է ընձեռում իրականացնել տեղեկատվության հուսալի հաղորդում հաշվողական համակարգին, ինչպես նաև մշակված տեղեկատվության ետ հաղորդումը չափիչ մասին տվյալների ճշգրտման նպատակով: Վերջինս բնութագրում է ստուգվող սարքավորման նորմալ աշխատանքը: Ավտոմատացված համակարգերի բազա են ծառայում ինչպես ապարատային, այնպես էլ ծրագրային ապահովման միջոցները:

Անհրաժեշտ է կիրառել նոր եղանակներ ու միջոցներ, որոնք ապահովում են կառուցվող օբյեկտների (երկնաքերեր, հեռուստաաշտարակներ, ռադիոլուկատորներ, և այլն) բարձր արտադրողականություն, հուսալիություն, արդյունավետություն: Ընդամենը, նշված բնութագրերը պետք է պահպանվեն ո՛չ միայն կառուցվելիս, այլև շահագործվելիս:

Կառուցվող օբյեկտների կառավարման բազմաթիվ կետերի դիրքի դիտարկման ճշտության, ինչպես նաև դրանց շահագործմանը, հաշվողական համակարգերի ու ցանցերի կոմպլեքս կառավարմանը ներկայացվող պահանջները, հատկապես մարդկանց կյանքին ու առողջությանը վտանգ սպառնացող օբյեկտներում (արագացուցիչների հզոր էլեկտրոնագնիսային դաշտերը, ատոմային ռեակտորների ճառագայթման ազդեցությունը) և դրանց նախագծման առանձնահատկությունները (հսկայական չափերն ու զանգվածը) հնարավորություն չեն տալիս մոտենալ առանձին ուսումնասիրվող հանգույցների) ծնուն են առանձնահատուկ միջոցների ստեղծման անհրաժեշտություն, որոնց միջոցով կապահովվի տեղեկատվության արդյունավետ ու հուսալի կուտակումն և հեռահաղորդումը համակարգչին:

Հիդրոհարթաչափի համակարգերի միջոցով հնարավոր է լուծել մի շարք խնդիրներ, որոնք վերաբերվում են ոչ միայն կառուցների հիմքի չափումներին ու նստվածքի կանխորոշմանը, այլև կապված են արդյունաբերական օբյեկտների հավաքման (մոնտաժման) ու շահագործման տեխնոլոգիական սարքավորման հարթեցման պրոցեսի ավտոմատացմանը: Հավաքման ճշտությանը ներկայացվող պահանջների օրեցօր խստացումը ծնուն է հիդրոհարթաչափման մեթոդներով չափիչ միջոցների զարգացման ու կատարելագործման անհրաժեշտություն: Սույն պատճառով ինժեներական չափիչ սարքերի կոմպլեքս ղեկավարման, հաշվողական համակարգերի և ցանցերի ֆունկցիոնալ հնարավորությունների մեծացման անհրաժեշտությունը:

Մի շարք օբյեկտների չափումների իրականացման ու դրանցում կոմպլեքս ղեկավարման համար հաշվողական համակարգերի կամ ողջ հաշվողական ցանցի փակ ցիկլ ապահովելու դեպքում ստացված առանձին տվյալները մշակվում են հաշվողական համակարգում, և որպես փակ ցիկլ, հաղորդվում օբյեկտներից յուրաքանչյուրին: Այնուհետև, հատուկ սարքավորման միջոցով վերականգնվում են ուղղահայաց փոփոխված ստուգիչ կետերը:

Չափվող ցիկլի ժամանակը կրճատելով շահում ենք ոչ միայն ժամանակ, այլև ազատվում մի շարք գործակցներից, որոնք կախված լին չրջապատի ջերմաստիճանից, օր ու գիշերվա ջերմաստիճանների տարբերությունից, եղանակից, և այլն: Այդպիսով, մեծանում է չափման արդյունքների հավաստիությունը և շահագործման հուսալիությունը:

Արտաքին գործոնների ազդեցությունից առաջացող չափումների սխալները փոքրացնելով, անհրաժեշտ է հիշել գործիքային ու սխեմային սխալների մասին: Վերջինների բվին են պատկանում հարթեցվող կետերը բազային մակերևութների տեղա դրման և չափիչ մասերում հաշվիչ սարքերի սխալները; կախված մասի նկատմամբ սարքի առանցքի շեղումը; համակարգի հեղուկի բաղադրության անհամասեռության և հոսունության սխալը; չափիչ սարքերի առանձին հանգույցների ջերմաստիճանային դեֆորմա ցիաները; արտաքին պայմանների ջերմաստիճանի ու ճնշման, ազդեցությունը: Չափման ճշտության վրա թույլ ազդեցություն են ունենում նաև ծանրության ուժի անոմալիաները, արևի ու լուսնի ձգողականությունը, չափող սարքերում հեղուկի անհավասար գոլորշացումը:

Ավաճից հետևում է, որ չափման ժամանակն անհրաժեշտ է հասցնել նվազագույնի: Տառ տրիչ ունեցող համակարգի հաջորդական հարցմամբ մեկ ցիկլը տևում է $T=10-15$ րոպե, իսկ միաժամանակյա (զուգահեռ) հարցման դեպքում $T=1,5-2$ րոպե: Չափման ժամանակը կրճատելով, չափման ցիկլի ընթացքում համապատասխանաբար նվազեցվում է ջերմաստիճանի փոփոխման միջակայքը և վերջինիս ազդեցությունը չափման արդյունքների: Որքան փոքր է չափման ժամանակը, այնքան թույլ է ջերմաստիճանի ազդեցությունը: Կախվածությունը տրվում է $T=f(t^0)$ բանաձևով, ուր T - ցիկլի տևողությունն է, t^0 - շրջակա միջակայքի ջերմաստիճանը (ջրի նորմալ աշխատանքային ջերմաստիճանը 4°C է):

Բոլոր տրիչների միաժամանակյա հարցման դեպքում մեծանում է չափման ճշտությունը, սակայն փոքրանում հուսալիությանը, քանզի չափվող ցիկլում չեն հսկվում անշարժացումները, ինչպես որ դա առկա է հաջորդական հարցման դեպքում: Ուրեմն անհրաժեշտ է բարձրացնել յուրաքանչյուր տրիչի գործունեության հուսալիությունը (ասվածը վերաբերվում է թե՛ էլեկտրոնային սխեմա ներին, թե՛ մեխանիկական հանգույցներին), հաշվողական համակարգերի միջոցով անընդհատ վերահսկել նստվածքները և շարժական հիմքերի հետադարձ կապը:

Երկու չափիչ մասից բաղկացած համակարգի հուսալի գործունեությունն ապահովելու նպատակով փորձարկումներում ներմուծված է չափվող ցիկլի ժամանակից ջերմաստիճանի ու խոնավության կախվածություն: Փոխներգործող միանման համակարգերից բաղկացած փակ չափիչ համակարգի ճշտության ու հուսալիության կարգը կախված է վերջինների ու դրանց հանգույցների ճշտության ու հուսալիության կարգից: Այն կախված է նաև թեքության անկյունից՝ որքան այն մեծ է, այնքան փոքր է չափման ճշտությունը: Այդ իսկ պատճառով պահանջվում է փակ ցիկլ, ճշտումներով օպերատիվ չափում, և յուրաքանչյուր տրիչի տվյալների հաղորդում համակարգին:

УЛУЧШЕННАЯ КОНСТРУКЦИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО СТРУННОГО ДАТЧИКА АБСОЛЮТНОГО ДАВЛЕНИЯ С ЛИНЕАРИЗОВАННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

В. Р. Варганян, В. В. Варганян

Преобразователи абсолютного давления применяемые в летательных аппаратах должны быть высокоточные и иметь большую чувствительность. Их характеристики должны быть линейные, а устройства должны позволить значительно уменьшать относительные погрешности линейности. Кроме того указанные датчики должны иметь высокую термостабильность и быть устойчивым при виброударных нагрузках. Датчики абсолютного давления должны иметь малые габариты и вес. К таким преобразователям относятся СВЧ резонаторные, пьезорезонансные, емкостные и др. датчики.

Указанные датчики из-за ряда причин не нашли широкого применения.

В настоящее время представляется перспективным применение струнных датчиков, освобожденные от тех недостатков, которые свойственны известным

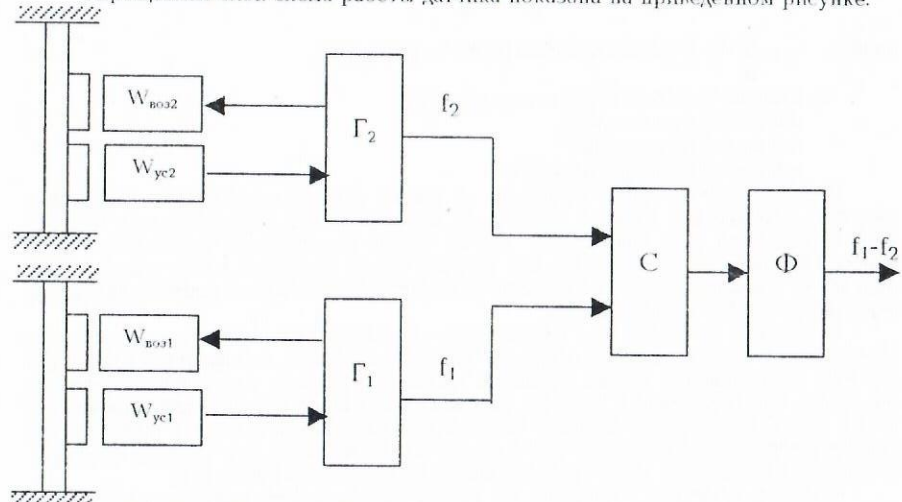
струнным датчикам [1]. Для уменьшения погрешностей измерения и линеаризации характеристики была разработана новая высокотехнологичная конструкция струнного датчика позволяющего регулирование вышеуказанных показателей [2].

Конструкция датчика позволяет трансформировать действующую силу по законам соотношения плеч коромысла. Коэффициент трансформации имеет порядок 5-7. Особенности разработанного датчика является получение полосковых струн-перемычек совместно с другими узлами, изготовленные из одного куска металла заготовки. Во всех узлах датчика исключается взаимный сдвиг элементов. Деформация струн-перемычек имеет величину, измеряемую микронами, и в следствие чего гистерезис имеет очень малое значение. Поэтому им можно пренебречь.

В разработанном датчике применены специальные регулирующие элементы, позволяющие как упростить технологию изготовления, так и осуществить линеаризацию характеристики.

Дифференциальность симметрично изготовленного датчика значительно увеличивают чувствительность и повышают термо и виброударную устойчивость.

Упрощенная блок схема работы датчика показана на приведенном рисунке.



Работе способствуют обмотки усиления и возбуждения, закрепленные на полосковых струнах, и расположенных к нему катушек.

После усиления эти переменные сигналы подаются к катушкам возбуждения и приводят струны-перемычки в автоколебательный режим. Выходные сигналы после смесителя и фильтра имеют разностную частоту величиной f_1-f_2 . Если при действии давления частота f_1 сигнала увеличивается на величину $+Δ$, то для второй струны-полоски частота сигнала изменяется на $-Δ$. Таким образом на выходе получается сигнал частотой $f_0 = f_1 + Δ - (f_2 - Δ) = f_1 - f_2 ± 2Δ$, т.е. выходной сигнал изменяется на величину $+2Δ$.

В конструкции разработанного датчика, примененная открытая рамка позволяет произвести изменение степени натяженности струн-перемычек и тем самым регулировать выходную частоту датчика.

Разработанный датчик требует дальнейшего исследования, и думаем, что погрешность можно снизить и получить не более $±0.05\%$ при температуре 25°C .

Հայտնի է, որ օրգանիզմի նորմալ գործունեության համար անհրաժեշտ է բջիջների նյութափոխանակություն, որն իրականացվում է արյան շրջանառության միջոցով: Արյունը կարող է իրականացնել բջիջների նյութափոխանակությունը, եթե այն հեղուկ վիճակում է և գտնվում է շարժման մեջ:

Ինչպես հայտնի է, արյունը նորմալ երակային և զարկերակային հոսքերում չպետք է ունենա մրրկային շարժում: Սակայն անոթի լուսանցքի պարթուղիկ փոքրացումը, օրինակ տրոմբի, կամ սթենոզի հետևանքով, կամ զարկերակային ճնշման անուղղակի չափման ժամանակ, որի հիմքում ինչպես հայտնի է ընկած է կոմպրեսիայի երևույթը, կարող են առաջացնել մրրկային հոսքեր [1,2]:

Սա բացատրվում է նրանով, որ կոմպրեսիայի ժամանակ փոքրանում է անոթի լուսանցքի տրամագիծը և ինչպես երևում է (1) բանաձևից փոքրանում է նաև Ռեյնոլդսի թիվը, ինչը բերում է անոթում մրրկային հոսքերի առաջացմանը [3]:

$$Re = \frac{Vd\sigma}{\eta} = \frac{Vd}{\nu} \quad (1)$$

որտեղ $\nu = \frac{\eta}{\sigma}$ -ն կոչվում է կինեմատիկ մածուցիկություն,

- V - ն արյան շարժման միջին արագությունն է,
- d - ն անոթի տրամագիծն է,
- σ - ն արյան խտությունն է,
- η - ն արյան մածուցիկությունն է:

Արրկայնությունը, որպես այդպիսին, չի կարող դառնալ աղմուկների առաջացման պատճառ: Սակայն այն կարող է առաջացնել աղմուկներ, երբ մրրկայնությունը առաջանում է անոթների այն հատվածում, որտեղ առկա են ակնհայտ թրթռումներ: Նման թրթռումներ հաճախ նկատվում են, երբ արյունը արագ ներծնկվում է նեղ անոթից դեպի լայն անոթ: Նման պայմաններ են ստեղծվում զարկերակային ճնշման չափման ժամանակ, խցողակի կոմպրեսիայի հետևանքով:

Բնականոն վիճակում զարկերակի վրա հնչյուններ չեն լսվում: Երբ զարկերակը ենթարկվում է ճնշման, արյունն անցնելով ճնշված հատվածով, առաջացնում է մրիկային շարժում և հարվածելով անոթի պատերին, դառնում է հնչյունի առաջացման պատճառ: Այն պահը, երբ հայտնվում է հնչյունը, բազկապատում եղած ճնշումը համապատասխանում է արյան սիստոլային ճնշմանը: Հնչյունների անհայտացումը տեղի է ունենում, երբ բազկապատի ճնշումը հավասարվում է դիաստոլային ճնշմանը, երբ արյունը զարկերակով հոսում է անընդհատ: Այդ հնչյունները կոչվում են Կորոտկովի տոներ [1,2]:

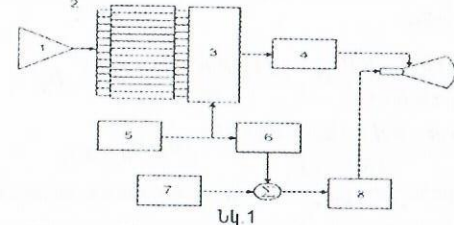
Ասվածից ակնհայտ է դառնում, որ անոթի ռեզոնանսային պարամետրերից կախված, տեղի կունենան Կորոտկովի տոների պարամետրերի փոփոխություն, իսկ անոթի ռեզոնանսային պարամետրերը կախված են անոթի պատի էլաստիկությունից, ներքին շերտի մաքրությունից, անոթային կառուցվածքից և այլն: Այսինքն, անոթի վիճակի գնահատման համար, կարելի է օգտվել Կորոտկովի տոների պարամետրերից:

Հաշվի առնելով վերը ասվածը, մեր կողմից կատարվել է Կորոտկովի տոների հաճախականային սպեկտրի վերլուծություն և ըստ ստացված տվյալների կատարվել է անոթի պատի վիճակի գնահատում:

Կորոտկովի տոների հաճախականային սպեկտրի վերլուծությունը իրականացնելու համար, հավաքվել է Ու. 1-ում բերված սարքավորումը:

Կորոտկովի տոները ընկալվում են տվիչի օգնությամբ և տրվում են 1 ուժեղարարին, որի ելքային ազդանշանը տրվում է 1/3 օկտավային գտիչների համակարգին: Այսպիսի 1/3 օկտավային գտիչների համակարգերը լայնորեն կիրառվում են աղմկաչափիչ սարքավորումներում: Այս գտիչների համակարգը միացվում է 3 կոմուտատորին, որը որոշակի հաճախականությամբ հաջորդաբար վերցնում է բոլոր տվիչների ելքային ինժիրմացիան և տալիս է էլեկտրաճառագայթիչ խողովակի 4 ուղղահայաց շեղման ուժեղարարին: Կոմուտատորի աշխատանքը սինխրոնացվում է 5 սինխրոնիզման գեներատորից, որը

միաժամանակ կազմակերպում է նաև էլեկտրաճառագայթիչ խողովակի հորիզոնական շեղումը աստճանաձև 6 գեներատորի իմպուլսների վրա վերադրված 7 սինուսոիդային գեներատորի ազդանշանների օգնությամբ: 6 և 7 գեներատորներից ստացված ազդանշանները գումարվում են և տրվում է էլեկտրաճառագայթիչ խողովակի 8 հորիզոնական շեղման ուժեղարարին:



Սկ 1

Կորոտկովի տոների սպեկտրային անալիզ իրականացնող սարքի կառուցվածքային սխեման:

Վերը նկարագրված սարքավորման միջոցով տարբեր տարիքային խմբի անձանց մոտ կատարվել են Կորոտկովի տոների հաճախականային սպեկտրի վերլուծություն: Ստացված արդյունքները ակնհայտորեն տարբերվում են երիտասարդների և համեմատաբար հասակով անձանց մոտ: Ակնհայտ է, որ հասակի հետ առաջ են գալիս աթերոսկլերոտիկ փոփոխություններ, որոնք ազդում են անոթի էլաստիկության վրա: Հաճախականային սպեկտրների տարբերությունները, որոնց միջոցով գնահատվում է անոթի էլաստիկությունը, արտահայտվում սպեկտրի նեղացմամբ և սպեկտրի որոշակի տեղաշարժմամբ, դեպի ցածր հաճախականություններ:

Գրականություն

1. Фолков Б., Нил Э., Кровообращение.- М: Медицина, 1976.
2. Гуревич М.И., Основы гемодинамики.- Киев: Наука Думка 1979
3. Сивухин Д.В., Общий курс физики.- М: Наука, 1974. Г.1

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА
ОТ НЕСТАБИЛЬНОСТИ НАПРЯЖЕНИЯ СЧИТЫВАНИЯ
P.Саркисян

Стабильность работы магнитных дифференцирующих устройств в определенной степени зависит от изменения параметров элементов устройства. Для исследования погрешностей ячейки, вносимых флуктуациями напряжения считывания, запишем характеристику "вход-выход" ячейки в виде:

$$\tau_c = \frac{\bar{u}_3 \tau_3 \alpha + \tau_3 \beta + \gamma}{\bar{u}_c \delta - \varepsilon} \quad (1)$$

Считая величины \bar{u}_3, τ_3 и \bar{u}_c случайными со средними $\bar{u}_3, \bar{\tau}_3$ и \bar{u}_c и дисперсиями соответственно $D_{\bar{u}_3}, D_{\tau_3}$ и $D_{\bar{u}_c}$ оценим дисперсию величины τ_c при относительно малых флуктуациях исходных величин.

В силу этого предположения можно разложить выражение (1) в ряд Тейлора около точки $u_3, \bar{\tau}_3, \bar{u}_c$. Ограничиваясь лишь первыми производными, получаем:

$$\tau_c = \frac{\bar{u}_3 \bar{\tau}_3 \alpha - \bar{\tau}_3 \beta + \gamma}{\bar{u}_c \delta - \varepsilon} + \frac{\bar{\tau}_3 \alpha}{\bar{u}_c \delta - \varepsilon} (\bar{u}_3 - \bar{u}_c) + \frac{\bar{u}_3 \alpha - \beta}{\bar{u}_c \delta - \varepsilon} (\tau_3 - \bar{\tau}_3) + \frac{\bar{u}_3 \tau_3 \alpha - \bar{\tau}_3 \beta + \gamma}{(\bar{u}_c \delta - \varepsilon)^2} \delta (\bar{u}_c - \bar{u}_c)$$

Математическое ожидание величины τ_c найдём, проведя усреднение по множеству полученного выражения:

$$U_1 = \alpha(I_1^c - I_1^0) = \alpha\beta \sum_{j=1}^M \frac{I_0(\lambda_j)}{3(\lambda_j \epsilon(\lambda_j))^2} \quad (3)$$

где α — коэффициент пропорциональности. Здесь сделано допущение, что в диапазоне длин волн $0,4 \pm 0,7$ мкм, аэрозольное поглощение одинаково, т.е. имеем $\beta(\lambda_j) \approx \beta$. Из уравнения (3) видно, что напряжение U_1 пропорционально концентрации общего содержания SO_2 в атмосфере. Для пользования измерителем предварительно следует отградуировать шкалу прибора с помощью точного (эталонного) измерителя.

Макет измерителя общего содержания SO_2 атмосферы изготовлен и проходит лабораторные испытания.

Литература

1. Зуев В.Е., Макушкин Ю.И., Понимов, Спектроскопия атмосферы. Гидрометеиздат, Л., 1987.
2. Кароль И.А., Розанов В.В., Тимофеев Ю.М. Газовые примеси в атмосфере. Гидрометеиздат, Л., 1983.
3. В. Лейфе. Определение загрязнения воздуха в атмосфере и на рабочем месте. Химия, Л., 1980.

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Х. Мамиконян

Для измерения приращения сопротивления резистивных первичных преобразователей (ПП) широко применяется [1] измерительная цепь (ИЦ), в которой сопротивления R_x ПП и R_n опорного резистора питаются встречными токами, создаваемыми с помощью операционного усилителя $Y1$ (рис. 1). ИЦ питается током I_0 источника тока I , а масштабный усилитель $Y2$ усиливает напряжение U_1 разбаланса цепи сравнения для получения на выходе ИЦ напряжения U унифицированного сигнала. Это напряжение зависит от приращения $\Delta R = R_x - R_n$ сопротивления ПП выражением

$$U = K_2 I_0 \Delta R \quad (1)$$

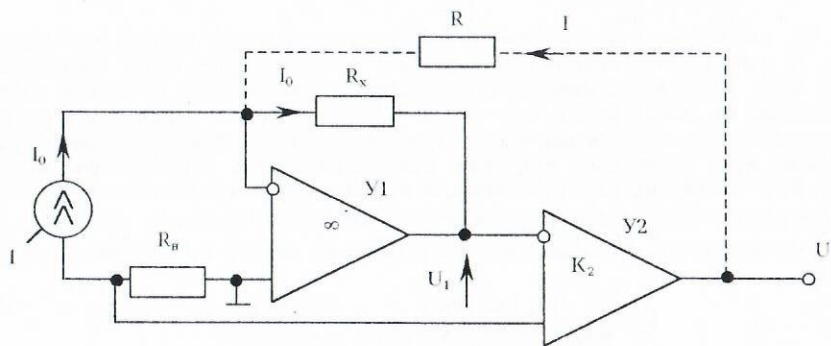


Рис. 1. Принципиальная схема ИЦ

Если данная цепь применяется для измерения температуры с использованием в качестве ПП платинового термомпреобразователя сопротивления (ТС), то возникает задача линеаризации характеристики преобразования системы ИЦ-ТС, т.к. сопротивление платинового ТС зависит от измеряемой температуры нелинейно [2]:

$$R_x = R_0(1 + A1 + B1^2),$$

Причем $B < 0$, т.е. чувствительность уменьшается с повышением температуры. Поэтому для линеаризации требуется положительная обратная связь (ПОС), охватывающая ПП. Такая связь по току реализуется посредством резистора R . При наличии этой связи выражение (1) принимает вид

$$U = \frac{K_2 I_0 \Delta R}{1 - K_2 R_x / R} \quad (2)$$

Линеаризация характеристики преобразования системы с ростом R_x достигается за счет пропорционального уменьшения знаменателя выражения (2). Значение R определяется из условия оптимальной линеаризации

$$U_x - 2U_c = 0$$

и равно

$$R = K_2 \frac{R_x(R_c - R_n) - R_n(R_x - R_c)}{2R_c - R_n - R_x} = K_2 R' \quad (3)$$

где R_n , R_c , R_x — значения сопротивления R_x в начальной, средней и конечной точках диапазона измеряемой температуры, а U_c , U_x — значения напряжения U по выражению (2) в соответствующих точках ($U_n = 0$).

В результате подобной (весьма эффективной) линеаризации два последовательно соединенные усилителя оказались охваченными ПОС. Такую систему необходимо проверить на устойчивость: она устойчива, если $K < 1,0$, где K — петлевой коэффициент усиления контура, образованного усилителями и цепью ПОС. Поскольку инвертирующий вход $Y1$ виртуально заземлен, то $I = U/R$, а из-за наличия источника тока I ток I целиком протекает через R_x . Следовательно, $K = K_2 R_x / R$, и условие устойчивости

$$K_2 < R/R_x \quad (4)$$

С другой стороны, для получения на выходе унифицированного сигнала требуется, чтобы при $R_x = R_n$ на выходе было напряжение U_x (например, $U_x = 10B$):

$$U_x = \frac{K_2 I_0 (R_x - R_n)}{1 - R_x / R'}$$

следовательно, значение K_2 должно удовлетворять условию

$$K_2 = \frac{U_x (1 - R_x / R')}{I_0 (R_x - R_n)} \quad (5)$$

Например, пусть измеряется температура в пределах $0 \dots 100^\circ C$ с применением платинового ТС градуировки 100П с чувствительностью $W_{100} = 1,3910$. Тогда [2]: $A = 3,9692 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ C^{-1}$; $B = -5,8290 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ C^{-2}$; $R_0 = R_n = 100 \text{ } \Omega$; $R_c = R_0 = 119,70 \text{ } \Omega$; $R_n = R_{100} = 139,11 \text{ } \Omega$; $I_0 = 1,0 \text{ } \text{mA}$ (при больших токах придется считаться с погрешностью самонагрева ТС). В результате расчетов по выражениям (3), (4) и (5) получаем: $R = 669,3 \text{ } \text{k}\Omega$; $K_2 = 242,8$, а система устойчива, если K_2 меньше значения $K_{2\text{пр}} = R/R_x = 4811$.

Изложенную здесь методику анализа можно использовать также при проектировании различных электронных измерительных цепей.

Литература

1. Bolk W.T. Messung von Temperaturen und Temperaturdifferenzen mit Widerstandsthermometern und Gegenstromschaltung // Messen und Prüfen. — 1983. — #1. S. 36-39.
2. ГОСТ 6651-94. Межгосударственный стандарт. Термомпреобразователи сопротивления. Общие требования и методы испытаний.

КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ АВТОМАТИЧЕСКИХ ПОВЕРОЧНЫХ УСТАНОВОК

Х. Саакян

В настоящее время существуют и находят практическое применение два способа автоматизации непрерывных методов проверки. Первый заключается в

$$U_1 = \alpha(I_1^c - I_1^e) = \alpha\beta \sum_{j=1}^M \frac{I_0(\lambda_j)}{k(\lambda_j) \epsilon(\lambda_j)^2} \quad (3)$$

где α — коэффициент пропорциональности. Здесь сделано допущение, что в диапазоне длин волн $0,4 \div 0,7$ мкм, аэрозольное поглощение одинаково, т.е. имеем $\beta(\lambda_j) \approx \beta$. Из уравнения (3) видно, что напряжение U_1 пропорционально концентрации общего содержания SO_2 в атмосфере. Для пользования измерителем предварительно следует отградуировать шкалу прибора с помощью точного (эталонного) измерителя.

Макет измерителя общего содержания SO_2 атмосферы изготовлен и проходит лабораторные испытания.

Литература

1. Зуев В.Е., Макушкин Ю.И., Пономарев, Спектроскопия атмосферы. Гидрометеиздат, Л., 1987.
2. Кароль И.А., Розанов В.В., Тимофеев Ю.М. Газовые примеси в атмосфере. Гидрометеиздат, Л., 1983.
3. В. Лейфе. Определение загрязнения воздуха в атмосфере и на рабочем месте. Химия, Л., 1980.

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Х. Мамиконян

Для измерения приращения сопротивления резистивных первичных преобразователей (ПП) широко применяется [1] измерительная цепь (ИЦ), в которой сопротивления R_x ПП и R_n опорного резистора питаются встречными токами, создаваемыми с помощью операционного усилителя $Y1$ (рис. 1). ИЦ питается током I_0 источника тока I , а масштабный усилитель $Y2$ усиливает напряжение U_1 разбаланса цепи сравнения для получения на выходе ИЦ унифицированного сигнала. Это напряжение зависит от приращения $\Delta R = R_x - R_n$ сопротивления ПП выражением

$$U = K_2 I_0 \Delta R \quad (1)$$

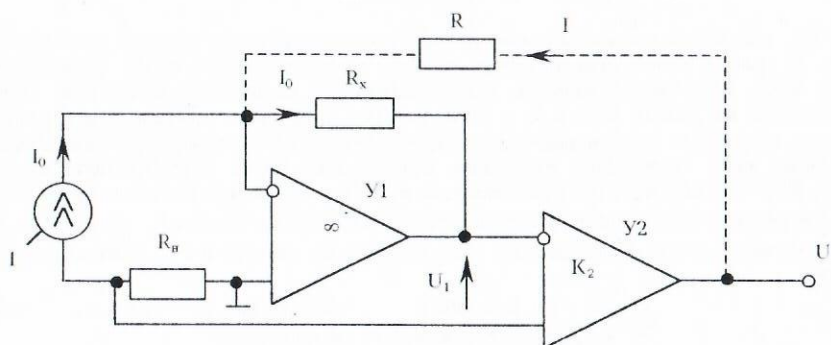


Рис. 1. Принципиальная схема ИЦ

Если данная цепь применяется для измерения температуры с использованием в качестве ПП платинового термомпреобразователя сопротивления (ТС), то возникает задача линеаризации характеристики преобразования системы ИЦ-ТС, т.к. сопротивление платинового ТС зависит от измеряемой температуры нелинейно [2]:

366

$$R_x = R_0(1 + A1 + B1^2),$$

Причем $B < 0$, т.е. чувствительность уменьшается с повышением температуры. Поэтому для линеаризации требуется положительная обратная связь (ПОС), охватывающая ПП. Такая связь по току реализуется посредством резистора R . При наличии этой связи выражение (1) принимает вид

$$U = \frac{K_2 I_0 \Delta R}{1 - K_2 R_x / R} \quad (2)$$

Линеаризация характеристики преобразования системы с ростом R_x достигается за счет пропорционального уменьшения знаменателя выражения (2). Значение R определяется из условия оптимальной линеаризации

$$U_k - 2U_c = 0$$

и равно

$$R = K_2 \frac{R_x(R_c - R_n) - R_n(R_x - R_c)}{2R_c - R_n - R_x} = K_2 R' \quad (3)$$

где R_n , R_c , R_x — значения сопротивления R_x в начальной, средней и конечной точках диапазона измеряемой температуры, а U_c , U_k — значения напряжения U по выражению (2) в соответствующих точках ($U_n = 0$).

В результате подобной (весьма эффективной) линеаризации два последовательно соединенные усилителя оказались охваченными ПОС. Такую систему необходимо проверить на устойчивость: она устойчива, если $K < 1,0$, где K — петлевой коэффициент усиления контура, образованного усилителями и цепью ПОС. Поскольку инвертирующий вход $Y1$ виртуально заземлен, то $I = U/R$, а из-за наличия источника тока I ток I целиком протекает через R_x . Следовательно, $K = K_2 R_x / R$, и условие устойчивости

$$K_2 < R/R_x \quad (4)$$

С другой стороны, для получения на выходе унифицированного сигнала требуется, чтобы при $R_x = R_n$ на выходе было напряжение U_k (например, $U_k = 10B$):

$$U_k = \frac{K_2 I_0 (R_x - R_n)}{1 - R_x / R'}$$

следовательно, значение K_2 должно удовлетворять условию

$$K_2 = \frac{U_k (1 - R_x / R')}{I_0 (R_x - R_n)} \quad (5)$$

Например, пусть измеряется температура в пределах $0 \div 100^\circ C$ с применением платинового ТС градуировки 100П с чувствительностью $W_{100} = 1,3910$. Тогда [2]: $A = 3,9692 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ C^{-1}$; $B = -5,8290 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ C^2$; $R_0 = R_n = 100 \text{ Ом}$; $R_c = R_{50} = 119,70 \text{ Ом}$; $R_k = R_{100} = 139,11 \text{ Ом}$; $I_0 = 1,0 \text{ мА}$ (при больших токах придется считаться с погрешностью самонагрева ТС). В результате расчетов по выражениям (3), (4) и (5) получаем: $R = 669,3 \text{ кОм}$; $K_2 = 242,8$, а система устойчива, если K_2 меньше значения $K_{2гр} = R/R_k = 4811$.

Изложенную здесь методику анализа можно использовать также при проектировании различных электронных измерительных цепей.

Литература

1. Bolk W.T. Messung von Temperaturen und Temperaturdifferenzen mit Widerstandsthermometern und Gegenstromschaltung // Messen und Prüfen. — 1983. — #1. S. 36-39.
2. ГОСТ 6651-94. Межгосударственный стандарт. Термомпреобразователи сопротивления. Общие требования и методы испытаний.

КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ АВТОМАТИЧЕСКИХ ПОВЕРОЧНЫХ УСТАНОВОК

Х. Саакян

В настоящее время существуют и находят практическое применение два способа автоматизации непрерывных методов проверки. Первый заключается в

367

сравнении выходных сигналов Y поверяемого (ПП) и Y_0 образцового (ОП) преобразователей, соответствующих одному и тому же значению входного сигнала X . При этом ОП имеет "приписанную" ПП унифицированную функцию преобразования. Разность значений $Y - Y_0$, соответствующая погрешности ПП, измеряется прибором сравнения (ПС) (рис. 1).

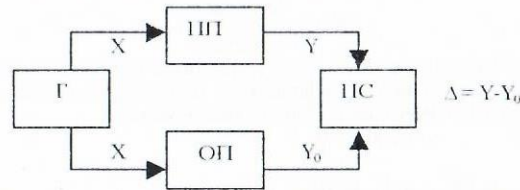


Рис. 1. Структурная схема способа проверки с прямым ОП

При таком способе проверки не требуется точного задания какого-либо фиксированного значения входного сигнала X . Необходимо лишь, чтобы одно и то же значение X было одновременно подано на вход ПП и ОП.

При плавном (обеспечивающем квазистатистический режим работы установки) непрерывном изменении входного сигнала, формируемого генератором G , информация о погрешности ПП может быть получена в виде непрерывной записи значений $\Delta = Y - Y_0$.

В данном случае при проверке реализуется дифференциальный метод измерений. При этом в качестве измерителя разности (ПС) выходных сигналов ПП и ОП могут использоваться средства с низкими точностными характеристиками. Погрешность, вносимая ПС, определяется как

$$\delta = \Delta_{\text{ПС}} \frac{(Y - Y_0)_{\text{max}}}{Y_{\text{max}} - Y_{\text{min}}};$$

где: $\Delta_{\text{ПС}}$ - погрешность ПС; $(Y - Y_0)_{\text{max}}$ - максимальное значение погрешности ПП в диапазоне изменения $(Y_{\text{max}} - Y_{\text{min}})$ его выходного сигнала.

Применение двух записывающих приборов позволяет регистрировать изменение погрешности $(Y - Y_0)$ как функцию выходного сигнала Y .

Для технической реализации этого способа применяются индивидуально аттестованные (в качестве образцовых) преобразователи системы ГСП с унифицированными выходными сигналами.

Второй способ отличается от первого тем, что в качестве образцового применяется "обращенный" преобразователь (ОПП), функция преобразования которого обратна номинальной функции преобразования ПП (рис. 2).

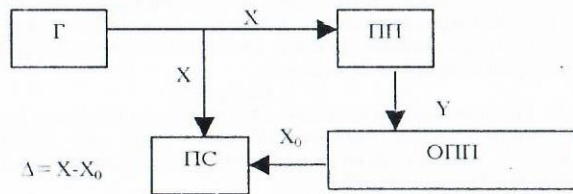


Рис. 2 Структурная схема способа проверки с "обращенным" ОП

Кроме простоты автоматизации поверочных устройств, достоинством описанных непрерывных способов проверки является также возможность диагностирования по характеру записи погрешности ПП причины его метрологической негодности [1].

В настоящее время существуют обоснованные методы прогнозирования, с помощью которых можно производить оптимальную оценку погрешностей рассмотренных способов проверки.

При первом способе в качестве образцового применяется величина Y_0 , которая формируется из сигнала X с помощью ОП. При этом между двумя указанными сигналами возникает разность $\Delta_0 = X - Y_0$, которая будет влиять на значение Δ . Аналогично это будет происходить при втором методе между сигналами X и X_0 . Поскольку X является значением воспроизводящего канала, а Y_0 (при втором способе X_0) - значением измерительного канала, то оптимальное значение погрешностей соответственно можно рассчитать по формулам [2]:

$$\Delta_{\text{ов1}} = \Delta_{\text{в}} - K_{\Delta_0, \Delta} (\Delta_{\Sigma} - \delta) / D_{\Delta\Sigma};$$

$$\Delta_{\text{ов2}} = \Delta_{\text{из}} - K_{\Delta_0, \Delta} (\Delta_{\Sigma} - \delta) / D_{\Delta\Sigma};$$

где:

$$D_{\Delta\Sigma} = M(\Delta_{\Sigma} - \delta)^2 - \text{дисперсия};$$

$$K_{\Delta_0, \Delta} = M\{(\Delta_{\Sigma} - \Delta)(\Delta_{\Sigma} - \Delta)\} - \text{корреляционный момент};$$

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_{\text{в}} + \Delta_{\text{из}}, \quad \delta = X - Y_0;$$

После введения поправки на значение Y_0 в расчетах будем использовать уточненное значение $Y_{0\text{у}}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рейх Н. П., Туличенков А. А., Цейтлин В. Г. Метрологическое обеспечение производства. - М.: Издательство стандартов, 1987. - 248 с.
2. Строитель В. Н. Комбинированный метод оценки погрешностей каналов автоматизированной измерительной системы // Метрология. 1988. - №8. - С.3-6.

ПОВЕРКА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Х. Саакян

Необходимость проведения государственной или ведомственной проверки измерительных каналов (ИК) измерительно-информационных систем (ИИС) определяется важностью измерительной информации и требуемой точностью.

Для ИИС, комплектуемых из агрегатных средств измерений (АСИ), в зависимости от свойств ИИС, характера выполняемых функций преобразования, особенностей проведения метрологической аттестации и способа измерения рекомендуется один из трех видов проверки метрологических характеристик (МХ) ИК: сквозная, поэлементная и по частям [1].

При сквозной проверке на вход ИК подается образцовый сигнал и по реакции системы определяется его выходные значения с последующей обработкой и оценкой МХ. Достоинством сквозной проверки является то, что при ее проведении учитываются межблочные соединения, линии связи и помехи, возникающие внутри ИК и извне.

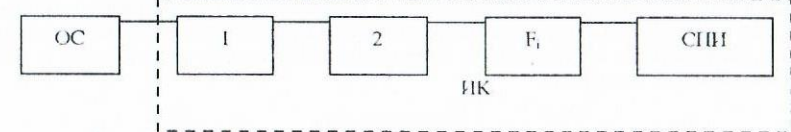


Рис. 1. Структурная схема сквозной проверки ИК ИИС

На структурной схеме (рис. 1) обозначены: F_1 - количество нестандартизированных АСИ; СПИ - средства представления информации; ОС - образцовое средство.

Поэлементная проверка предполагает определение МХ ИК или АСИ расчет-

ным путем по МХ отдельных блоков, входящих в их состав и полученных в результате их поверок (рис.2).

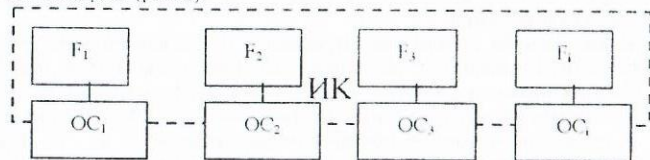


Рис. 2. Структурная схема поэлементной поверки ИК НСС

Достоинством поэлементной поверки является возможность проведения поверки отдельных АСИ по блокам путем замены их другими, а недостатком - необходимость поверки АСИ в нормальных условиях; большие затраты на демонтаж и установку взятых на поверку АСИ и замену их, аналогичными на период поверки; простой технологического оборудования в период замены АСИ, что в ряде случаев недопустимо; невозможность оценки погрешности межблочных соединений и шлейф связи, в которых часто возникают паразитные погрешности. Кроме того, требуется нестандартизированное оборудование, воспроизводящее реальные режимы работы блоков. Поверка по частям предусматривает определение МХ ИК расчетным путем по МХ АСИ или комплексов АСИ, входящих в ИК.

Поверка по отдельным частям АСИ или комплекса АСИ обладает достоинством как сквозной, так и поэлементной поверки [1]. При этой поверке, АСИ или комплекс АСИ, необязательно должны являться функционально и конструктивно законченными изделиями (например, одна часть ИК-термоэлектрический термометр, а другие-электрический тракт). Преимуществом этого вида поверки является то, что в ряде случаев поверку отдельных частей ИК проводят в реальных условиях эксплуатации, т.е. с учетом влияющих факторов. Кроме того снижается погрешность конечного результата измерения. [1]

Основным компонентом при проведении поверки ИК ИИС, комплектуемой из АСИ, является выбор ОС измерений, к которым предъявляются определенные требования. ОС измерений, по определению, служит для физического воспроизведения, хранения и передачи единицы измеряемой величины другим средствам измерений. Однако нужно следить, чтобы интеллектуальная техника измерений в процессе своего развития опиралась на конкретные и моделирующие ОС измерений.

Конкретное ОС измерений - образец, при помощи которого определяются характеристики объекта или явления. Эти характеристики устанавливаются, сохраняются или воспроизводятся так, чтобы их можно было перевести для сравнения на другие средства измерений.

Моделирующее ОС измерений представляет собой по существу программное устройство, с помощью которого определяются или математически фиксируются характеристики объекта или некоторого его состояния [2].

Поскольку, почти все ИИС являются программно управляемыми и в них любая физическая величина преобразуется в электрическую, при разработке можно в их состав предусмотреть моделирующее ОС (например в состав ИИС включить программно управляемый источник опорного напряжения). Это позволит провести не только поочередную поверку, но и в процессе ИИС оценить погрешность и внести соответствующие поправки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артемьев Г. Б., Годунов М. С. Справочное пособие для работников метрологических служб. - М: Издательство стандартов, 1986. - 336с.
2. Хоффман Д., Измерительно-вычислительные системы. - М: Энергоатомиздат, 1991. - 215с.

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ЗАКРЫТЫХ СИСТЕМ, ИСПОЛЬЗУЯ МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЙ СВОЙСТВ СИГНАЛОВ И ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В. Арустамян, Г. Саргсян

Задача обнаружения изменения свойств стохастических сигналов и динамических систем возникла в конце 50-х гг. и стала одним из быстро развивающихся направлений математической статистики. Методы обнаружения изменения свойств сигналов и динамических систем разделяются на два широких класса:

1. Последовательные методы, необходимость которых возникает при работе в реальном масштабе времени, для оперативного реагирования на изменения свойств исследуемой закрытой системы.
2. Апостериорные методы, работающие по полной выборке наблюдательных данных.

Результаты, полученные в этой области математической статистики, используются в геофизике, сейсмологии, медицине, инженерии и т. д.

Мы же хотим обратить внимание на широкие возможности применения этих методов на всех этапах сейсмологических исследований закрытых систем. При проведении наблюдений и обработке данных продуктивными могут быть последовательные методы, позволяющие рационально использовать возможности наблюдательных и обрабатывающих устройств.

При интерпретации наблюдательных данных более эффективны апостериорные методы общий подход которых состоит в том, что исследуемая система рассматривается как динамическая система, некоторые характеристики которой со временем изменяются.

В данной работе предлагается способ обнаружения изменения частоты системы ν с помощью методов, разработанных в современной теории обнаружения изменения свойств сигналов и динамических систем. В общем случае, можно отказаться от какого-либо предположения о временном распределении энергии и использовать непараметрический подход.

Представим, что мы наблюдаем закрытую систему А. Пусть t_i ($i=1,2,\dots,n$)-моменты условного времени изменения системы. Если подозреваем, что произошло изменение частоты в импульсных сигналах системы, то мы должны сравнивать следующие статистические гипотезы:

1. Нулевая гипотеза отсутствия изменения H_0 : последовательность импульсов имеет одинаковую пуассоновскую функцию распределения с параметром ν в течение всего набл. времени T ($T > t_n$).
2. Гипотеза наличия изменения H_1 : существует такой неизвестный момент изменения τ , что первые импульсы ($t_k \leq t \leq t_{k+1}$) имеют пуассоновскую функцию распределения. Воспользуемся критерием отношения правдоподобия, который основывается на статистике

$$\sup_t \sup_{\nu_1} \sup_{\nu_2} \inf_{\nu} \ln L_{H_1/H_0}$$

$\ln L_{H_1/H_0}$ - логарифм отношения правдоподобия.

Статистика критерия отношения правдоподобия дает возможность произвести интерпретацию наблюдательных данных более эффективными апостериорными методами решения проблемы исследования свойств систем, используя изменения свойств сигнала и динамических систем.

При разработке малогабаритных СВЧ устройств актуально создание нагрузок, не вносящих изменений в габаритные размеры приборов. Серийно выпускаемые нагрузки низкого уровня мощности [1-4] выполняются в виде отрезков волновода, содержащих поглощающие вещества (рис. 1). Получение малых отражений в широком диапазоне частот в согласованных нагрузках для трактов пониженного сечения (23×2 мм) связано с увеличением размера поглощающего клина по дну. Цель настоящей работы заключается в миниатюризации волноводной нагрузки при сохранении согласования в широкой полосе, что достигается помещением в волноводный переход, выполненный в виде рупора, поглощающего клина, имеющего зазор с верхней стенкой волновода. Малая длина достигается благодаря использованию экспоненциального профиля клина в плоскости E [3]. На рис. 2 приведена конструкция волноводной нагрузки, которая содержит поглощающий клин 1, помещенный в закороченный рупор 2. Ширина клина l зависит от поглощающего материала. Амплитуда волны, проходящей через поглощающий материал, уменьшается по закону $e^{-\alpha \Delta z}$, где α - коэффициент поглощения, Δz - путь электромагнитной волны. Коэффициент поглощения α получается большим для волноводов с большим характеристическим сопротивлением, т.е. с большей высотой. Параллельное смещение клина по широкой стенке на расстоянии m расширяет частотный диапазон работы нагрузки. Нагрузка с поглощающим клином из ферроэпоксида, длиной $\frac{\lambda_g}{2} \approx 22 \div 25$ мм в полосе частот $> 40\%$ имеет $K_{сг}$ меньше 1,05.

Для получения такого же согласования на стандартных волноводах длина клина выбирается не меньше $3\lambda_g$. Предложенная нагрузка осуществлена и для стандартных трактов в 4, 3, 2 сантиметровом и 8-и мм диапазонах.

Малогабаритная волноводная нагрузка типа фланец [5], (рис. 3а) является наименьшей из всех ранее известных. В стандартном фланце делается канал шириной a , равной ширине волновода, и глубиной b' , равной половине высоты волновода b (рис. 3б). При подключении фланца к волноводному тракту канал образует E плоскостной тройник с фланцем тракта. Продольные токи в тройнике волны H_{10} постоянны по трем каналам. Коэффициент отражения от основного ответвления зависит только от соотношения Z_1 , Z_1 и Z_2 . В этом случае электрическое сопротивление прямоугольного волновода прямо пропорционально высоте волновода. Нагрузка данной конструкции практически не вносит изменений в габаритные размеры приборов и волноводных трактов, а $K_{сг}$ во всей волноводной полосе не превышает 1,05.

В волноводных нагрузках высокого уровня мощности отвод тепла осуществляется с помощью охлаждения (ребристые радиаторы, принудительное жидкостное или воздушное и т.д.). В качестве твердых поглотителей высокого уровня мощности применяются керамики на основе карбида кремния или окиси бериллия или компаунды на основе окиси алюминия [3]. В качестве поглотителя для 10 см диапазона длин волн можно использовать черный туф или однородную смесь шамота и графита. Легкость обработки позволяет избежать острых кромок, создающих концентрации СВЧ электрического поля. При длине поглотителя 30 см обеспечивалось затухание электромагнитной волны не менее 25 дБ и $K_{сг} = 1,05$ во всей рабочей полосе. Поглотитель нагревался до 600°C . При этом затухание снижалось до 22 дБ, а $K_{сг}$ обеспечивалось порядка 1,07. Хороший тепловой контакт с арматурой нагрузки обеспечивался клеем ГИПК 1500 (клей способен сохранять свои качества при нагреве до 1500°C). Использование туфа позволяет избежать сильных локальных нагревов, приводящих к растрескиванию поглотителей. Ребристые радиаторы

с паружной стороны арматуры нагрузки обеспечивают большой коэффициент теплоотдачи.

Литература

1. Клич С.М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников. М: Советское радио 1973. С. 279-283.
2. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. М: Высшая школа, 1970. С. 145-149.
3. Чернушенко А.М. Конструкции СВЧ устройств и экранов. М: Радио и связь, 1983. С. 121-125.
4. А.с. 344539 СССР. Н 01р 1/26. Волноводная нагрузка/Г.Н Гомзин; Опуб. в бюл. 1972. № 21.
5. Барсеян А.К. Универсальная малогабаритная нагрузка типа фланец. Известия НАН Армении и ГИУА. Серия ТН. 1998. N 2

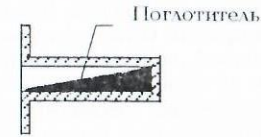


Рис. 1. Нагрузка для отрезка стандартного волновода

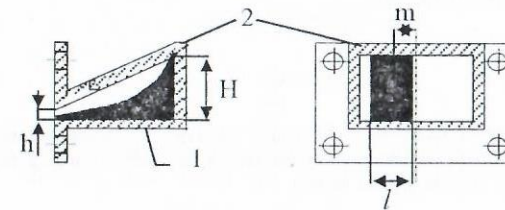


Рис. 2. Нагрузка для трактов пониженного сечения

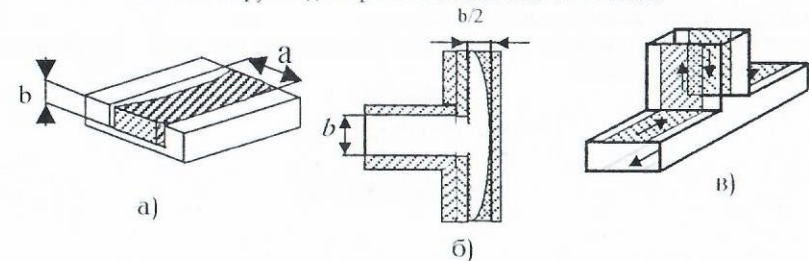


Рис. 3. Универсальная малогабаритная нагрузка типа фланец

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ОПТИМИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ СЕТЕЙ.

В.Арустамян

Цифровые сети представляют собой комплекс аппаратных и программных средств, взаимодействия которых регламентируются различными правилами и документами (модели, протоколы, интерфейсы и т.д.).

Основное свойство сети- это возможность осуществления обмена информацией между всеми узлами (пунктами, центрами, терминалами, абонентами и т.д.), входящими в структуру данной сети. Сети характеризуются объективными параметрами (объем, производительность, стоимость, надежность и т.д.). Требования

улучшения одних параметров часто приводит к ухудшению других. Поэтому, оптимизация сетей (даже частичная) может быть реализована на основе компромисса между противоречащими параметрами.

Всякая сеть, содержащая N узлов, может иметь M линий связи

$$(N-1) \leq M \leq N(N-1)/2, \quad (1)$$

где левая часть неравенства для случая кратчайшей связанной сети (левая сеть-ЛС), правая - полностью связанной сети (правая сеть-ПС).

Первоначально идеи оптимизации сетей относились преимущественно топологическому аспекту, т.е. сведение к минимуму суммарной длины линий [1] или приведенной стоимости [2]. Однако эти критерии для оценки, и, тем более для оптимизации, современных сетей не достаточны. Это обусловлено резким улучшением параметров технических средств сети, позволяющих реализовать процессы ПС ресурсами ЛС, т.е. реализовать виртуальные сети всевозможных конфигураций [3] в рамках неравенства (1). Однако для этого все узлы должны обладать соответствующими производительностью, объемом памяти, и программой, а физические каналы - пропускной способностью. Такое требование означает, что сеть является либо неиерархическим, либо одного уровня иерархии.

Таким образом ПС содержит:

$$M_{ПС} = N(N-1)/2, \quad (2)$$

связей и

$$P_{ПС} = \sum_{i=1}^N P_{ПСi} \quad (3)$$

суммарным объемом памяти (в Битах), где $P_{ПСi}$ - объем памяти i -ого узла. Каждый из $M_{ПС}$ линий обеспечивает интенсивность потока информации не менее $P_{ПС}$, т.е. $P_{ПСi} \leq P_{ПС}$, суммарный поток

$$\sum_{i=1}^N P_{ПСi} \leq N P_{ПС}, \quad (4)$$

где $P_{ПСi}$ - интенсивность потока i -ой линии.

ЛС, обеспечивающую одинаковую связанность для всех узлов является кольцо [4], для которого

$$\begin{aligned} M_{ЛС} &= N, \\ P_{ЛС} &= \sum_{i=1}^N P_{ЛСi} = \sum_{i=1}^N P_{ПСi}, \\ \sum_{i=1}^N P_{ЛСi} &\leq N P^0_{ЛС}. \end{aligned} \quad (5)$$

Физическую ЛС можно виртуально превратить в любую сеть, вплоть до ПС, если

$$M_{ЛС} P_{ЛС} \geq M_{ПС} P_{ПС}. \quad (6)$$

Интенсивность потока информации в сети носит вероятностный характер [4] и в общем случае трудно обеспечить условия (6) для всех отрезков времени, однако при больших значениях $P_{ЛС}$ и $P_{ЛС}$ процесс коммутации сообщений и пакетов может быть представлен условиями;

$$P_{ЛС} = P_{ЛС} = const, P_{ПС} = const1; P_{ЛС} = const2;$$

Тогда, для обеспечения вероятностно-временных характеристик ПС ресурсами ЛС потребуются увеличить интенсивность потока последнего в $M_{ПС}/M_{ЛС}$ раза.

Это позволит сократить число линий ПС на

$$\Delta M = N(N-1)/2 - N = N(N-3)/2 \quad (7)$$

за счет увеличения потока ЛС на

$$\Delta P = M_{ПС}/M_{ЛС} \times P_{ЛС} - P_{ЛС} = P_{ЛС}(M_{ПС}/M_{ЛС} - 1) = P_{ЛС} \times (N-1)/2. \quad (8)$$

Функция $f(AM, AP)$ может послужить целевой функцией, т.е. критерием оптимизации сетей для использования минимально связанной ЛС в качестве полностью связанной ПС и наоборот. В первом случае для штатного функционирования ЛС остается неиспользованным (избыточным) возможной величины потока $P_{ЛС} \times (N-1)/2$ (для $N \geq 1$, $P_{ЛС} \times N/2$), а во втором случае - $N(N-3)/2$, (для $N \geq 3, N^2/2$) линий. Естественно оптимальная сеть находится между ЛС и ПС.

Литература

1. Prihar A. Topological Properties of Telecommunications Networks. Proc. IRE, 1958, 44 Guly, PP 927-933.
2. Васильев В.И. и др. Система связи. М. "В.Ш.", 1987, 280 стр.
3. Арустамян В.Е., Чакирян А.А. Задачи оптимизации сетей передачи данных. Сборник материалов годичной ИТ конференции ПГУА, Е, 1999, стр. 226-227.
4. Проектирование и техническая эксплуатация сетей передачи дискретных сообщений. М. "Радио и связь", 1988, 330 стр.

«ԱՄԻՆԻՐՈՆ ԶԱՂՈՐՈՎԱՆ ՌԵԺԻՄ» ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՅԻ ԴԻՄՆԱԿԱՆ ԱՌԱՆՁԱԳԱՏՎՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ

S Մերելյան

Ասինխրոն հաղորդման ռեժիմը (ATM - Asynchronous Transfer Mode) — քիչքանի կոմուտացիայով տեխնոլոգիա է, որոնք ձևավորում են Broadband ISDN (Լայնաշերտ Ինտեգրացված Ծառայություններով Թվային Ցանցի) միջուկը, որն ապահովում է միևնույն կապի գծերով թվային, ձայնային և ձևավորողի տվյալների հաղորդումը: Ի սկզբանե հաղորդման արագությունը սահմանված էր 155 Մբիթ/վրկ, այնուհետև 622 Մբիթ/վրկ և բարձրացվեց մինչև 2,488 Մբիթ/վրկ: ATM-ը օգտագործվում է ինչպես տեղային, այնպես էլ գլոբալ ցանցերում, հաջողությամբ կիրառվում է բավականին մեծ հեռավորությունների վրա գտնվող տեղային ցանցերի միացման համար: Ասինխրոն հաղորդման ռեժիմի տեխնոլոգիայի հիմնական բնութագրերն են

Կապի գծերը — օպտիկական, տեղային կամ երկար: Երկար գծերը կարող են լինել հատկացված (արենդավորված) կամ կոմուտացվող:

Չուզահեռ հաղորդման ապահովում: Յուրաքանչյուր հանգույց կարող է ունենալ հատկացված միացումներ ցանկացած այլ հանգույցի հետ:

Աշխատում է առավելագույն հնարավոր արագություններով:

Օգտագործում է ֆիքսված երկարության (53 բայթ) փաթեթներ, որոնք կոչվում են քիչքանի (cells):

Միայնների ուղղում և մարշրուտացում ապարատային մակարդակով (մասամբ քիչքանիների ֆիքսված երկարության շնորհիվ):

Չայնի, տեսաինֆորմացիայի և տվյալների միաժամանակյա հաղորդում:

Բեռնման բալանսավորման պարզություն քիչքանի կոմուտացումը թույլ է տալիս թողունակության մեծացման անհրաժեշտության դեպքում հաստատել բազմաթիվ վիրտուալ ուղիներ հաղորդիչի և ընդունիչի միջև:

Օգտագործողի ինտերֆեյսը (User Network Interface, UNI) սահմանված է ATM ֆունկցիոնալ կողմից և թույլատրում է ֆիզիկական ինտերֆեյսի տարբեր տիպեր

SONET(OC-3, STS-3 կամ STM-1) 155.52 Մբիթ/վրկ

DS3 44.736 Մբիթ/վրկ

100 Մբիթ/վրկ

155 Մբիթ/վրկ

Այս բոլոր ինտերֆեյսները օգտագործում են օպտիկական թելեր: Մշակվում են տարբեր ստանդարտներ փաթեթված լարերի (UTP) համար: ATM-ի միջոցով հաղորդվող ինֆորմացիայի տարբեր տեսակների համար սահմանված են սպասարկման հետևյալ կարգերը

Կարգ A: Կիրառվում է տվյալների հոսքի հաստատուն արագությամբ հաղորդման համար (Constant Bit Rate, CBR): Օգտագործվում է ձայնային հաղորդումների համար:

Կարգ B: Կիրառվում է տվյալների հոսքի փոփոխական արագությամբ հաղորդման համար (Variable Bit Rate, VBR): Օգտագործվում է տեսահամաժողովների կազմակերպման համար:

Կարգ C: Կիրառվում է կապի սահմանմամբ տվյալների հոսքի հաղորդման համար:

Կարգ D: Կիրառվում է առանց կապի սահմանման տվյալների հոսքի հաղորդման համար:

Ներկայումս ATM տեխնոլոգիան պրոգրեսիվ է և արագորեն զարգացող տեխնոլոգիա, սարքավորումները մշակվում և բողարկվում են մեծ բվով արտադրողների կողմից, տարվում են աշխատանքներ նրանց համապատասխանեցման ապահովման համար:

Գրականություն

Мартин Дж. и др. ATM. Архитектура и реализация. 2000.

ԿԵՆՑԱՂԱՅԻՆ ՈԱԴԻՈԷԼԵԿՏՐՈՆԱՅԻՆ ՍԱՐՔԵՐԻ ՆՈՐՈԳՄԱԸ ԵՎ ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՍՊԱՍԱՐԿՄԱՆ ԾԱՌԱՅՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐՏԻՖԻԿԱՅՈՒՄ Հ. Դեմիրճյան

Քաղաքական, տնտեսական, սոցիալական և այլ ոլորտներում ընթացող գործընթացները և միջազգային հանրության հետ ինտեգրացման անհրաժեշտությունն ու անխուսափելիությունը, պայմանավորում են նոր հասարակական հարաբերությունների ձևավորումը:

Արտադրության ծավալների նվազեցումը առաջացրել է և ծառայությունների ոլորտի տոկոսային աճ, իսկ ոլորտի կանոնակարգումը իր հերթին պահանջում է օրենսդրական և նորմատիվային դաշտի ստեղծման անհրաժեշտություն:

Ծառայությունների ոլորտի կանոնակարգումը հանգեցնում է նաև դրանց սերտիֆիկացման անհրաժեշտությանը:

Հանրապետությունում մատուցվող կենցաղային ծառայությունների մեջ զգալի մաս են կազմում կենցաղային ռադիոէլեկտրոնային սարքերի (ՌԷՍ) նորոգումն ու տեխնիկական սպասարկումը: Գործունեության այս տեսակով զբաղվում են գրանցված շուրջ 160 կազմակերպություններ, որոնցից 70-ը երևանում:

Ծառայությունների սերտիֆիկացման օրենսդրական դաշտը կանոնակարգված է սահմանված է «Ստանդարտացման մասին», «Նորմատիվ պահանջներին արտադրանքի, ծառայությունների համապատասխանության հավաստման մասին», «Չափումների միասնականության ապահովման մասին» ՀՀ օրենքներով և օրենսդրական ակտերով:

Ծառայությունների սերտիֆիկացման գործընթացի նորմատիվ բազան կանոնակարգված է նաև ստանդարտացման և սերտիֆիկացման ազգային համակարգի ստանդարտներով, որոնք սահմանում են ծառայությունների ստանդարտացման, դասակարգման, սերտիֆիկացման ընդհանուր դրույթները ինչպես նաև ոլորտին առնչվող տերմինաբանությունը:

Կենցաղային ՌԷՍ-ի նորոգման և տեխնիկական սպասարկման ծառայությունների սերտիֆիկացումը ներռում է հետևյալ խնդիրները:

Ծառայության սերտիֆիկացման հայտի ներկայացումը, հայտի վերաբերյալ որոշման ընդունումը (ծառայության սերտիֆիկացման սխեմայի ընտրություն, հավատարմագրած փորձարկման լաբորատորիայի նշանակում),

նորոգված սարքերի մուշների ընտրությունը, սերտիֆիկացվող ծառայության բնութագրերի ստուգումը,

ծառայության կատարման վարպետության գնահատումը, ծառայության կատարման գործընթացի գնահատումը, որակի համակարգի սերտիֆիկացումը,

ծառայության սերտիֆիկացման աշխատանքների արդյունքների վերլուծությունը, սերտիֆիկատի տրման հնարավորության մասին որոշման ընդունումը,

սերտիֆիկատի գրանցումը համակարգի պետական գրանցամատյանում, սերտիֆիկատի և համապատասխանության նշանի կիրառման լիցենզիայի հանձնումը,

սերտիֆիկացված ծառայության համապատասխանության հսկողությունը սերտիֆիկացման սխեմային համապատասխան:

Վերը նշված ցանկում ընդհանուր բնույթ կրող խնդիրները լուծված են սերտիֆիկացման ազգային համակարգի ստանդարտներում, սակայն կենցաղային ՌԷՍ-ի նորոգման և տեխնիկական սպասարկման ծառայություններին առնչվող առանձնահատուկ խնդիրները ենթակա են ուսումնասիրման և ստանդարտացման: Դրանցից կարևորներն են՝

սերտիֆիկացման սխեմաների մշակումը, փորձարկման լաբորատորիայի ընտրությունը, սերտիֆիկացնող ծառայության բնութագրերի և դրանց ստուգման մեթոդների ընտրությունը,

ծառայության կատարման վարպետության գնահատումը ծառայության կատարման գործընթացի գնահատումը:

Նշված խնդիրները հեղինակի կողմից լուծված է ձևավորված են ԿՆ 07334 5.301-99 սերտիֆիկացման կանոններում, որը 1999թ. ընդունված է սերտիֆիկացման ազգային մարմնի կողմից:

Սերտիֆիկացման կանոններում ընդգրկված են 50-ից ավելի ռադիոէլեկտրոնային սարքեր, որոնց ներկայացվող անվտանգության պահանջները սահմանված են միջպետական և Ռուսաստանի Դաշնության ստանդարտներում և համապատասխան տեխնիկական պայմաններում, որոնց կիրառումը հանրապետությունում օրինականացված է:

Հաշվի առնելով, որ նշված ծառայությունների սերտիֆիկացումը հանրապետությունում պարտադիր չէ, կազմակերպությունները դեռևս կամավոր չեն սերտիֆիկացնում այդ ծառայությունները, մատուցման որակի ցածր մակարդակի պատճառով: Պետք է նշել նաև որ ներկայումս բացակայում են ոլորտին առնչվող հավատարմագրված սերտիֆիկացման մարմիններ և փորձարկման ու հասարակագիտական լաբորատորիաներ:

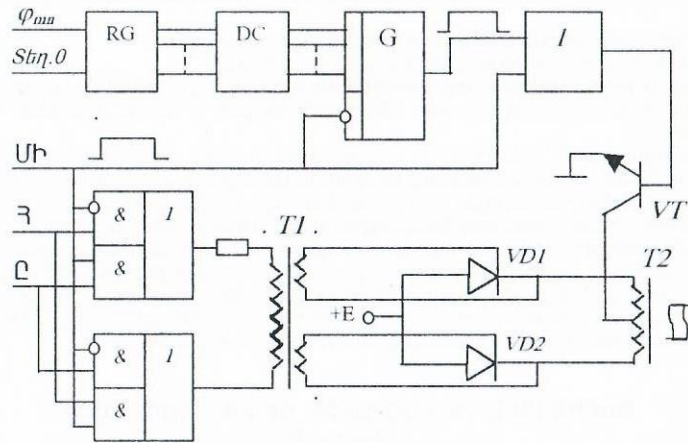
ՖԵՐԻՏԱՅԻՆ ՓՈՒԼԱՇՐՋԻՉԻ ԴԵԿԱՎԱՐՄԱՆ ՍԱՐՔ Հ. Բալայան

Ալիպցիոն և հրթիռային տեխնիկայի բուն զարգացումը, թռչող սարքերի արագությունների և հեռավորությունների մեծացումը, նպաստեցին փուլավորված անտենային ցանցերի (ՓԱՑ) գործածությանը, որոնք, ի տարբերություն մյուս անտենային համակարգերի, հնարավորություն են տալիս գործնականում ակնթաթորեն փոփոխել ճառագայթի ուղղությունը և ուղղորդվածության դիագրամի ձևը:

Այս օպերացիաների կատարումը հնարավոր է միայն ՓԱՑ-ի ճառագայթիչներին միացված էլեկտրոնային ղեկավարումով փուլաշրջիչների օգտագործման դեպքում: Քանի որ մեկ ՓԱՑ-ի փուլաշրջիչների թիվը կարող է հասնել մի քանի հազարի, Սպասող մուլտիփիրատորի առանձնահատկությունը այն է, որ պարունակում է ժամանակատվիչ RC - շղթաների ամբողջություն, որոնք կոմուտացվում են դեղիֆրատորից մուլտիփիրատորի ինֆորմացիոն մուտքերին եկող ազդանշաններով: ԿԱՄ-ԵԿ էլեմենտները ղեկավարում են տիրիստորային բանալիները: «Ընդունում» ռեժիմում համակարգի աշխատանքի դեպքում տրամաբանական 1 ազդանշանը տրվում է Ը մուտքին, իսկ «Հաղորդում» ռեժիմում՝ Հ մուտքին:

Սխեմայի աշխատանքի սկզբումը հիմնված է էլեկտրամագնիսական ինդուկցիայի օրենքի վրա, ըստ որի մագնիսական ինդուկցիայի ΔB աճը համեմատական է j U(t)dt - ին,

որտեղ $U(t)$ - Գ արունն է փուլաշրջիչի ղեկավարող փաթույթի վրա: Հետևաբար դիֆերանցիալ փուլային շեղումը նույնպես համեմատական է այդ մեծությանը: Այդ պատճառով փուլային շեղման ղեկավարումը կարող է իրականացվել ղեկավարող իմպուլսի տևողության փոփոխությամբ: Այդ սկզբունքը իրականացված է ներկայացված սարքում հետևյալ եղանակով: Համաձայն գրանցիչի ընդունած հրահանգի կողի ղեշիֆրատորի մի ելքում կազմավորվում է ղեկավարող ազդանշան, որը կոմուտացնում է ժամանակատվիչ RC - շղթան, ղնելով մուլտիվիբրատորի իմպուլսի տևողությունը այնքան, որքան համապատասխանում է φ_{mn} հրահանգի կողին:



Սարքի աշխատանքի մեկնարկումը կատարվում է ՄԻ իմպուլսով, որը ստացվում է կենտրոնական պրոցեսորից: Այդ իմպուլսը ՎՄ էլեմենտի միջով տրվում է ՎՏ տրանզիստորի բազային և բացում է այն: Միաժամանակ «Հաղորդում» ռեժիմում ազդանշանը երկրորդ ՎՄ-ե-վ էլեմենտի ելքից T1 տրանսֆորմատորով բացում է ՎԴ1 տիրիստորը, դրանով իսկ ճանապարհի բացելով +E աղբյուրից T2 ղեկավարող տրանսֆերմատորով և տրանզիստորով հոսանքի հոսման համար: ՄԻ իմպուլսի տևողությունը բավարար է ֆերիտի մինչև հազեցումը մագնիսացման համար: ՄԻ իմպուլսի ավարտով տրանզիստորը փակվում է և անջատում է ՎԴ1 բանալին:

ՄԻ իմպուլսի բացասական անկումով, փոքր հապաղումից հետո, բանեցվում է մուլտիվիբրատորը, որը կազմավորում է տրված տևողությամբ իմպուլս: Այդ իմպուլսը ՎՄ էլեմենտի միջով բացում է տրանզիստորը: Միաժամանակ բացվում է ՎԴ2 տիրիստորը, ապահովելով հոսանքի հոսքը T2 ղեկավարող տրանսֆերմատորի միջով, բայց հակադարձ ուղղությամբ: Ֆերիտի ապամագնիսացումը կատարվում է ղեկավարող իմպուլսի տևողությանը համապատասխան, արդյունքում ապահովելով φ_{mn} -ին հավասար դիֆերենցիալ շեղում:

«Մնդումում» ռեժիմում սարքը աշխատում է համանմանորեն, միայն փոխվում է ՎԴ1 և ՎԴ2 բանալիների միացման հերթականությունը, դրանով իսկ հաշվի է առնվում փուլաշրջիչի բնութագրերի անփոխադարձելությունը:

Գրականություն

1. Амтей Н. Теория и анализ фазированных антенных решеток. - М: 1979г.
2. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. - М: 1978.
3. Сазонов А.М. Антенны и устройства СВЧ. - М: 1985.
4. Самойленко А.И. Управление фазированными антенными решетками. - М: 1988.
5. Гостюхин В.А. Вопросы проектирования активных ФАР с использованием ЭВМ. - М: 1987.

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СЕТИ И СИСТЕМЫ, ДЕЙСТВУЮЩИЕ В НЕФТЕГАЗОВОЙ ОТРАСЛИ

О.Гомция, Ю.Орбелян, А.Томакин

Для эффективного управления нефтегазовой отраслью необходима надежная, эффективная, разветвленная система связи и телекоммуникаций.

В настоящее время корпоративные системы связи отрасли предназначены для обеспечения надежной связью разнообразных объектов газовой отрасли и состоят из различных сетей связи, гармонично увязанных между собой.

Развитие сети технологической связи должно происходить одновременно с развитием отрасли.

Мощный качественный и количественный скачок в строительстве газотранспортной системы всегда влечет за собой необходимость проведения модернизации имеющихся в эксплуатации сетей связи на базе внедрения цифровых методов обработки и передачи информации.

Номенклатура используемых технических средств (ЦРРА, ВОЛС, КЛС с медными жилами и волоконно-оптическими, подвижная радиосвязь, спутниковые средства связи) определяется их функциональным назначением и специфическими условиями применения.

Модернизация должна быть в основном на базе реконструкции систем технологической связи региональных предприятий для объединения их в единую цифровую сеть отрасли с целью организации единого телекоммуникационного пространства.

Единая ведомственная сеть передачи данных (ЕВСЦД) является важнейшим компонентом телекоммуникационной инфраструктуры отрасли. Концепция построения ЕВСЦД основана в основном на двухуровневой иерархии. Основу ее составляет сеть передачи данных верхнего уровня, представляющая собой полосвязную сеть высокопроизводительных магистральных узлов передачи данных и обеспечивающая обмен всеми видами информации между территориально рассредоточенными объектами и центром, включая резерв для предоставления коммерческих услуг.

ЕВСЦД в крупных нефтегазовых компаниях, таких, как РАО "Газпром", построена с использованием X.25, Frame Relay и ATM технологий. Сеть ЦД верхнего уровня представляет собой единый программно-технический комплекс, состоящий из магистральных узлов ЦД, соединяющих их каналов связи, централизованной системы сетевого управления, тарификации, программно-технических средств подключения региональных сетей (или региональных абонентов) к магистральным узлам.

Второй уровень ЕВСЦД региональной сети передачи данных обеспечивает прохождение потоков технологической и административно-хозяйственной информации внутри региональных производственных подразделений ОАО "Газпром" и имеет стандартный интерфейс с сетью передачи данных верхнего уровня.

Сети передачи данных в нефтегазовых компаниях используют самые передовые решения, предлагаемые в настоящее время на рынке телекоммуникаций. В качестве магистральных связей используются оптические кабели, технологии SDH, Frame Relay и ATM. Для абонентского доступа применяются высокоскоростные модемы V.90 и каналы ISDN (2B + D). При объединении вычислительных сетей различных подразделений нефтегазовых компаний возможно применение технологий Giga Bit Ethernet.

В нефтегазовой промышленности не утрачивает актуальность модернизация и развитие ведомственных радиотелефонных сетей. Во всем мире нефтегазовые фирмы налаживают свои собственные системы подвижной связи, независимо от того, что сотовые системы общего пользования дают высокоразвитые услуги.

Ведомственные сети работают обычно в диапазоне 140-470 МГц. С точки зрения нефтяных и газовых компаний, такие заниженные частоты оптимальны: они

позволяют охватывать при помощи одной базовой станции районы большого радиуса. Например, если сравнивать систему, работающую в диапазоне 800 МГц, с системой 160 МГц или 300 МГц, то в первом случае потребуется в три-пять раз больше базовых станций для того же географического охвата. Число соединительных линий между базовыми станциями и коммутаторным центром возрастает соответственно, и это повышает еще инвестиционные расходы.

Из этого следует, что системы с большей частотностью диапазона более подходят для крупных населенных пунктов, где число абонентов на квадратный километр велико.

Ведомственные радиотелефонные системы, используемые сегодня в странах СНГ, преимущественно устарели и структурно, и функционально.

Использование радиочастот неэффективно: канальный разнос составляет обычно 25 кГц, а иногда и до 50 кГц. В современных же системах с тракингом канальный разнос равен 12,5 кГц, что, по сравнению со старыми системами, повышает абонентскую емкость в два-четыре раза. При этом дальнейшее повышение емкости достигается за счет самой сути системы тракинг – автоматического выбора свободного канала из имеющегося канального ресурса. Наконец, многообразие возможностей передачи данных обеспечивает передачу разного рода контрольной информации, использование персонального компьютера и передачу телефакса по радиоканалу.

Модульная структура современных тракинговых систем подвижной связи позволяет создать систему, которая была бы экономна и технологически оптимальна для работы на нефтегазовых промыслах и нефте- и газопроводах, находящихся на разных этапах развития и эксплуатации.

Ядром всего телекоммуникационного комплекса нефтегазовой отрасли является надежная и разветвленная сеть технологической связи, связывающая географически рассредоточенные объекты отрасли с целью организации единого телекоммуникационного пространства.

Стратегия технического перевооружения технологической сети связи с учетом технико-экономического обоснования предусматривает анализ и выбор SDH на базе волоконно-оптических и радиорелейных линий связи большой пропускной способности, ATM и ISDN технологий на вторичных сетях связи.

В газовой отрасли Республики Армения в качестве технологической связи используется радиорелейная система. В южной части республики РРА построена на базе 24-х канальных прием-передающих станций типа "Трал-24/400", работающих в полудуплексном режиме (390-470 МГц), которая работает в комплексе с УКВ связью на базе аппаратуры фирмы "Nokia" (162-168 МГц). В свое время система "Трал-24/400" была разработана для газовой промышленности бывшего СССР. В северной части республики РРА построена на базе 4-х канальных прием-передающих станций типа "Малютка-2М", работающих в полудуплексном режиме (60-70 МГц), которая тоже работает в комплексе с УКВ связью на базе аппаратуры фирмы "Nokia" (162-168 МГц).

ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԻՄՄԻՏԱՆՍԱՑԻՆ ԿՐԻՏԵՐԻԱԸ Ո. Կիրակոսյան

Չամաձայն Ա.Ս. Լյապունովի կայունության ընդհանուր տեսության, ցանկացած գծային (կամ գծայնացված) ակտիվ շղթայի կայունացման մասին կարելի է դատել շղթայի բնութագրական հավասարման արմատների դասավորմամբ $P = \lambda + j\omega$ կոմպլեքս հաճախության դաշտում: Բնութագրական հավասարումն ունի

$$\Delta(P) = 0$$

տեսքը, որտեղ $\Delta(P)$ -ն շղթայի որոշիչն է, որը համապատասխանում է հանրահաշվական հավասարման համակարգին:

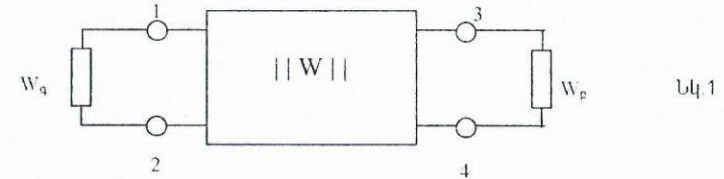
Շղթայի կայունության համար անհրաժեշտ է և բավարար, որ $P_i = \lambda_i + j\omega_i$ -ի բոլոր արմատները գտնվեն P -ի ձախ կիսահարթությունում, այսինքն ունենան բացասական իրական մասեր ($\lambda_i < 0$): $\Delta(P)$ որոշիչը սովորաբար երկու պոլինոմների հարաբերություն է:

$$\Delta(P) = \frac{L(P)}{D(P)}, \text{ երբ } \frac{L(P)}{D(P)} = 0 \text{ հետևում է, որ } \Delta(P)\text{-ի զրոները համընկնում են } L(P) \text{ պոլինոմի}$$

զրոների հետ, $L(P)$ -ն շղթայի բնութագրական բազմանդամն է: Այսպիսով, շղթայի կայունության համար, նրա բնութագրական բազմանդամը պետք է P -ի աջ կիսահարթությունում զրոներ չունենա: Արմատների հաշվարկը բարդ է, այդ պատճառով սովորաբար օգտագործում են անուղակի եղանակներ, որոնք թուլատրում են դատել արմատների դասավորվածության մասին, ուստի և շղթայի կայունության մասին, առանց լուծելու բնութագրական հավասարումը:

Ուժեղարարային սարքերի տեսությունում շատ հաճախ օգտագործվում է կայունության իմմիտանսային կրիտերիան (ԿԻՉ), որն օգտագործվում է որպես աշխատանքային հաշվրկամիջոց:

Ուժեղարարը պատկերենք նկ.1-ի տեսքով:



W_a -ն և W_p -ն պասիվ բեռներ են:

Շղթայի բացարձակ կայունության անհրաժեշտ և բավարար պայմանը գումարային W_{α} կամ W_{β} իմմիտանսների իրական մասի դրական լինելն է այն հաճախության վրա, որի վրա նրա կեղծ բաղադրիչը պետք լինի զրո

$$\operatorname{Re}\{W_{\alpha}(j\omega) + W_p(j\omega)\} > 0 \quad (1)$$

$$\operatorname{Im}\{W_{\alpha}(j\omega) + W_p(j\omega)\} = 0$$

$$\operatorname{Re}\{W_{\beta}(j\omega) + W_{\beta}(j\omega)\} > 0 \quad (2)$$

$$\operatorname{Im}\{W_{\beta}(j\omega) + W_{\beta}(j\omega)\} = 0$$

Եթե (1)-ում կամ (2)-ում անհավասարության նշանը հակառակ լինի, ապա հետագուտվող շղթան անկայուն է կամ հարաբերական կայուն է: Ըստ որում, վերջինները համարվում են գործնականորեն անկայուն:

Չամաձայն այդ մտքի նկ. է շղթան անկայուն կլինի, եթե միաժամանակ

$$\operatorname{Re}\{W_{\alpha(p)}(j\omega) + W_{\alpha(p)}(j\omega)\} < 0 \quad (3)$$

$$\operatorname{Im}\{W_{\alpha(p)}(j\omega) + W_{\alpha(p)}(j\omega)\} = 0 \quad (4)$$

Եթե $\operatorname{Re} W_{\alpha(p)}(j\omega) \geq 0$ հաճախության ամբողջ տիրույթում, ապա հետագուտվող շղթան բացարձակ կայուն է, քանի որ միշտ $\operatorname{Re} W_{\alpha(p)} \geq 0$: Եթե որևէ հաճախության վրա (կամ հաճախաշերտում) $\operatorname{Re} W_{\alpha(p)}(j\omega) < 0$, ապա ակտիվ քառաբևեռը տվյալ հաճախության վրա (կամ հաճախաշերտում) պոտենցիալ անկայուն է: Դա նշանակում է, որ այդպիսի քառաբևեռի վրա կառուցված ուժեղարարը կարող է լինել անկայուն որոշակի $W_a(j\omega)$ -ի և $W_p(j\omega)$ -ի դեպքում, երբ կատարվեն (3) և (4) պայմանները: Չամաձայն (1) և (2) պայմանները փոխարինվում են ավելի կոպիտ պահանջով՝ հաճախության ամբողջ տիրույթով գումարային իմմիտանսի իրական մասի դրական լինելով

$$\operatorname{Re}\{W_{\alpha(p)}(j\omega) + W_{\alpha(p)}(j\omega)\} > 0$$

Օգտագործվում է ուժեղարարի համար «պոտենցիալ անկայուն ուժեղարար» տերմինը, այն մտքով, որ երբ

$$\operatorname{Re}\{W_{\alpha(p)}(j\omega) + W_{\alpha(p)}(j\omega)\} < 0$$

ուժեղարարը «հակված է» ինքնագրգռման և W_a (j₀)-ի և W_e (j₀)-ի որոշակի արժեքների դեպքում կարող է լինել անկայուն:

Ուժեղարարի ըստ կայունության պաշարի գնահատման համար մտցվում է կայունության գործակիցը: Ինժեռանական կրիտերիայի օգտագործմամբ բնութագրվում է $Re W_{\Sigma}$ -ի գրո դառնալուց հարաբերական հեռու գտնվելը: Տարրեր են $K_{\text{այ}}$ -ի ձևերը: Հարողված բնութագիր է այն $K_{\text{այ}}$ -ը, որը տալիս է ակտիվ քառաբևեռի ներքին կայունության պայմանը:

О ВОЗМОЖНОСТИ АДАПТАЦИИ СИСТЕМЫ КОДИРОВАНИЯ ПАКЕТНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДИАГНОСТИКИ МОЩНЫХ ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ

Г. Берберян, К. Дарчинян

Среди множества крупных динамических объектов, подлежащих непрерывному контролю с целью диагностики его технического состояния в процессе эксплуатации, особое место занимают мощные гидрогенераторы (более 200 МВт), являющиеся центральным звеном энергетических систем.

Для указанной диагностики разработаны и продолжают разрабатываться системы контроля различных конструктивных и других параметров, таких как температуры, амплитуды и частоты вибраций, интенсивности электромагнитных излучений и шумов и т.д., характеризующих нормальное или аномальное состояние ротора и статора гидрогенератора.

При разработке указанных систем особое значение приобретает создание совершенных многоканальных радио- или оптоволоконных систем (РТС или ОТС) передачи информации со всего генератора, вообще, и с вращающегося ротора, в частности, диспетчерской службе, расположенной не только в пределах данной ГЭС, но и удаленной от нее на сотни, а порой и тысячи километров.

Исследования, проведенные при непосредственном участии авторов, показали, что при согласовании соответствующей системы синхронизации с вращением ротора можно построить надежную ОТС или РТС на основе функциональных блоков, используемых в системах пакетной связи с ВРК при скорости передачи информации 2.048 Мбит/с.

Дело в том, что основными блоками в указанной системе являются те, которые служат для кодирования речевого сигнала с частотной полосой (350 - 4000) Гц в виде восьмиразрядного инверсного бинарного кода для передачи переменных по знаку дискретных уровней с коэффициентом дискретизации, равным двум. При этом достигается сжатие информации о мгновенных значениях сигнала по логарифмическому закону (европейский международный стандарт), содержащейся в семи младших разрядах, с обеспечением индикации старшего (восьмого) разряда: знаку "плюс" соответствует логическая единица, а знаку "минус" - логический ноль. В соответствии с тем же стандартом, длительности импульсов логических единиц и путей одинаковы (около 0.5 мкс), так что длительность формирования полного кодового эквивалента одной дискреты составляет 4 мкс. Далее формируется по одному такому же кодированному слову для тридцати каналов, которые объединяются в один пакет с обеспечением возможности их передачи в любой последовательности. Впереди каждого четного пакета в его нулевом слоте (временная ниша) размещается восьмиразрядное синхронизирующее кодовое слово (10011011), а между пятнадцатым и семнадцатым слотами - восьмиразрядное слово, идентифицирующее адрес данной дискреты, принадлежащей одному из тридцати каналов. Временное позиционирование нулевого и шестнадцатого слотов показывается кадром, а для обеспечения передачи n-разрядного кодового слова, представляющего адрес канала, формируется, кроме того, мультикадр. Он состоит из шестнадцати кадров - от нуле-

вого до пятнадцатого, причем четыре разряда шестнадцатого слота нулевого кадра занижают кодовое слово синхронизации мультикадра (0000), а каждый первый и четвертый разряды остальных пятнадцати кадров содержат по одному биту (0 или 1) информации адресного слова того или иного канала. При этом указанные биты размещаются так, что в первом кадре оказывается пара битов первого и шестнадцатого каналов, во втором - второго и семнадцатого и т.д. до пятнадцатого и тринадцатого каналов. Что касается длительности, то для кадра она составляет 125 мкс, а мультикадра 2 мкс., причем для каждого канала за одну секунду передается 64 кбит информации при частоте дискретизации 8 кГц, т.е. 1.92 Мбит для всех 30 каналов, а также по меньшей мере 41 раз двенадцатиразрядное кодовое слово каждого из 30 каналов (500 мультикадров в секунду).

Такая структура кодирования является вполне достаточной для передачи цифровой информации информационно-измерительной системы (ИИС) для диагностики мощных гидрогенераторов, в которых полоса частот сигналов лежит в пределах от 2-х герц до 4-х кГц, причем низкочастотные колебания в полосе от двух герц до ста герц характерны для вибраций порядка 120 Гц для сигналов, связанных с полюсной частотой, а 4 кГц - для сканирования теплового поля зубцово-пазовой зоны расточки статора и др. в импульсном режиме.

Для переноса низкочастотной полосы интересующих нас сигналов в полосу частот речевого сигнала можно воспользоваться их частотным преобразованием с достаточно разнесенными центральными частотами с шагом 0.5 кГц, так что в полосе частот речевого сигнала можно разместить по меньшей мере семь низкочастотных сигналов и, таким образом, произвести еще большее их уплотнение.

Сказанное справедливо для непрерывных сигналов. Для импульсных сигналов частота, которых достигает 4 кГц., требуется не уплотнение, а наоборот, расширение длительности ряда каналов, которое можно достичь за счет объединения нескольких речевых каналов в один обобщенный, циклическим дискретным фазовым сдвигом возникающих импульсных сигналов с той же частотой, но соответствующих различным исследуемым точкам и связанным с одним и тем же каналом. Указанное объединение речевых каналов, таким образом позволяет увеличения частоты этих сигналов выше 4 кГц. с целью увеличения количества исследуемых точек, достичь увеличения количества исследуемых точек до желаемого значения не за счет повышения частоты более 4 кГц, что неприемлемо, а за счет уменьшения общего количества каналов в отношении исходных тридцати.

Однако, принимая во внимание, что уплотнение либо может равняться расширению, либо превысить его, вышеуказанные меры по предварительной обработке разнообразных сигналов диагностики мощных гидрогенераторов полностью могут удовлетворить передачу почти всех перечисленных сигналов с помощью некоторых функциональных блоков системы кодирования пакетной связи, что приведет к существенному снижению стоимости разработок совершенных ИИС для целей данной диагностики и вместе с тем обеспечению полученной информации на дальние расстояния по обычным каналам связи.

Литература

А.с.1441434(СССР). Система для передачи данных с вращающегося объекта Г.В.Берберян, Р.Е.Акопян, Г.А.Арамян, Г.Р.Акопян и Р.О.Арутюнян. Оpubл. в БИ, 1988, №44.

ВАРИАНТ МОСТОВОЙ КОНСТРУКЦИИ ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ СФЕРИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ

А.Саркисян

Конструкция антенны зеркального радиотелескопа Геруни подробно дана в описании изобретения к авторскому свидетельству Государственного Комитета по

делам изобретений и открытий СССР АС N137/941 [1].

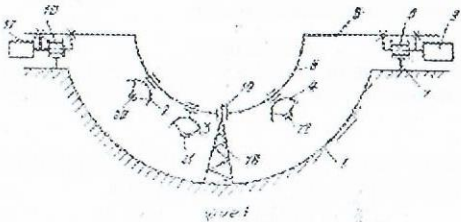
В соавторстве с одним из ведущих специалистов ВНИИРИ, моим отцом, Саркисяном С.Т. был предложен другой вариант конструктивного решения проблемы создания крупного радиотелескопа с двухзеркальной сферической антенной [2], главное зеркало которой неподвижно. В отличие от антенн радиотелескопов ДАС-5 и РОТ-32/54-2.6, где вторичное зеркало подвешенно к маятниковой ферме, закрепленной в средней части с возможностью вращения вокруг центра сферы главного сферического зеркала на двух взаимно перпендикулярных осях, здесь концентрация в квазифокальную область падающего из области неба (определяемой наклоном вторичного зеркала) на главное сферическое зеркало потока энергии, обеспечивается иначе. Это достигается подвешиванием одного или нескольких вторичных зеркал специальной формы и размера на мостовой ферме, имеющей возможность вращения по кольцевым рельсам, уложенным по краю основного зеркала, которое неподвижно установлено в бетонированном скальном котловане. Устройство антенны показано на рис. 1, 2. Антенна состоит из основного сферического зеркала (1), нескольких вторичных зеркал (2, 3, 4), подвешенных к крутовой части (6) мостовой фермы (5) и имеющих возможность при помощи приводов (17) с выходными и опорными колесами (13, 14, 15) передвигаться по рельсам (16), чем обеспечивается сканирование по углу места. Сканирование по азимуту обеспечивается параллельно работающими приводами (9, 11) с выходными колесами (8, 10), которые катятся по крутовому рельсу (7). Мостовая ферма (5), при ее большом пролете может быть снабжена центральной опорой (18) с осью вращения (19).

Принцип работы антенны заключается в фокусировании вторичными зеркалами пучков радиоволн, попавших на их поверхность после отражения от сферической поверхности главного зеркала, при чем направление, с которого собирается энергия радиоволн в облучателе (20, 21, 22) для каждого из верхних зеркал разное (азимут одинаковый, а угол места разный).

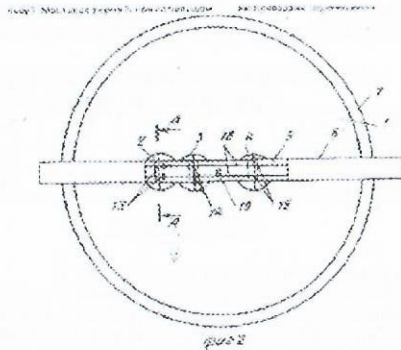
Приведенный вариант конструктивного решения антенны крупного радиотелескопа позволяет увеличить эффективную площадь антенны, а также повысить производительность наблюдений, например, при составлении радиоастрономических карт-каталогов.

Большой угол сканирования луча антенны до 160° ограничен, практически, лишь размерами малого зеркала, которое не должно сталкиваться с горизонтальным мостом фермы.

В фокусах малых зеркал можно установить антенные решетки при параллельной работе элементов которых в пространстве возникнут несколько многолучевых диаграмм направленности, что предполагает возможность получения радиоизображения нескольких симметрично расположенных относительно оси главного зеркала областей неба. Это позволит еще более значительно ускорить выполнение поставленных радиоастрономических задач.



№ SU № 1827702 A1



Литература

1. Зеркальный радиотелескоп - А.с. N 137/941 М: 1987
2. Двухзеркальная сферическая антенна - Патент SU N1827702 A1, М: 1991.

ԳՅՈՒՄՐԻՈՒՄ ԲԶԶԱՅԻՆ ԴԵՌԱԿԱՊԻ ԿԱՄԱԿԱՐԳԻ ԱՏԵՂԾՄԱԼ ԴՆԱՐԱՎՈՐՈՒԹՅԱՆ ԴԵՏԱԶՈՏՈՒՄ ԵՎ ՆԱԽՆԱԿԱՆ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄ 4. Մարտիրոսյան

Աշխատանքում բջջային հեռակապի համակարգի և նախագծման առանձնահատկությունների ուսումնասիրմանը զուգընթաց կատարվել է Գյումրի քաղաքում բջջային ցանցի ստեղծման հնարավորության հետազոտում և նախնական նախագծում: Նախ դիտարկվել են բջջային համակարգը, նրա կառուցվածքը և սկզբունքները: Գրականության տարբեր աղբյուրներից հավաքված բանաձևերը հիմք են ծառայել կատարված հաշվարկներին: Նախքան հաշվարկային մասը սպառիչ կերպով ուսումնասիրվել են Գյումրիում առկա բարձր դիրքերում գտնվող մի շարք շինություններ և աշտարակներ: Այսպես, որպես ապագա բջջային կայանների հնարավոր դիրքեր, աշխատանքում նկարագրված են քաղաքային այգին, Ա. Մռավյանի անվան թատրոնի շենքը, կենտրոնական էլցանցի բակում գտնվող աշտարակը ք տեղակայված բարձր աշտարակը, կենտրոնական մասում առկա նախկին ՋԷԿ - ի աշտարակը, N3 թվային ԱՅԿ-ի մոտակայքում երկաթյա շինությունը, <<Շիրակ>> հյուրանոցի հարևանությամբ տեղակայված բարձր աշտարակը, կենտրոնական մասում առկա նախկին ՋԷԿ-ի աշտարակը, Մսի պահածոների կոմբինատի ջրի մղման շինությունը, «Արշալույս» կարի ֆաբրիկայի մշակույթի պալատի շենքը և քաղաքային հեռուստաաշտարակը:

Աշխատանքում մոտավոր կերպով գնահատվել է Գյումրու բջջային հեռակապի համակարգի սպասվող բաժանորդների քանակը, որը և հիմք ընդունելով որոշվել է ապագա կայանների պահանջվող թիվը և համապատասխան դիրքերը: Հաշվարկային մասում, ի մի բերելով առկա բանաձևերը, կատարվել է բջջային կայանների ռադիոալիքների մարումների և անհրաժեշտ ելքային հզորությունների հաշվարկ:

Ռադիոալիքների մարումների բանաձևն ունի հետևյալ տեսքը

$$L_p = C_1 + C_2 * Lg(f) - 13,82Lg(h_b) - a(h_m) + [44,9 - 6,55Lg(h_b)] * Lg(d) + C_0$$

Բանաձև. 1

Արդյունքները լիովին բավարարում են քաղաքային կայանների տեխնիկական պարամետրերին, որից եզրակացնում ենք, որ նախագիծը հնարավոր է իրականացնել Գյումրիում: Ապագա բջջային ցանցի մեկի համար ստացված արդյունքները բերված են աղյուսակ 1-ում: Ավելացնեն մակ, որ աշխատանքին կից պատրաստված համակարգչային ծրագրի միջոցով կարելի է տվյալ տիպի նախագծային աշխատանքների հաշվարկային արժեքների արագ գնահատում կատարել և ստանալ նախնական աղյուսակներն ու գրաֆիկները:

Կարծում են նաև, որ աշխատանքի կատարումով մշակվել է մի մեթոդ, որը արժեքավոր կիրառություն կգտնի այլ նույնատիպ աշխատանքների կատարման գործընթացում:

Աղյուսակ 1. Ուղիղալիքների L_c մարումների և բջջային կայանի P ելքային հզորության կախվածությունը d հեռավորությունից

D (կմ)	0.2	0.5	0.7	1	1.2	1.5	1.7	2	2.2
L_p (դԲ)	122	122	122	122	125	127	129	131	133
P (Վտ)	0.2	0.2	0.2	0.2	0.3	0.6	1	1.5	2.2

Գրականություն:

- [1] Theodore S. Rappaport, Mobile Communication Systems, 1997 y.
- [2] Saleh Faruque, "Cellular Mobile Systems Engineering", Artech House, 1998 y.
- [3] Կարեն Մարտիրոսյան «Գյուլնուր Անի թաղամասում բջջային ցանցի ելքային նախագծում», ՀԳՆՅՀ-ի գիտաժողով: Նյութերի ժողովածու, 26 - 30 հոկտեմբեր, 1998թ.
- [4] Asha Mehrotra, "GSM System Engineering", Artech House, 1997 y.

ԳԲՀ-ով ՄՈՂՈՒԼԱՑՎԱԶԾԼԱԶԵՐԱՅԻՆ ՃԱՈԱԳԱՅԹՄԱՆ ԸՆԴՈՒՄՆԻՉ Ժ. Դովսեփյան, Ղ. Ղուլղազարյան

Բազմուղի օպտիկական կապի, լուսալույսային և գիտահետազոտական բնագավառի տարբեր խնդիրներ լուծելիս անհրաժեշտ է ունենալ լույսի այնպիսի ընդունիչ, որը կարողանա ընդունել գերբարձր հաճախության (ԳԲՀ) տատանումներով մոդուլացված լույսային ազդանշան: Այդպիսի ընդունիչների ստեղծման աշխատանքները սկսվել են դեռևս 60-ական թվականներին: Առավել ուշագրավ է զանգվածային արտադրության ֆոտոբազմապատկիչների հիման վրա մշակված ընդունիչը, որտեղ ֆոտոբազմապատկիչի կիսաթափանց ֆոտոկատոդը տեղադրվում է ռեզոնատորի էլեկտրական դաշտի տիրույթում:

Ռեզոնատորը գրգռվում է հետերոդինի f_c հաճախությամբ ազդանշաններով: Կիսաթափանց ֆոտոկատոդի վրա է գրվում f_c հաճախությամբ մոդուլացված լազերային ճառագայթ: Ֆոտոկատոդից դուրս են թռչում էլեկտրոններ, որոնց հոսքը մոդուլացված է f_c հաճախությամբ: Ռեզոնատորի էլեկտրական դաշտը թափանցում է կիսաթափանց ֆոտոկատոդի միջով և ազդում էլեկտրոնային հոսքի վրա, մոդուլացնելով արդեն մոդուլացված հոսքը այլ հաճախությամբ, այն է հետերոդինի հաճախությամբ f_c : Կրկնակի մոդուլացման հետևանքով ֆոտոհոսանքի սպեկտրում առաջ է գալիս հոսանքի մի բաղադրիչ, որի հաճախությունը հավասար է $f_c - f_c$: f_c հաճախությունը ընտրվում է այնպես, որ $f_c - f_c$ լինի փոքր և գտնվի ֆոտոբազմապատկիչի բազմապատկման համակարգի թողարկման շերտում: Այդ դեպքում նշված հոսքը ուժեղանում է բազմապատկման համակարգով և ելքային բեռի դիմադրության վրա առաջացնում է $f_c - f_c$ հաճախության օգտակար լարում:

Հաշվարկները ցույց են տալիս, որ շատ դեպքերում, երբ լույսը մոդուլացված է ԳԲՀ տատանումներով, կարելի է բավարարվել առանց բազմապատկման համակարգով և ելքային բեռի դիմադրության վրա առաջացնում է $f_c - f_c$ հաճախության օգտակար լարում:

Այսպես, որպեսզի մեկվորենք մոդուլացված էլեկտրոնների հոսք, յուրաանյուր պարբերության մեջ անհրաժեշտ է ունենալ մեծ թվով էլեկտրոններ (հարյուրավոր): Զանի որ հաճախությունը պարբերությունների բանակն է մեկ վայրկյանում, ապա մոդուլացված հոսանքի չափը կլինի

$$I = enf_c,$$

որտեղ $e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ կ - էլեկտրոնների լիցքն է, f_c - էլեկտրոնային հոսքը մոդուլացման հաճախականությունն է, n - էլեկտրոնների քանակն է մեկ պարբերության ընթացքում

Այս հոսանքը ռեզոնատորի ռեզոնանսային դիմադրության (R) վրա առաջացնում է $U_{լարում}$: Օրինակ, եթե $n=500$, $f_c=1000$ ՄՀց, $R=2 \times 10^{-4}$ Օհմ, ապա $U=1.6$ մՎ: Այս լարումը բավականաչափ մեծ է, որը հնարավորություն է տալիս այն անջատել աղմուկներից:

Օգտագործելով այս վերլուծությունը և արագագործ ֆոտոդիոդ մեր կողմից մշակվել է հետերոդինային ֆոտոընդունիչ (տես. օրինակ, Հայաստանի Հանրապետություն, կրտոնագիր N639,1999): Այն կազմված է համառանցք ռեզոնատորից, որի ներքին և արտաքին հաղորդաձողերը մի ծայրում կարծ փակված են, իսկ հանդիպակաց ծայրում կա ունակային բացակ, որտեղ տեղադրված է ԳԲՀ ֆոտոկատոդը, որը սնվում է հաստատուն լարմամբ: Ռեզոնատորի ներքին հաղորդաձողին միացված են երկու մետաղյա ձողեր, որոնք դուրս են գալիս ռեզոնատորից արտաքին հաղորդաձողի վրա բացված երկու անցքերի միջով: Ռեզոնատորի արտաքին հաղորդաձողի արտաքին մակերևույթի վրա տեղադրված է ԳԲՀ տրանզիստորը, որի էմիտեր, բազա և կոլեկտոր էլեկտրոդները ըստ փոփոխական հոսանքի միացված են երկու հաղորդաձողի ծայրերին և արտաքին հաղորդաձողին այնպես, որ ապահովվում են զեներացման պայմանները: Ռեզոնատոր-տրանզիստոր համակարգն աշխատում է որպես զեներատոր, որի աշխատանքային հաճախությունը f_c -ն հավասար է ռեզոնատորի սեփական տատանումների հաճախությանը: Սարքն աշխատում է հետևյալ կերպ. սարքի վրա ընկնում է f_c հաճախությամբ մոդուլացված լուսային հոսք, որը չնչին չափով տարբերվում է f_c -ից ($f_c \approx f_c$):

Լուսային հոսքը ֆոտոդիոդում առաջացնում է լիցքակիրների մոդուլացված հոսք, որը շարժվում է դիոդին կիրառված լարման դաշտով: Զանի որ դիոդը տեղադրված է ռեզոնատորի ունակային տիրույթում, ստացվում է, որ այդ տեղամասով շարժվում է մոդուլացված էլեկտրոնների հոսք, որը գրգռում է ռեզոնատորը: Ռեզոնատորում առաջ է գալիս f_c հաճախության լարում: Մյուս կողմից սարքը որպես զեներատոր աշխատելու հետևանքով, նրանում առաջանում է f_c հաճախության լարում: Այսպիսով, ռեզոնատորի երկու հաղորդաձողերի միջև ունենում են f_c և f_c հաճախություններով երկու լարում: Գումարային լարման ամպլիտուդը փոփոխվում է $f_c - f_c$ հաճախությամբ: Գումարային լարումը դետեկտվում է երկու հաղորդաձողերի միջև տեղադրված դիոդով և RC գտիչով և սարքի ելքում ստանում ենք միջանկյալ $f_c - f_c$ հաճախության օգտակար լարում: Առաջին մոտավորությամբ ռեզոնատորի ռեզոնանսային հաճախությունը, այսինքն աշխատանքային հաճախությունը կարելի է որոշել հետևյալ արտահայտությամբ՝

$$\omega c - \frac{1}{z} \operatorname{ctg} \frac{\omega l}{c} = 0,$$

որտեղ ω -ն աշխատանքային հաճախությունն է, C -ն ռեզոնատորի ունակային բացակի ունակությունն է՝ հաշվի առած նաև ֆոտոդիոդի ունակությունը, c -ն լույսի արագությունն է, z -ն համառանցք կաթելի ալիքային դիմադրությունն է, l -ը ռեզոնատորի երկարությունն է:

Սարքի փորձնական մոնոլի աշխատանքային հաճախականությունը հավասար 500 ՄՀց է:

К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПЛОСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ СО СЛОЕМ НЕЛИНЕЙНОГО ДИЭЛЕКТРИКА

Т.Князян, А.Манкулов

Результатом взаимодействия плоской электромагнитной волны со слоем диэлектрика является частичное отражение и прохождение волны через слой. В общем случае диэлектрик может представлять собой слой с переменной диэлектрической проницаемостью, состоять из нескольких слоев с различными проницаемостями, являться модулированной средой и т. д.

Для расчета коэффициента отражения, равного отношению амплитуд падающей и отраженной волн существуют различные методы. Приведены два наиболее распространенных подхода, а также сравнительно новый подход метода единого выражения как альтернативное решение задачи.

Рассматривается нормальное падение плоской эл. магн. волны на слой диэлектрика с диэл. проницаемостью ϵ_2 . Диэлектрические проницаемости сред слева и справа от слоя ϵ_1 и ϵ_3 соответственно.

Метод многократных отражений [1].

Принимается во внимание многократное отражение света от поверхностей диэлектрической пластинки.

Результирующая, отраженная от пластинки волна (в среде с ϵ_1) определяется как сумма всех отраженных волн, которые представляют сумму бесконечно убывающей геометрической прогрессии. Коэффициент отражения

$$\rho = \frac{r_1 + r_2 \times e^{-2i\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_2}L}}{1 + r_1 r_2 \times e^{-2i\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_2}L}}$$

Здесь r_1 и r_2 - коэффициенты Френеля, определяемые как

$$r_1 = (\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}) / (\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}), \quad r_2 = (\sqrt{\epsilon_2} - \sqrt{\epsilon_3}) / (\sqrt{\epsilon_2} + \sqrt{\epsilon_3}),$$

где $2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_2}L = 2k_0\sqrt{\epsilon_2}L$ - набег фазы.

В случае двух и более слоев решение методом многократных отражений оказывается слишком громоздким и нецелесообразным.

Метод результирующих встречных волн [2].

Вместо многократных переотражений можно принять, что в слое имеются две результирующие встречные волны: направленная по оси Z и против.

Напряженности электрических полей плоских волн, распространяющихся по и против оси Z в произвольной среде с диэл. проницаемостью ϵ , соответственно имеют вид

$$E_{1x} = E \cdot e^{i(\omega t - \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon}z)}; \quad E_{2x} = E \cdot e^{i(\omega t + \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon}z)}$$

Из ур-ий Максвелла для напряженностей магнитных полей этих волн имеем

$$H_{1y} = E \cdot \sqrt{\epsilon_0\epsilon/\mu_0} \cdot e^{i(\omega t - \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon}z)}; \quad H_{2y} = E \cdot \sqrt{\epsilon_0\epsilon/\mu_0} \cdot e^{i(\omega t + \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon}z)}$$

В соответствии с полученными формулами для E_{1x} , E_{2x} , H_{1y} , H_{2y} , учитывая диэл. проницаемости сред, в которых распространяется волна, и применяя граничные условия (равенство тангенциальных составляющих) для плоскостей $Z=0$ и $Z=L$, окончательно получаем систему 4-х ур-ий с 4-я переменными:

$$\begin{cases} 1 + \rho = A + B \\ \sqrt{\epsilon_1}(1 - \rho) = \sqrt{\epsilon_2}(A - B) \\ Ae^{-i\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_2}L} + Be^{i\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_2}L} = \tau \\ Ae^{-i\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_2}L} - Be^{i\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_2}L} = \sqrt{\frac{\epsilon_3}{\epsilon_2}}\tau \end{cases} \quad \begin{cases} \text{Здесь } A = \frac{E^+}{E_{10a}}; \quad B = \frac{E^-}{E_{10a}} \\ \rho = \frac{E_{10\delta}}{A_{10a}}; \quad \tau = \frac{E_{10\delta}}{A_{10a}} \end{cases}$$

Решение этой системы дает формулу для коэффициента отражения ρ , которая совпадает, как полученным методом многократных отражений. Оба описанных выше подхода существенно опираются на принцип суперпозиции (для встречных волн) А, как известно, в случае нелинейности диэлектрика, когда его проницаемость является функцией интенсивности эл мсти поля, принцип суперпозиции не может выполняться [3].

Метод единого выражения [4].

Этот метод принципиально отличается от остальных представлением решения волнового уравнения в слое диэлектрика в виде единого выражения: $E_x(z,t) = U(z) \cdot \exp[i(\omega t - S(z))]$, где $U(z)$ и $S(z)$ описывают поведения амплитуды и фазы колебаний вдоль оси Z. Решая граничную задачу электродинамики для слоя диэлектрика, получаем коэффициент отражения.

$$\rho = \frac{\sqrt{\epsilon_1}U_0^2 + P(z=0) - iU_0Y_0}{\sqrt{\epsilon_1}U_0^2 - P(z=0) + iU_0Y_0}$$

$$\text{где } U_0 = U(z=0), \quad P(z=0) = U^2(z) \frac{dS(z)}{dk_0z} \Big|_{z=0}, \quad Y_0 = \frac{dU(z)}{dk_0z} \Big|_{z=0}$$

Метод позволяет проводить вычисление, как в случае линейной, так и нелинейной среды.

Литература

1. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М: Наука, 1973.
2. Heavens O. S. Optical properties of thin solid films. Dover publications. New York, 1991.
3. Крауфорд Ф. Волны. Беркеевский курс физики. Т.3. М: Наука, 1984.
4. Baghidasaryan H. V. and Knyazyan T. M. Problem of plane EM wave self action in multilayer structure: an exact solution Optical and Quantum Electronics. Special issue on Optical waveguide theory and numerical modelling. 1999. Vol. 31, No. 9/10, 1999, pp. 1059-1072.

ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР НА ДИОДАХ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ

С. Берберян

При демодуляции фазомодулированных СВЧ колебаний и фазовых измерениях используется фазовый детектор. Фазовое детектирование возможно как на промежуточной частоте, так и непосредственно на СВЧ. Второй способ, при условии хорошего согласования и высокой чувствительности фазового детектора, обеспечивает большую точность измерения фазы.

В работе предложен фазовый детектор волноводной конструкции, обеспечивающий хорошее согласование с СВЧ трактом и высокую чувствительность.

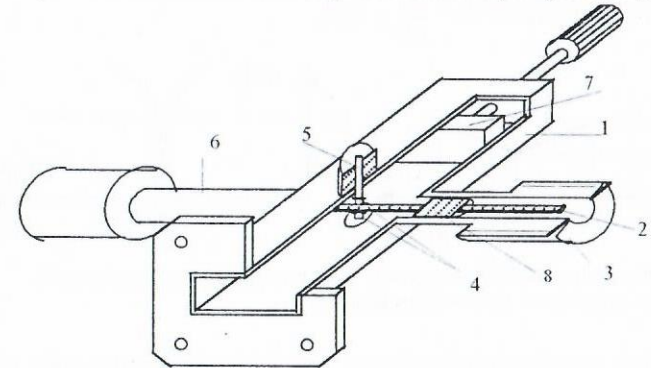


Рис.1. Конструкция фазового детектора

На рис.1 приведена конструкция фазового детектора. Фазовый детектор представляет собой волновод 1, на вход которого со стороны фланца подается принимаемый сигнал. Со стороны боковых стенок волновода закреплены два коаксиальных разьема. Через разъем 6 в волновод подается опорный сигнал, а через разъем 3 выводится низкочастотный модулирующий сигнал. Штырь 2, проходящий горизонтально через волновод, является центральным проводником обоих коаксиальных разъемов. Для исключения просачивания СВЧ мощности на выход

разъема 3 на штыре 2 сделано утолщение 8, которое играет роль блокирующей емкости. На штыре 2 перпендикулярно оси сделаны два отверстия, в которые входят контакты двух смесительных диодов с барьером Шоттки. Вторые концы диодов вставлены в диододержатели 5. Благодаря смещению положения диодов от центра волновода [1,4,5] достигается согласование динамического сопротивления диодов с волновым сопротивлением волновода. На противоположном входу конце волновода подключен короткозамыкающий поршень 7, с помощью которого детектор настраивается на частоту сигнала.

На рис.2 дана эквивалентная схема фазового детектора.

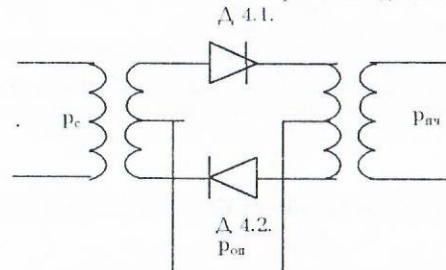


Рис.2. Эквивалентная схема фазового детектора.

Проведены измерения характеристик фазового детектора (рис.3), изготовленного на волноводе сечением 23x10. Использовались диоды с барьером Шоттки марки ЗА111Б. В результате: КСВ во всем рабочем диапазоне - $K \leq 1,08$, полоса на уровне $K = 1,1$ при фиксированной настройке поршня - $\Delta f = 4\%$ от рабочей частоты, ампер-ваттовая чувствительность - $\frac{\Delta I}{\Delta P} \geq 1000$.

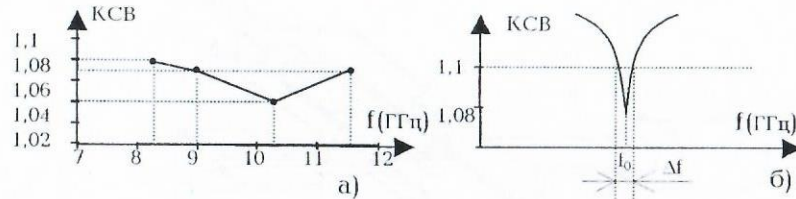


Рис.3. Зависимость КСВ от частоты: а) при перестройке поршня; б) при фиксированном положении поршня

Полученные результаты показывают, что предлагаемый фазовый детектор, имея простую конструкцию, обеспечивает хорошее согласование с трактом, большую чувствительность, что позволит применять его при высокоточных фазовых и амплитудных СВЧ измерениях.

В антенной технике в настоящее время широко применяется метод определения параметров антенны по измерению распределения поля в зоне раскрытия [2, 3]. Поле в зоне раскрытия измеряется амплифазометрическим методом [2]. На основе предложенного фазового детектора был сконструирован макет СВЧ амплифазометра, который показал более высокую чувствительность и лучшее согласование с трактом, что привело к более точным измерениям амплифазных компонент поля. Кроме того, макет компактнее предыдущих конструкций. Схема и конструкция фазового детектора позволяют использовать его в качестве балансного смесителя,

если заменить блокирующую емкость 8 на СВЧ фильтр ПЧ [4]. Со стороны фланца на волновод подается принимаемый сигнал, на вход 6 - сигнал гетеродина, а с выхода 3 через ПЧ фильтр снимается сигнал промежуточной частоты. Был изготовлен балансный смеситель такой конструкции, который имел аналогичные детектору характеристики согласования и обеспечил, при промежуточной частоте ПЧ, потери преобразования - $A \leq 2,2$ дБ.

Литература

1. Справочник по элементам волноводной техники. /Под ред. А.А. Фельдштейна, А.Р. Явича.- М., 1973.
2. Геруни П.М. Радиоголография и современные методы антенных измерений. Радио и акустическая голография.- Л.: Наука, 1976.
3. Геруни П.М. и др. Государственный специальный эталон единиц измерений поля в раскрывах антенных систем (ГЭПР-3). ГОСТ 8.415-81.
4. Берберян С.С. и др. Авторское свидетельство SU 1552384 А1.
5. Берберян С.С. и др. Авторское свидетельство SU 1427437 А1.

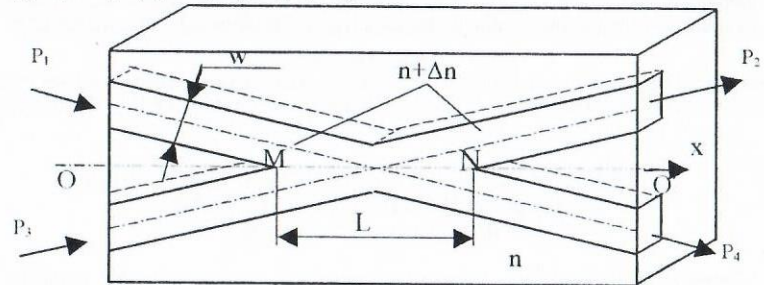
ՈՉ ԳԾԱՅԻՆ X - ՓՈՒՆՉԱՏԱՆ ԿԻՐԱՌՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

Ա. Դոլսեփյան

Ինտեգրալօպտիկական (ԻՕ) X-փոխառումները (նկ. 1) արդեն իսկ գտել են որոշակի կիրառություն օպտիկական կապի համակարգերի մի շարք սարքերում [1]:

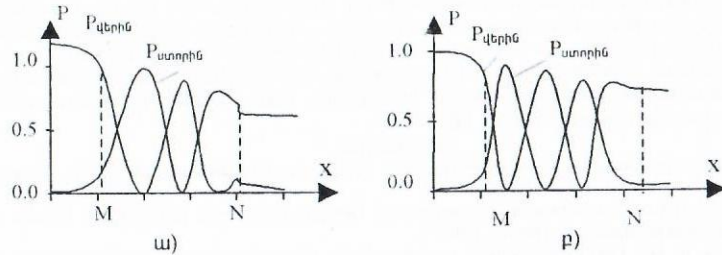
Վերլուծության ճշգրիտ եղանակները [2] թույլ են տալիս X-փոխառումների հիման վրա կառուցել նոր սարքեր: Մասնավորապես, որոշակի հետաքրքրություն են ներկայացնում ոչ գծային հատկություններով օժտված X-փոխառումները:

Հզորության բաշխումը X-փոխառման երկարությամբ, հետևաբար նաև ելքերում, կախված է նրա մի շարք բնութագրերից, այդ թվում հիմքի և ալիքատարների բեկման ցուցիչների Δn տարբերությունից: Նկ. 2-ում բերված է հզորության բաշխումը փոխառման երկարությամբ Δn -ի երկու արժեքների դեպքում:



Նկ.1. ԻՕ X-փոխառումը

X-փոխառումը ՕՕ առանցքով պայմանակաճորեն բաժանված է «վերին» և «ստորին» ալիքատարների: Մուտքում գրգռված է միայն «վերին» ալիքատարը $P_1=1, P_3=0$: $\Delta n=1.555$ արժեքի դեպքում ամբողջ հզորությունը անցնում է «ստորին» ալիքատար՝ $P_2=0$ (նկ2.ա): $\Delta n=1.565$ արժեքի դեպքում հզորությունը մնում է նույն «վերին» ալիքատարում $P_1=0$ (նկ2.բ): Բեկման ցուցիչի այսպիսի փոփոխություն ոչ գծային հատկություններով օժտված որոշ նյութերում (օրինակ $LiNbO_3, GaAs, GaP$ և այլն) կարելի է առաջացնել լույսի օգնությամբ: Ընդ որում, ալիքատարների 10×2 մկմ չափերի դեպքում պահանջվում է ճառագայթի $0.3 - 1$ իջ 2 մկտ հզորություն կախված նյութի հատկություններից:



Նկ 2. Հզորությունների բաշխումը X-փոխհատման երկարությամբ.
ա) $\Delta n = 1.555$, բ) $\Delta n = 1.565$:

Այսպիսով, X փոխհատման այս կամ այն ելքում ճառագայթի «հայտնվելը» կախված է նրա օպտիկական հզորությունից: Այս հատկությամբ օժտված X փոխհատման հիման վրա կարելի է կառուցել մի շարք սարքեր.

1. X փոխհատման մի ելքին տրվում է փոքր հզորության օգտակար ազդանշան, մյուսին տրվող ավելի հզոր ղեկավարող ազդանշանով օգտակար ազդանշանը փոխանջատվում է մի ելքից մյուսը: Օգտակար և ղեկավարող ազդանշանները ունեն տարբեր հաճախություններ և ելքում առանձնանում են գոյնների միջոցով:
2. Որոշ օպտիկական ցանցերում կարող են առաջանալ հզոր ազդանշաններ (բաժանորդներից մեկը պատահաբար ցանցին է միացնում հզոր ազդանշանի աղբյուր), որը կխափանի ընդունիչը: Մինչև ընդունիչը տեղադրված ոչ գծային X փոխհատումը ավտոմատորեն կփոխանջատի այդ վնասակար ազդանշանը, կմիացնի մի ելքից մյուսին և կուղարկի ցանցից դուրս:
3. X-փոխհատման երկու մուտքերին կամ ելքերին կարելի է միացնել ուրիշ երկու X-փոխհատումներ: Այս սկզբունքով կառուցելով տարբեր սխեմաներ, հնարավոր է ստանալ օպտիկական նմանակա-թվային և թվա-նմանակային ձևափոխիչներ:

Գրականություն

1. Геворгян С.И., Овсеян А.Б., Казарян Р.А. //Зарубежная радиоэлектроника, 1989, N3, с. 63-70.
2. S.Sh. Gevorgyan, A.B. Hovsepyan - Optical and Quantum Electronics, 1991, V. 23, pp. 649-656.

ПРОБЛЕМЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

В. Маркосян, С. Кочарян

Переход к цифровому стандарту вещания во всем мире требует новых подходов к измерению качества цифрового телевизионного сигнала. Совершенно очевидно, что испытательные таблицы для аналогового телевидения не подходят для цифрового. Причина в разнице технологий и формировании аналоговых и цифровых сигналов. Поэтому требуются новые подходы для оценки качества передаваемого цифрового телевизионного сигнала. Но надо учесть и тот факт, что в данный момент используется комбинированное аналого - цифровое вещание, а искажения имеют также и аналоговую причину (например, плохое качество исходного материала, искажения при аналого - цифровых и цифро - аналоговых преобразованиях). Так что, новые испытательные таблицы должны позволить оценивать не только качество кодирования или кавала, но и иметь элементы старых таблиц. Эта проблема особенно актуальна в Армении.

Например, спутниковая телевизионная станция Армении передает телевизионный сигнал в стандарте DVB-S MPEG 2, имея некоторые утвержденные спутниковым оператором параметры, после этого сигнал проходит обработку и затем включается в общий пакет. Во время обработки снижается качество телевизионного сигнала. У нас нет возможности оценить, насколько ухудшается качество нашего сигнала, какие у него параметры, можем ли мы послать некоторую добавочную информацию. Для оценки частотной характеристики тракта в телевизионный сигнал был включен испытательный сигнал, состоящий из расположенных на пьедестале опорного сигнала С1 и шести пакетов синусоидальных колебаний С2 с частотами 0.5; 1.0; 2; 4; 4.8; 5.8 МГц (рис 1).

Но, как выяснилось, во-первых, синхронизатор,

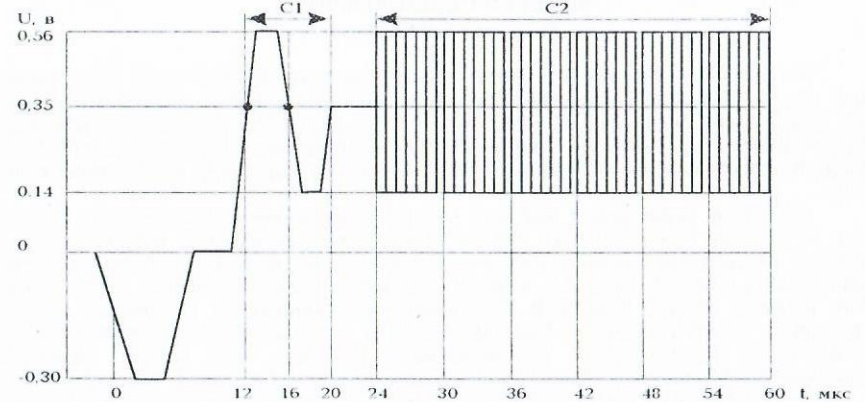


Рис. 1

установленный для SEKAM-PAL преобразования, срезал испытательную строку и вводил свою, а во - вторых, после преобразования сигнала в Италии со спутника HotBird 13 сигнал принимался уже без испытательной строки. У нас есть возможность только при помощи грубых расчетов выявить приблизительную символьную скорость на канал. Если общая символьная скорость потока 27500 кбит/с, каналов 8-9, то на канал в среднем приходится 3 - 4 Мбит/с. Совершенно очевидно, что для профессиональной оценки качества телевизионного сигнала этого недостаточно.

Ясно, что новые таблицы должны учитывать особенности цифрового сжатия. У цифрового телевизионного сигнала могут быть следующие основные искажения, вызванные цифровым сжатием сигнала:

блокинг - эффект: из-за разбиения изображения на блоки 8*8 пикселей;
мозаичный-эффект: из-за резких различий яркостей между соседними блоками;

размытие изображения: из-за слишком большого сжатия сигнала в этом случае полностью исключаются высокочастотные составляющие сигнала и мелкие детали становятся или размытыми, либо полностью исчезают, например, это видно, при показах морских волн;

эффект "привидения": возникает из-за движения объектов кадра и алгоритма сжатия, вследствие которого за движущимися объектами может образоваться след "привидения";

при очень быстрых движениях и когда символьная скорость достаточно мала (меньше 5 Мбит/с), особенно на светлом фоне отчетливо видны "кубики".

Кроме вышеперечисленных искажений, есть и другие, более или менее часто встречающиеся. В настоящий момент уже есть некоторые таблицы для цифрового сигнала, но у каждой из них есть некоторые ограничения или специфика. Например, разработанные фирмой Spell & Wilcox таблицы позволяют оценивать качество общего тракта передачи сигнала, но не включают оценки аналого-цифрового преобразования и возможности оценки искажений аналогового типа.

Так что, вопрос разработки таблиц для цифрового телевидения остается открытым.

ՏՎՅԱԼՆԵՐԻ ՓՈՒՍԿԱՆՍՄԱՆ ԵՎ ՅԵՌԱՒՈՍՈՒՄՅՈՒՆ ՑԱՆՅԵՐԻ ԻՆՏԵՐՆԵՏԻՆԻՍԸ Գ.Եղոյան, Կ.Ավետիսյան

90-ականների կեսերին, երբ Internet ցանցի զարգացումը հեղեղային բնույթ ստացավ շնորհիվ IP արձանագրության հիման վրա ստեղծված ցանցերի, ավելի բարձր հնչեցին կոչերը դեպի ձայնի փոխանցումը IP-ով (VoIP): Տվյալների փոխանցման ցանցերի միջոցով ձայնի հաղորդման երևույթը մանրամասն հետազոտելու նպատակով, ուսումնասիրվել են Ինտերնետ Կրճանագրությանը (IP) աշխատող տվյալների փոխանցման ցանցերը:

Տվյալների փոխանցման ցանցերի բնույթը. Փաթեթների կոմուտացիայով աշխատող IP ցանցերը իրականացնում են ստատիկ մուլտիպլեքսավորում, այսինքն տեղի է ունենում փոխանցման համակարգերում գոյություն ունեցող կապուղիների թողունակության դինամիկ բաշխում: Եվ քանի որ թողունակությունը հաստատագրված չէ որևէ կոնկրետ տրակտի համար, հասանելի թողունակությունը ժամանակի ցանկացած պահին բաշխվում է ցանցի կարիքներին համապատասխան: Այժմ համեմատենք այս տարիքից հեռախոսային (կապուղիների կոմուտացիայով) ցանցերի հետ, որտեղ կապուղին զբաղեցվում է հեռախոսային կանչի առկայության ամբողջ ընթացքում: Չնայած նշվածը ապահովում է ձայնային ազդանշանի հավաստի և անհապաղ փոխանցում, մյուս կողմից հանգեցնում է թողունակության ոչ արդյունավետ օգտագործման:

Ի տարբերություն տվյալների՝ ձայնը շատ զգայուն է հապաղումների նկատմամբ: Խոսակցության որակը ապահովվում է ձայնի ճշգրիտ վերարտադրմամբ նույն տոներով, հանգեցնում մոդուլացվանը, դադարներով և ձայնային երանգավորմամբ որոնք օգտագործում է խոսողը: Փաթեթների միջև երկարատև և փոփոխվող հապաղումները հանգեցնում են անբնական հնչողության և խանգարում են խոսակցությանը: Կորսված փաթեթները առաջացնում են խոսակցության ընդհատումների և նրա որակի վատացում:

Դապաղման և զերբեռնման խնդրի լուծման եղանակներից մեկը կայանում է կրիտիկական դեպքերում ցանցի թողունակության մեծացումն է: Սակայն մուտքի ցանցի (access network) մակարդակով այդ թանկ և անարդյունավետ է, այն չեզոքացնում է փաթեթային ցանցերի «թողունակության համատեղ օգտագործման» առավելությունը: Լավագույն լուծումը հանդիսանում է զերբեռնման և հապաղման համար ղեկավարման մեխանիզմների ստեղծումն է ինչպես օգտագործողի մոտ, այնպես էլ մուտքի հանգույցներում և մայրուղային ցանցերում, որոնք չեն պահանջում թողունակության ավելացում: Այդպիսի մեխանիզմ կարող է հանդիսանալ տարբեր տիպի տրաֆիկների համար առաջնահերթության մակարդակների նշանակումը:

Խոսակցության փոխանցում IP-ով (VoIP). IP փաթեթները կարող են օգտագործել տարբեր ճանապարհներ վերջնակետերի միջև, և բոլոր ճանապարհները միաժամանակ օգտագործվում են կապի տարբեր սեանսների կողմից: Դա ապահովում է ցանցային ռեսուրսների արդյունավետ բաշխում, քանի որ փաթեթները ուղարկվում են նվազագույն բեռնված ճանապարհներով: Փաթեթի վերնագրում եղած տեղեկատվությունը ապահովում է բոլոր փաթեթների հասցեատերերին հասնելու հանգամանքը և օգնում է վերականգնել հաղորդագրությունը ընդունող կողմում: Ծառայության որակ (Quality of Service - QoS) երաշխավորելու համար բոլոր փաթեթները պետք է օգտվեն նույն ճանապարհից: IP վեր-

նագրերը մեծ են և կազմում են 20 բայթ, այդ պատճառով էլ ավելացնում են IP տրաֆիկի բեռնվածությունը: IP ցանցերը օգտագործում են թողունակության խնայողության մի շարք եղանակներ, այդ թվում՝ ֆրագմենտավորում, փուլային տատանումների բուֆերացում, առաջնահերթության համակարգ, ձայնի սեղմում, դադարների ճնշում և արձագանքի կոմպենսացում:

Առաջնահերթության համակարգը անմիջականորեն կապված է QoS-ի հետ: IP-ի QoS ապահովող հիմնական արձանագրությունը (RSVP) թույլ էր տալիս հաղորդողին պահանջել տեղեկատվություն փաթեթների մշակման որոշակի բնութագրերի խումբ: Սակայն այն լայն կիրառում չգտավ: Այսօր Intserv IETF աշխատանքային խումբը մշակում է ավելի պարզ և ավելի հեռանկարային լուծում: Փորձ է կատարվում օգտագործել IP արձանագրության Ծառայության Տեսակ (ToS) օկտետի դաշտը օգտագործել՝ բնութագրելու տրաֆիկը բաժանորդի և Internet ծառայության մատակարարի (ISP) կամ ISP-ների միջև:

Ֆրագմենտավորում. Տվյալների փաթեթները բաժանվում են մանր ֆրագմենտների, շնորհիվ ավելի առաջնահերթ ձայնային փաթեթներին «ճանապարհի իրավունք»՝ առանց երկար տվյալների փաթեթների հաղորդման վերջին սպասելու: Տվյալների հոսքում մնացած փաթեթները վայրկենսապես կանգնեցվում են այնքան ժամանակ, քանի դեռ չի վերջացել հեռախոսակալը:

Ֆրագմենտավորման բացասական կողմը տվյալների կադրերի քանակի մեծացումն է որը հանգեցնում է փաթեթների վերնագրերի քանակի ավելացմանը: Դա մեծացնում է ծառայողական տեղեկատվությունը և նվազեցնում թողունակության օգտագործման արդյունավետությունը:

Կան սարքեր, որտեղ այս խնդիրը լուծված է հետևյալ կերպ. տվյալների կադրերը մանրացվում են միայն այն դեպքում, երբ սարքը տվյալների հաղորդման ժամանակ ստանում է ձայնային փաթեթներ: Այլ խոսքով ասած, երկար կադրերի մեծ մասը ուղարկվում է առանց մանրացվելու:

Բայց քանի որ IP արձանագրությունը զարգանում է, վերնագրերի սեղմումը և բարելավված մարշրուտիզատորները կվերացնեն այս թերությունը:

Ձայնի սեղմումը շատ կարևոր հանգամանք է խոսքի հաղորդման համար IP ցանցերով, քանի որ տրաֆիկը հիմնականում հաղորդվում է ցածր արագության կապուղիներով: Այդ առթիվ ITU միությունը մշակել է ձայնի սեղմման մի շարք ստանդարտներ: Այդ թվում ITU G.711, ITU G.722, ITU G.723, ITU G.728, ITU G.729: Քանի որ ITU G.711 ստանդարտը անալոգային խոսքի որակյալ հաղորդման համար պահանջում է 64 կբիթ/վ արագություն, այն չի ապահովում ձայնի սեղմում և բնականաբար ապահովվում է ցանկացած VoIP սարքավորմամբ: Իսկ որոշ ITU ստանդարտներ, օրինակ՝ ITU G.723.1, ապահովում են ձայնի սեղմում մինչև 4.8 կբիթ/վ:

QoS - ի գնահատում. Գոյություն ունեն նաև QoS - ի գնահատման եղանակներ, որոնցից ամենատարածվածը Միջին Կարծիքի Գնահատականն է (MOS): Այս գնահատման եղանակը հիմնված է մարդկանց լսողության և տված գնահատականների վրա: Գնահատականը դրվում է 5 բալանոց համակարգով և վերցվում է մի շարք գնահատականի միջին արժեքը:

Անկասկած, մոտակա տարիների ընթացքում տվյալների փոխանցման ցանցերով ձայնի հաղորդման (Voice over Frame Relay, Voice over IP, Voice over ATM) տրաֆիկը կտրուկ կաճի և կգերազանցի հեռախոսային ցանցերի տրաֆիկը, որի մասին խոսում է այն փաստը, որ հեռահաղորդակցության միջոցներ արտադրող այնպիսի առաջատար կազմակերպություններ, ինչպիսիք են Cisco Systems-ը, RAD Data Communications-ը և Lucent Technologies-ը, ջանք չեն խնայում բացված լայնածավալ շուկան գրավելու գործում:

Գրականություն

1. Dilip C. Naik "INTERNET Standards and Protocols", Microsoft Press 1998
2. Алексей Шереметьев и др. "Передача голоса: подходы, проблемы, решения", "PC WEEK/RE" N 30 31, 11 августа 1998
3. Гиль Бирай "Передача голоса в сетях Frame Relay, IP и ATM", White Papers of RAD Data Communications Ltd. 2000
4. M.M.Самарцев. Передача речи по IP, //Сети и системы связи, N 1, февраль 2000