

ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ СЕТЕЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

В.Арустамян, А.Саркисян

Существует множество методов оценки оптимальности сетей передачи данных [1,2]. Все они основаны на тех или иных приближенных моделях и предполагают наличие иерархии в сети, централизованное управление сетью. В качестве критериев используются различные комбинации вероятностно-временных, стоимостных и других показателей сети[3]. Современные тенденции развития сетей передачи данных характеризуются резким улучшением как аппаратуры обработки, так и каналов, что позволяет обеспечить децентрализованное управление сетью. "Центр", "терминал" и т.д. выполняют одни и т.е. же функции. Ярким примером этого является сеть "Internet"[4]. Этому в значительной степени способствовали как бурное развитие компьютерной техники(повышение быстродействия, увеличение объема памяти, совершенствование операционных систем и т.д.), так и широкое применение более совершенных средств линий передачи(кабелей, оптических кабелей, ИСЗ и т.д.). В связи с этим изменяются и критерии оценки сетей, т.к. понятие сети приобретает виртуальный характер и на базе одной физической сети можно реализовать множество динамично изменяющихся виртуальных структур. Поэтому традиционные критерии оценки пригодны только отчасти, т.к. может возникнуть множество ситуаций с широким спектром от "очень хорошей" до "очень плохой" виртуальной сети. Ввиду чрезвычайной сложности отыскания "наилучшей" сети, которое не решено до конца даже для небольшой сети, в данном докладе сделана попытка упростить критерии, чтобы можно было использовать их многократно, т.е. методом последовательного исключения "худшего" варианта приблизиться к "лучшему". Такой подход имеет два серьезных недостатка: поиск может оказаться долгим; алгоритм поиска может не сходиться (зацикливание). Но он гарантирует выбор "не худшего".

Предположим, физическая сеть состоит из:

1. Одинаковых центров обработки и одинаковых каналов;
2. Одинаковых центров обработки и неодинаковых каналов;
3. Неодинаковых центров обработки и одинаковых каналов;
4. Неодинаковых центров обработки и неодинаковых каналов;

Под одинаковыми подразумеваются идентичности технико-экономических параметров.

Распределение информации в сети зависит не только от числа задействованных входов (запросов), которые носят случайный характер, но и, ввиду наличия памяти у центров, от прошедших и от будущих запросов, т.е. состояния сети (виртуальная структура также будет иметь вероятностный характер). Вышеприведенные четыре случая физических сетей по-разному будут реализовывать виртуальную структуру- либо с избытком аппаратных ресурсов (плохо), но с полной реализацией трафика (хорошо-сеть N1), либо аппаратные ресурсы будут использованы полностью (хорошо), но часть трафика не будет реализована (плохо-сеть N4). Таким образом, количественные величины этих двух показателей- неиспользованных ресурсов и необслуженных запросов, точнее их комбинация, могут быть использованы в качестве критерия оценки сети.

Литература

1. Девис Д. и др. "Вычислительные сети и сетевые протоколы", Мир,1982, 347 стр.
2. Васильев В.И. и др "Системы связи" М. "В-Ш",1987,280 стр.
3. "Проектирование и техническая эксплуатация сетей ПДС" под редакцией Захарова Г.П., М., Радио и связь, 1988, 360 стр.
4. Словский М. "Нас будет миллиард?" Мир Internet, 1999, N1.

ГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА ЗАТУХАНИЙ НА НЕОДНОРОДНОСТЯХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН

В.Арустамян, А.Саркисян

Известно, что малейшие изгибы и микронизгибы волокна, места стыковки волокон вносят в реально созданную оптическую сеть дополнительные потери в виде затухания сигнала. Существующие формулы для расчета этих потерь очень громоздки и неудобны в реальных инженерных и научно-технических расчетах, так как они требуют большого количества времени, а также справочных данных (например, функции Бесселя). Исходя из этого, представленные в докладе графические методы расчета вышеперечисленных потерь, полученные на основе этих формул для широко распространенных современных типичных одномодовых волокон являются наиболее наглядными и привлекательными.

Потери α_n , дБ, при резком переходе от прямого световода к изогнутому по дуге радиуса R (рис.1) можно рассчитать по формуле [1]

$$\alpha_n = 0,271 \frac{V^4 n_2^2}{(R/a)^2 (n_1 - n_2)^2} \left(0,65 + \frac{1,62}{\sqrt{V^3}} + \frac{2,88}{V^6} \right)^6 \quad (1)$$

где a- диаметр сердечника световода, n_1 и n_2 - показатели преломления сердечника и оболочки соответственно, V- нормированная частота.

Для расчета потерь α_x , дБ, вызванных поперечным смещением световодов на величину x (рис.2), можно использовать формулу [1]

$$\alpha_x = 2,17 \left[\frac{x_2 J_0(x_1)}{J_1(x_1)} \right]^2 \left(\frac{x}{a} \right)^2 \quad (2)$$

где $x_2 = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_e^2 - n_2^2}$ - безразмерное число, $n_e = \frac{c}{V_f}$ - эффективный

показатель замедления фазовой скорости моды.

При перекосе продольных осей на угол Θ (рис.3), потери

$$\alpha_\Theta = 3,31 \times 10^{-4} \left(\frac{W_0 V}{a} \right)^2 \frac{n_2}{n_1 - n_2} \Theta^2, \text{ дБ} \quad (3)$$

где $W_0 = 0,816a \sqrt{\frac{J_0(x_1)}{x_1 J_1(x_1)} + \frac{1}{2} + \left(\frac{1}{x_2^2} - \frac{1}{x_1^2}\right)}$ - радиус моды HE_{11} световода, $x_1 = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_e^2}$ - безразмерная величина, $J_0(x_1)$ и $J_1(x_1)$ - функции Бесселя первого и второго порядков соответственно [1].

Расчеты произведены по формулам (1), (2), (3) для типичного одномодового оптического волокна, имеющего следующие параметры: диаметр сердечника волокна 8,3 мкм, диаметр оболочки 125 мкм, показатель преломления сердечника 1,46.

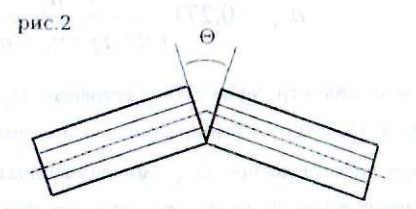
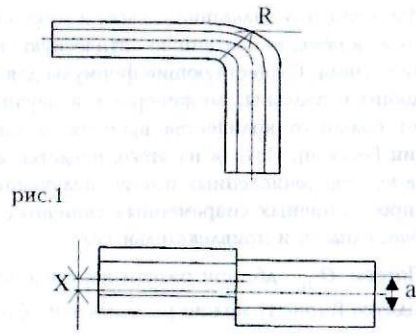
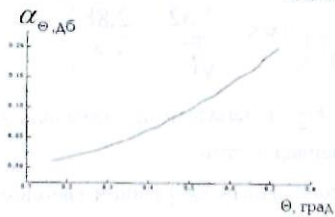
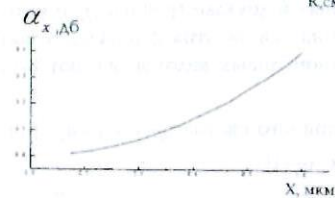
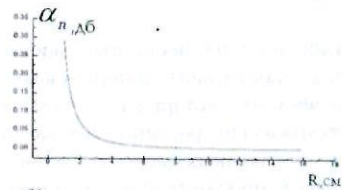


рис.1
рис.2
ЛИТЕРАТУРА

1. И.И.Гроднев "Волоконно-оптические линии связи", 1990, стр.223

**МАЛОГАБАРИТНАЯ ВОЛНОВОДНАЯ НАГРУЗКА
ДЛЯ ТРАКТОВ С ПОНИЖЕННЫМ СЕЧЕНИЕМ**

Г. Казарян, А. Барсегян

Известны малогабаритные согласованные нагрузки [1] на стандартном сечении волновода (23×10мм) с малым коэффициентом стоячей волны в широком диапазоне частот.

Однако, опыт показывает, что получение малых отражений в широком диапазоне частот в согласованных нагрузках в трактах с пониженным по высоте сечением (23×2мм) связано с заметным увеличением размера поглощающего клина по длине, что в свою очередь, приводит к увеличению размера арматуры, в то время как на высоком сечении длина поглощающего клина получается гораздо короче.

Цель работы - миниатюризация волноводной нагрузки на сечении (23×2мм) при сохранении согласования в широкой полосе частот и упрощение технологии изготовления.

Указанная цель достигается помещением в волноводный переход поглощающего клина, с конфигурацией обеспечивающей наличие зазора с верхней стенкой волновода. Зазор имеет высоту равную 2 мм в начале перехода и нулю в конце.

На рис.1 показана малогабаритная волноводная нагрузка, содержащая поглощающий клин (1), помещенный в плавный переход в виде закороченного рупора (2) с высоты h = 2 мм на H = 10 мм; на длине ≈ λ_г / 2. Ширина поглощающего клина l зависит от поглощающего материала.

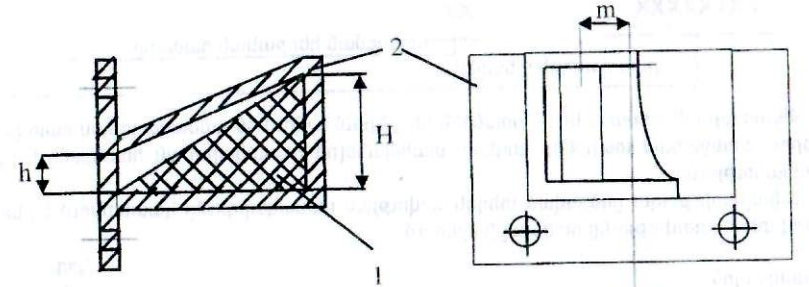


рис.1. Малогабаритная волноводная нагрузка

Амплитуда электромагнитной волны, проходящей через поглощающий материал, уменьшается по закону $e^{-\alpha x}$, где $\alpha > 0$ - коэффициент поглощения, x - координата пути пройденного электромагнитной волной [2]. Поэтому с целью увеличения α нагрузка выполнена в виде плавного перехода с (23×2мм) на (23×10мм) при оптимальной длине λ_г / 2.

Параллельное смещение клина от оси по широкой стенке волновода на оптимальное расстояние m расширяет частотный диапазон работы нагрузки.

ЛИТЕРАТУРА

1. С.М. Клич. "Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников", Москва, "Советское радио", 1973, стр. 279 - 283.
2. И.В. Лебедев. "Техника и приборы СВЧ", Москва, "Выс. шк.", 1970, стр. 145 - 149.

ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ՓԱՍՏԱԹԹԵՐԻ ԶԵՎԵՐԻ ԱՎՏՈՄԱՏՅԱԾ ԶԵՎԱՎՈՐՈՒՄԸ
Հ. Դեմիրճյան

Շուկայական հարաբերությունների պայմաններում արտադրության տեխնոլոգիական նախապատրաստման (ԱՏՆ) խնդիրների ավտոմատացումը ստանում է առավել հրա-

տալ բնույթ: ԱՄՆ կարևոր խնդիրներից մեկը տեխնոլոգիական գործընթացների նախագծումն է, որը բաժանվում է երկու բախկացուցիչ մասերի.

Տեխնոլոգիական փաստաթղթերի (ՏՓ) ձևավորում և ստացում:

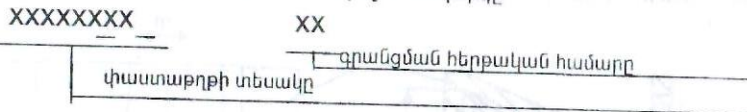
ՏՓ լրացում (տեխնոլոգիական գործընթացների նախագծում):

Առաջին խնդիրը ԱՄՆ ավտոմատացված համակարգի ենթահամակարգերից մեկը: Այն նախատեսում է ՏՓ տարբեր ձևերի նախագծման հնարավորություն:

Տեղեկատվական տվյալների բազան ապահովում է փաստաթղթերի ձևերի միջինակցված կառուցում, տեղեկատվության տարրերի (SS), բլոկների (SP) և մոդուլների (SU) հիման վրա: Փաստաթղթերի ձևերի ավտոմատացված ձևավորումը պայմանավորված է հետևյալ խնդիրների համակարգված լուծմամբ

ՏՓ դասակարգում, ՏՓ ձևերի նշագրում, տվյալների բազա ընդգրկված տեղեկատվության դասակարգում, SS, SP և SU կազմի և նշանակության որոշում: Նշված խնդիրների լուծումը նախադրյալներ է ստեղծում ՏՓ ձևերի ավտոմատ ձևավորման կանոնների մշակման համար:

ՏՓ նշագրման համար ընտրված է հետևյալ համակարգը

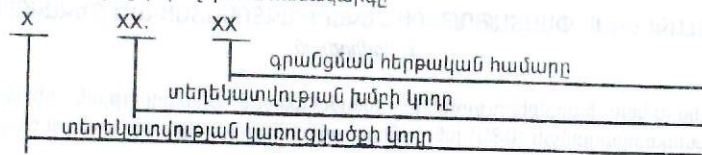


Փաստաթղթի տեսակի կոդի առանձին դիրքերում նշվում են դասակարգման հատկանիշներով առաջացած տարրերի կոդերը, պահպանելով դասակարգման հատկանիշների հերթականությունը:

Տվյալների բազա ընդգրկված տեղեկատվության դասակարգումը կատարվում է ընդգրկելով տեղեկատվությունը հետևյալ խմբերում

հասցեային	կոդ
պահոցային	01
ըստ արտադրանքում մանրամասերի և հավաքական միավորների կիրառելիության խմբավորման	02
ըստ մանրամասերի և հավաքական միավորների խմբավորման	03
ըստ տեխնոլոգիական երթուղու	04
ըստ տեխնոլոգիական հագեցվածության միջոցների	05
ըստ կոմպլեկտներում ՏՓ կիրառելիության ըստ արտադրանքի և դրա բաղադրիչ մասերի պատրաստման (նորոգման) տեխ. գործընթացների	06
ըստ նյութերի	07
ըստ աշխատատարության	08
ըստ սարքավորումների համալարման և կարգաբերման	09
ըստ կատարվող գործողությունների մկարագրման	10
ըստ տեխնոլոգիական ռեժիմների	11
լրացուցիչ	12
	13

Տվյալների բազա ընդգրկված SS, SP և SU կազմի և նշանակության որոշման համար ընդունվում է հետևյալ կոդավորման համակարգը



Տեղեկատվության կառուցվածքի կոդը նշանակվում է տառերով՝ S, P և U, որը նշանակվում է տարր, բլոկ և մոդուլ:

Տեղեկատվության կառուցվածքի կոդը երկնիշ թվային կոդ է, ըստ վերենշված տեղեկատվական խմբերի կոդավորման (01+99):

Գրանցման հերթական համարը երկնիշ թվային կոդ է (01+99), որը կիրառվում է տեղեկատվության տվյալ խմբի սահմաններում:

SS, SP և SU կազմը և նշանակությունը որոշվում է ՏՓՄ-ով սահմանված ՏՓ-ից:

ՏՓ ձևերի ավտոմատ ձևավորման կանոնները իրենցից ներկայացնում են համապատասխան ալգորիթմների խումբ, որոնք թույլ են տալիս ձևավորել և ստանալ ցանկացած ՏՓ:
ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. Бушминский И.П. и др. "Технология и автоматизация производства РЭА". М., Радио и связь. 1989. Под. ред. Достанко А.П. и Чайдарова Ш.М.

ՏԵԼԱՇԱՐԺԻ ԳԵՐԲԱՐՁՐ ԶԱՃԱԽԱՅԻՆ ՏՎԻՉԻ ԴԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Մ. Աղոյան, Ա. Թևանյան, Տ. Աղոյան

Տեխնիկայում ճշգրիտ սարքերի պատրաստման ժամանակ տեղաշարժը չափվում է 10^{-3} մմ-ով, որի արդյունքը գրանցել արագագործ արտադրական համակարգում անհնար է, հատկապես երբ պահանջվում է մեծ ճշտություն:

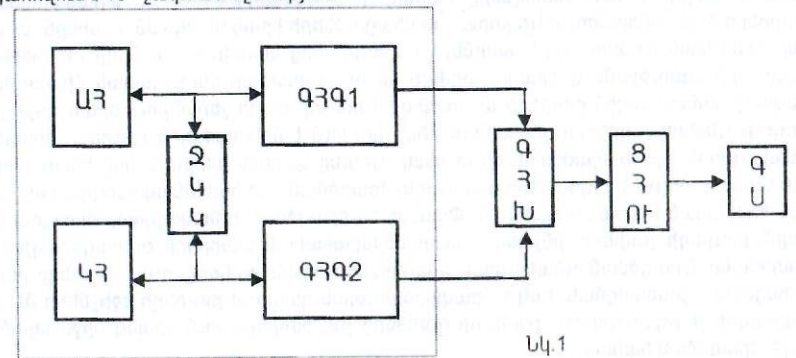
Հայտնի են մի շարք մեթոդներ տեղաշարժի չափման վերաբերյալ [1, 2], որոնց չափման ճշտությունը չի գերազանցում 1%:

Մեծ ճշտության տվիչի պատրաստման և նախագծման ժամանակ հնարավոր չէ խնդիրը լուծել գլոբալ տեսքով, այն լուծվում է մասնավոր դեպքի համար մի շարք սահմանափակումներով:

Չափման ճշտության կլասսիկ եղանակը դա բարձր հաճախային սարքերի կիրառումն է [3], որոնցում մի շարք գործոնների ազդեցությունը կոմպենսացվում է սխտմատեխնիկական եղանակով, հատկապես ջերմային ազդեցությունից առաջացած սխալանքը:

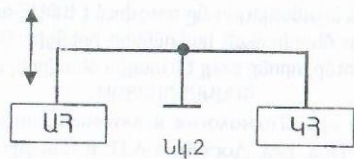
Ռեալ կոնստրուկցիաներում ջերմային ազդեցությունը առաջացնում է այնպիսի սխալ ոչը կիչ հավանական է:

Մեր կողմից մշակված տվիչի կոնստրուկցիան ինվարիանտ է ջերմային ազդեցության նկատմամբ, քանի որ համակարգն ամբողջովին միմիայնց հետ հապված են ջերմակոմպենսացիոն օղակներով: Նկ.1-ում տրված է ԳԲԳ տեղաշարժի տվիչի այն տարբերակը, որն ապահովում է 10^{-2} չափման ճշտություն:



Նկ.1

Որպես հիմնական ազդանշանի աղբյուր օգտագործված են կլիստրոններ (K-29, K-30), (ԳՅԳ-1, 2), որոնք աշխատանքային և կոնպենսացիոն (ԱՅ, ԿՅ) կոշտ լծակային կապով միացված են միմյանց: Այսպիսով ստացված համակարգը ԱԿ.2 ջերմային, ներքին և արտաքին ազդեցությունների ժամանակ, առաջացնում է հաշվեկշիռ գերբարձր հաճախային խառնիչի (ԳՅԽ) ելքում, որի ճշտությունը կախված է գեներատորի հաճախականությունից, ընդ որում հաճախության աճի հետ այն մեծանում է:



Տեղաշարժի տվիչը կիրառվում է միկրոկշեռքի ստեղծման, կոշտ կոնստրուկցիաներում դեֆորմացիայի և ճնշման չափման համար: Տեղաշարժի տվիչի մակետը փորձարկված է լաբորատոր պայմաններում և ստացվել է 0.03% չափման ճշտություն: ԳՐԱՎԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. Зверев А.И. и др. "Преобразователи угловых перемещений в цифровой код". Л., Энергия, 1974.
2. Конюхов Н.Е., Курицкий А.А. "Электромеханические функциональные преобразователи". М. Машиностроение, 1977.
3. Михалин Б.З. "Высокочастотные емкостные и индуктивные датчики". М., Госэнергоиздат, 1960.

ՄԱՏՈՒՑԱՅԻՆ ՄԵԾ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԻՆԵՄԱՅԻ ԲԱԶԱՅԻՆ ԲՅՈՒՐԵՂԻ ԾՐԱԳԾՄԱՆ ՈՒՆԱԿՈՒԹՅԱՆ ՈՐՈՇՈՒՄԸ

Դ. Յուսիկյան

Մատրիցային մեծ ինտեգրալ սխեմաների նախագծման հիմք է հանդիսանում, այսպես կոչված, բազային մատրիցայի բյուրեղը (ԲՄԲ): Պարզագույն դեպքում այն կարելի է ներկայացնել որպես այնպիսի հիմք, որի վրա մատրիցաձև դասավորված են տրամաբանական տարրեր պարունակող բջիջները: Բջիջների տողերի և սյուների միջև եղած ուղղանկյունաձև և հորիզոնական կանալները հետագայում օգտագործվում են տրամաբանական տարրերի միջև անհրաժեշտ էլեկտրական միացումների իրականացման, այսինքն՝ օրթոգոնալ ծրագծման համար: Այդ կանալների լայնությունից կախված է կանալի ուղիների քանակը, որի օգնությամբ էլ իրականացվում են հոսանքատար մետաղական միացումները: Բազային մոնտաժային բյուրեղի մոնտաժային դաշտի բոլոր շերտերում երկու օրթոգոնալ ուղղությունների ուղիների ընդհանուր թիվը կոչվում է մոնտաժային բյուրեղի ծրագծման ունակություն: Այդ պարամետրի ճիշտ ընտրությունը կարևոր խնդիր է, որը հնարավորություն է տալիս բոլոր միացումների ավտոմատ ծրագծման մեծ հավանականության ապահովման հիմնական նախապայմանն են: Փաստորեն ծրագծման ունակությամբ որոշվում է բազային բյուրեղի չափերը, ինչպես նաև տրամաբանական տարրերի օգտագործելիության աստիճանը: Ծրագծման ունակության ավելորդ մեծացումը հանգեցնում է բյուրեղի չափերի մեծացման և բանկացման: Իսկ անբավարարության դեպքում բյուրեղի բջիջների մի մասը հնարավոր չէ օգտագործել, քանի որ ուղիները չեն բավարարում նրանց միջև եղած կապերի ծրագծման համար:

Այսպիսով կարելի է եզրակացնել, որ ԲՄԲ-ի ծրագծման ունակության օպտիմալ արժեքը ուղիների այն նվազագույն թիվն է, որը հնարավորություն է տալիս ծրագծել բոլոր անհրաժեշտ էլեկտրական միացումները: Հասկանալի է, որ լրիվ ծրագծման հնարավոր է միայն այն դեպքում, երբ միացումների գումարային L երկարությունը փոքր է ուղիների L_m գումարային երկարությունից: Այդ մեծությունների հարաբերությունը $L/L_m = \eta$ կոչվում է ուղիների լցման գործակից ($0,4 \leq \eta \leq 0,7$):

Այսպիսով ծրագծման իրագործելիության պայմանը կարելի է ձևակերպել հետևյալ կերպ. անհրաժեշտ է, որ միացումների գումարային երկարությունը չգերազանցի ուղիների օգտագործելի մասի երկարությանը: Քանի որ միացումների գումարային երկարությունը պատահական մեծություն է, ապա լրիվ ծրագծման P_T հավանականությունը կարելի է ընդունել հավանականությունը այն բանի, որ միացումների գումարային երկարությունը չգերազանցի ուղիների օգտագործելի երկարությանը $P_T = P(L \leq L_m \eta)$:

Ստացվել են ԲՄԲ-ի ծրագծման T_0 ունակության միջին արժեքը և ստանդարտ շեղումը, որոնք որոշվում են համապատասխանաբար.

$$T_0 = \frac{m_0 (1-p)(N - N^p) N^{0.5p}}{\eta (1+p)(N^{0.5} - N^{0.5p})},$$

$$\sigma = \frac{1 \sigma_0 (1-p) N^{0.5p} \sqrt{N^2 + N^{2p}}}{\eta (1+p)(N^{0.5} - N^{0.5p})}.$$

որտեղ t -ն շղթաների ճյուղավորվածության գործակիցն է, m_0, σ_0 համապատասխանաբար մեկ բջիջ օգտագործված ելքերի միջին թիվն է և ստանդարտ շեղումն է, P -ն Ռենտի ցուցիչը:

Գրականություն

- Ա.Գ. Варданян, П.А. Барсегян, Д.О. Усикян "Метод оценки параметров распределения суммарной длины связей в монтажном поле матричной БИС". Дешонир, в АрмНИИТИ 1.05.1990., N 19 - Ар 90.

ՄԵԾ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԻՆԵՄԱՅԻ ՏԱՐԱԾԱԿԱՆ ԿԱՌՈՒՅԿԱԾՔԻ ՕՊՏԻՄԱԼՑՈՒՄԸ

Դ. Յուսիկյան

Ժամանակակից կիսահաղորդային տեխնոլոգիաները թույլ են տալիս ստանալ մեկից մինչև հիսուն միլիոն տարրեր մեծ ինտեգրալ սխեմայի (ՄԻՍ) բազային բյուրեղում: Ինտեգրացիայի աստիճանի մեծացումը հանգեցնում է մի շարք խնդիրների անլուծելիության, մասնավորապես միջտարրային կապերում ազդանշանի հապաղման մեծությունը տրանզիստորային հապաղման մեծության նկատմամբ: Այդ պատճառով տարրերը տրանզիստորները, դիոդները և այլն ամբողջությամբ չեն օգտագործվում:

Այսօր, երբ ստանում են 0.25մկմ չափերով տարրեր, կապերում ազդանշանների հապաղումները հասնում են ընդհանուր հապաղման մինչև 70%, որն էլ հենց մեծ դժվարություններ է ստեղծում ՄԻՍ-երի նախագծման ընթացքում: Եթե նախկինում ՄԻՍ-երի ինտեգրացիայի աստիճանը փոքր էր, և նրա ֆիզիկատոպոլոգիական իրագործումը այնքան էլ էական ազդեցություն չունեցրեց ՄԻՍ-երի համակարգային բնութագրերի վրա, քանի որ հապաղումը պայմանավորված էր տրանզիստորների քանակով, որի մասին ավելի շատ կար ինֆորմացիա, քան լարային միացումների մասին: Եվ երբ իրականացնում ենք միջտարրային կապերի լարային միացումները, պարզվում է, որ արդեն ուշ է փոքրացնելու հապաղման մեծությունը: Խնդիրը նրանում է, որ յուրաքանչյուր տեխնիկական մակարդակին համապատասխանաբար:

տասխանուն է լարային միացումների ինչ որ միջին խտություն, որից բարձր խտությունների համար տվյալ տեխնիկական մակարդակը պիտանի չէ, և որից ցածր խտության համար տվյալ տեխնիկական մակարդակի հնարավորությունները մեծ են և մնում են չօտագործված:

Լարերի գումարային երկարությունը ՄԻՍ-ի բյուրեղում ներկայացնենք երկու բաղադրիչով.

$$L_{\text{միս}} = L_{\text{w}} + L_{\text{G}}, \quad (1)$$

որտեղ L_{w} -ն Տարրերից դեպի ելքերը գնացող լարերի գումարն է, որը կանվանենք արտաքին լարեր: L_{G} -ն տարրերն իրար միացնող լարերի գումար, որը կանվանենք ներքին լարեր: Արտաքին լարերի գումարային երկարությունը որոշվում է

$$L_{\text{w}} = m(N) * \hat{l}_{\text{w}}(N), \quad (2)$$

որտեղ $m(N)=m_0 N^p$ - արտաքին կապերի թիվն է ըստ ռենտի օրենքի,

m_0 -ն տարրերից դուրս եկող միջին ելքերի թիվն է, N -ը տարրերի թիվն է ՄԻՍ-ի հարթակում,

p -ն ռենտի գործակիցն է $0 < p < 1$:

$L_{\text{w}}(N)=1/6aH$ - արտաքին լարերի միջին երկարությունն է:

Ներքին լարերի գումարային երկարությունը կլինի.

$$L_{\text{G}} = m(N) * \hat{l}_{\text{G}}(N), \quad (3)$$

որտեղ $m(N)=m_0 t (N - N^p)$ - ներքին կապերի միջին թիվն է ըստ ռենտի օրենքի:

$l_{\text{G}}(N)=1/3(aH+aM)$ - ներքին լարերի միջին երկարությունն է:

Չափվի առնելով $m(N)$, $l_{\text{G}}(N)$, $N=HM$ հանապատասխան արժեքները և տեղադրելով

(1) բանաձևի մեջ կստանանք լարերի գումարային երկարությունը: ՄԻՍ-ի $l(N)$ բազային բյուրեղում

$$L_{\text{միս}} = \frac{1}{3} m_0 \left[\frac{1}{2} a M^p H^{p+1} + t (HM - M^p H^p) (aH + aM) \right] \quad (4)$$

որտեղ H և M հանապատասխանաբար ՄԻՍ-ի տարրերի տեղաբաշխման հորիզոնական և ուղղահայաց շարքերի թվերն են, իսկ a -ն միջտարրային հեռավորությունն է: Օգտվելով $HM=N=\text{const}$ (ինտեգրացիայի աստիճանը հաստատուն է) պայմանից և $L_{\text{միս}}$ ֆունկցիայից, գտնենք նրա մինիմումը: Դրա համար ՄԻՍ-ում տարրերի տեղադրման տեղի կամ տարածական կառուցվածքի գործակից ասելով կարող ենք հասկանալ H/M հարաբերությունը: Եթե (4) բանաձևը դիֆերենցենք ըստ H -ի և M -ի, հավասարեցնենք գրոյի, լուծենք, կստանանք

$$k = \frac{H_{\text{opt}}}{M_{\text{opt}}} = \frac{t(N - N^p)}{N^p + t(N - N^p)} \quad H_{\text{opt}} = \sqrt{k \cdot N}, \quad M_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{N}{k}}$$

Երբ $t=0.5$ կոչվում է շղթաների ճյուղավորության գործակից $0 < t \leq 0.5$, կստանանք.

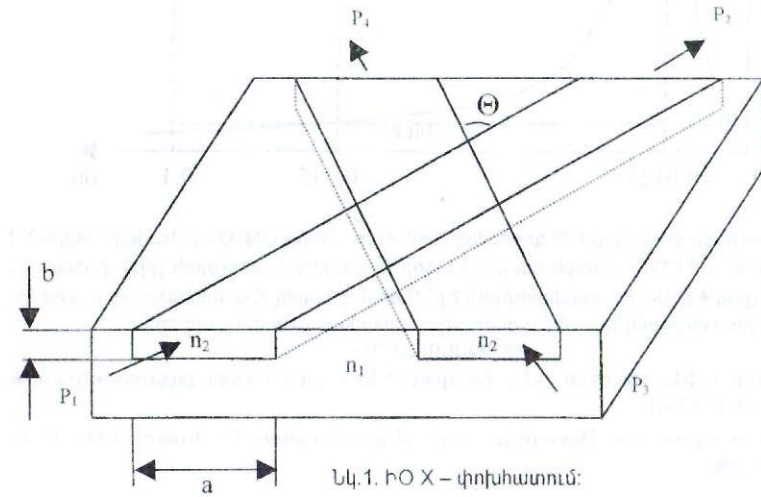
$$k_{\text{միս}} = \frac{N - N^p}{N + N^p}, \quad p = 1 + \log_N \frac{1 - k_{\text{միս}}}{1 + k_{\text{միս}}}$$

Արդյունքում ստացանք ռենտի p գործակցի ֆունկցիոնալ կապը ՄԻՍ-ի ինտեգրացիայի N աստիճանից և տարածական կառուցվածքի $k_{\text{միս}}$ գործակցից:

ԻՆՏԵԳՐԱԼՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ՈՉ ԳԾԱՅԻՆ X - ՓՈԽՅԱՏՈՒՄ

Ա. Յովսեփյան

Ինտեգրալօպտիկական (ԻՕ) X-փոխհատումը իրենից ներկայացնում է n_1 բեկման ցուցչով հարթակում Θ անկյան տակ հատվող երկու ողղանկյուն դիէլեկտրիկ ալիքատարներից կազմված համակարգ է (նկ. 1):



Նկ.1. ԻՕ X - փոխհատում:

X-փոխհատման վրա են հիմնված մի շարք ԻՕ սարքեր [1], որոնք արդեն իսկ կիրառվում են կապի և համակարգչային օպտիկական համակարգերում:

X-փոխհատման ելքում հզորության բաշխվածությունը բնութագրվում է ալիքատարների միջև փոխադարձ կապի գործակցով.

Այն ցույց է տալիս, թե $P_1=1$, $P_2=0$ մուտքային հզորությունների դեպքում հզորության որ մասն է անցնում 4-րդ ելք: F գործակիցը կախված է մասնավորապես, $\Delta n=n_2-n_1$ տարբերությունից: X-փոխհատման վերլուծության ճշգրտված եղանակը [2], հնարավորությամբ

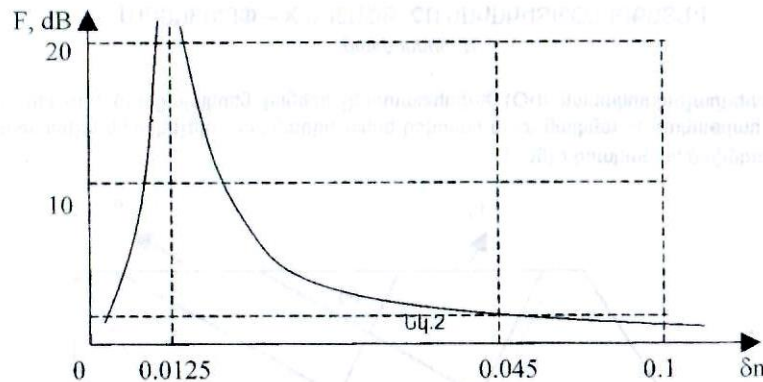
$$F = 10 \lg \frac{P_4}{P_2 + P_4}$$

յուն տվեց հետազոտել F գործակցի կախումը մաս ընկնող լույսի ինտենսիվությունից: Այսպիսի ոչ գծային երևույթ կարող է տեղի ունենալ այն դեպքում, երբ հարթակը պատրաստված է թափանցիկ փոքր կրուստներով կիսահաղորդիչ, օրինակ LiNbO_3 : Այս դեպքում

ընդ որում ընկնող լույսի ազդեցության տակ լիցքակիրների ֆոտոզեննրացիայի հետևանքով որոշ δn -ով մեծանում է X-փոխհատման բեկման ցուցիչը, և, հետևաբար փոխվում է նաև հզորության բաշխվածությունը ելքային ճյուղերի միջև: δn -ի կախումը լույսի I ինտենսիվությունից որոշվում է հետևյալ կերպ.

$$\delta n = I \times n_H,$$

որտեղ n_H -ը նյութի բեկման ցուցչի փոփոխությունն է լույսի միավոր ինտենսիվության դեպքում: LiNbO_3 -ի համար $n_H = 8 \times 10^9 \text{ մ}^2/\text{Վտ}$:



ԱՎ. 2-ում պատկերված է F գործակցի կախումը δn -ից LiNbO_3 -ի համար: Կարելի է նկատել, որ $\delta n \approx 0.0125$ արժեքի դեպքում տեղի է ունենում հզորության լրիվ փոխանցատուն 2-րդ ելքից 4-ը: Սա հնարավորություն է ընձեռում կիրառել X-փոխհատումը լույսով դեկավարվող փոխանցատիչներում և օպտիկական տրամաբանական սարքերում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. Геворгиян С.Ш., Овсепян 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.

ФОРМИРОВАТЕЛЬ СИНХРОСИГНАЛОВ

В. Арустамян, Х. Мазхар

Современные системы передачи цифровой информации строятся преимущественно по синхронному принципу т.к. этот принцип обеспечивает максимальную скорость обмена. С этой целью в аппаратуре передачи и приема необходимо формировать серии импульсов со стабильными длительностью, частотами и сдвигами между сериями. Поэтому к генерированию, формированию и размножению синхросигналов предъявляются особые требования.

Число синхронизируемых элементов в сети обычно большое и они территориально разнесены, поэтому построение мощного, высокостабильного генератора прямоугольных импульсов, работающего на большое число согласованных кабелей,

связано с большими трудностями. На рис.1. приведена общая схема размножения синхросигналов. Для синхронизации nN объектов требуется N каскадов с числом нагрузки n на каждый каскад. Тогда сигналы (точнее фронты или спады) на выходах 1 и nN будут расходиться на $|t_1 - t_{nN}| = N \Delta t_{cp}$, где Δt_{cp} - среднее расхождение задержек на один каскад (элемент). Наиболее реальным способом уменьшения $(t_1 - t_{nN})$ является формирование и размножение импульсов на переключаемых схемах с малыми значениями $(t_{j \max}^i - t_{j \min}^i)$ и $(t_{j \max}^j - t_{j \min}^j)$, где t_j^i - время задержки при переключении схемы из состояния i в состояние j ; t_j^j - время задержки при переключении схемы из состояния j в состояние i . На рис. 2, а (сплошные линии) приведена базовая схема ТТЛ (серий 130,131,155,530, и т.д.). Основным недостатком этой схемы с точки зрения построения системы синхронизации является то, что при переключении из состояния "0" в состояние "1" времена задержки и фронты выходного сигнала затягиваются из-за медленного рассасывания насыщенного транзистора T_4 [1]. Уменьшения $t_{j \max}^i$ можно обеспечить путем увеличения выключающего тока базы транзистора T_4 . На рис. 2, б. приведен предлагаемый вариант схемы, в которой большой ток рассасывания обеспечивается за счет разряда конденсатора, включенного в цепь базы транзистора T_4 . Действительно, если при логической "1" на входе схемы конденсатор C заряжается, то при логическом "0" происходит его разряд. На основе экспериментальных исследований разработаны и испытаны схемы на базе ИС1А551 серии 155. Испытания проводились на 50ИС.

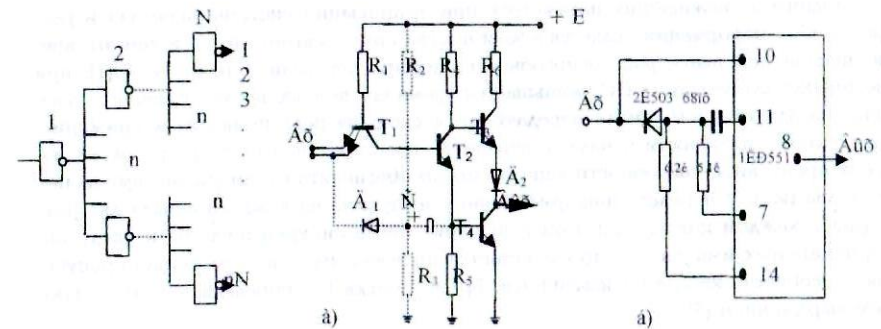


Рис.1

Рис.2

Тип ИС	№ ИС	Без ускоряющей цепи				С ускоряющей цепи			
		t_3^{01}	t_3^{10}	$t_3^{01} - t_3^{10}$	$t_{3\max}^{01} - t_{3\min}^{01}$	t_3^{01}	t_3^{10}	$t_3^{01} - t_3^{10}$	$t_{3\max}^{01} - t_{3\min}^{01}$
1AP551	1	14	2.5	11.5	33	15	2	13	2
	390	45	3	42		16	2	14	
	400	46	2	44		16	2	14	
	56	13	2.5	11.5		16	2	14	
	64	14	3	11		17	2	15	
	42	35	3.5	32.5		16.5	2.5	14	
	47	38	3	35		17	3.5	14.5	
	10	39	2.5	32.5		16.5	3	13.5	

В таблице приведены данные измерений нескольких схем с крайними и средними значениями параметров [2]. Как видно из таблицы применение ИС без ускоряющей цепи величина $\Delta t = (t_{3\max}^{01} - t_{3\min}^{01})$ для 1AP551 составляет 33нс. При применении ускоряющей цепи Δt сокращается до 2 нс, что позволяет одновременно увеличить частоту синхронизации и число синхронизируемых объектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Агаханян Т. М. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. М., "Сов. Радио", 1966, 347с.
2. Арустамян В. Е. и др. Схема для построения системы синхронизации ЭВМ. Вопросы радиоэлектроники. Серия ЭВТ 1970, вып. 10.

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ОПТИМИЗАЦИИ ПЕРЕДАЧИ СИНХРОСИГНАЛА

Хамо Мазхар

Одним из важнейших параметров при организации системы передачи и распределения информации является время поиска синхросигнала (СС), и чем это время меньше, тем выше работоспособность системы передачи. Как известно [1], при увеличении длительности СС уменьшается время его поиска, но это приводит к увеличению длительности цикла передачи, что в свою очередь приводит к снижению пропускной способности канала. Уменьшение времени поиска СС при этом не изменит пропускной способности канала, можно обеспечить путем увеличения длины СС в два раза, и передать информационные импульсы из каждого канала два раза подряд в каждом цикле. При этом отношение числа синхроимпульсов к числу информационных импульсов в цикле остается постоянным, и в этом случае пропускная способность канала не изменяется. Время поиска СС определяется по следующим выражениям [2]

$$M(t_n) = M(t_n)_{ca} + M(t_n)_c, \quad (1)$$

где $M(t_n)_{ca}$ и $M(t_n)_c$ - среднее время поиска СС в зоне случайного и синхросигнала, соответственно. При использовании в качестве синхронизирующих кодовых групп с одной критической точкой (КТ) [2] время поиска СС составляет

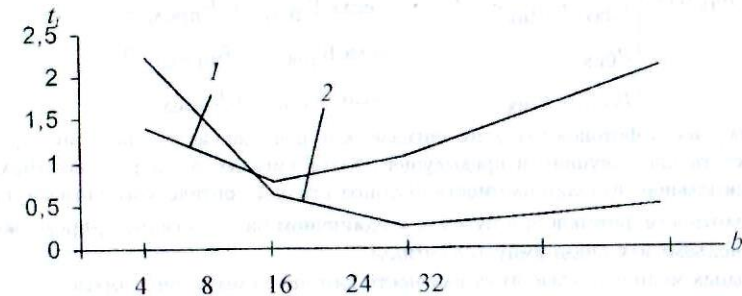
$$M'(t_n) = \left(\frac{a-b+1}{2^b-1} + \frac{a+b-1}{a+b} \right) T_n, \quad (2)$$

При использовании кодовых групп с b КТ время поиска СС составляет

$$M''(t_n) = \left[\frac{2^{b-1}(a-b+1)}{(2^b-1)^2} + 2 \sum_{l=1}^{b-1} \frac{1}{2^l-1} + \frac{a+b-1}{a+b} \right] T_n \quad (3)$$

где a -число информационных позиций в цикле, b - число синхросимволов, T_n - длительность цикла.

Для конкретных случаев рассмотрим эффективность предложенного метода на системе передачи ИКМ-120, имеющей следующие параметры: $a=1048$, $b=8$, $T_n=0.125$ мкс. В этом случае $M'(t_n)=0.635$ и $M''(t_n)=0.781$. При применении другого метода, имеем следующие параметры: $a=2096$, $b=16$, $T_n=0.25$ мкс. в этом случае $M'(t_n)=0.257$ и $M''(t_n)=1.057$, отсюда видно что применение нового метода с использованием в качестве синхронизирующих кодовых групп с одной КТ значительно уменьшает время поиска СС в пределах одного цикла передачи вместо пяти для обычного метода. На рисунке показан график зависимости времени поиска синхросигнала от длины синхроимпульсов для случаев применения b (кривая 1) и одной (кривая 2) КТ.



Зависимость времени поиска СС от его длины

Литература

1. Берганов И. Р. и др. "Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи": учеб. для вузов -М.: Радио и связь, 1989.-272с.
2. Левин А. С. Плоткин М. А. "Цифровые системы передачи информации. - М.: Радио и связь, 1982.-216 с.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ОПТИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ

О. Багдасарян, С. Дашян, Ж. Овсепян

В течение последних лет полупроводниковый оптический усилитель (ПОУ) стал компонентом волоконно-оптической линии связи (ВОЛС). ПОУ сейчас может благополучно конкурировать с другими типами усилителей. Различные ПОУ широко

применяются в телекоммуникации, а также в локальной компьютерной сети где присутствует ВОАС.

С помощью компьютерного моделирования проведено исследование ПОУ на основе известной математической модели [1,2].

Работа ПОУ представляется дифференциальными уравнениями, которые описывают скорость изменения концентрации фотонов p и концентрации носителей n :

$$\begin{cases} \frac{dp(t)}{dt} = \Gamma G(t)(n(t) - n_0)p(t) - \frac{p(t)}{\tau_{\Phi}} + \frac{\beta \Gamma n(t)}{\tau_H} + p_{\text{вх}}(t), \\ \frac{dn(t)}{dt} = \frac{I}{qV_a} - G(t)(n(t) - n_0)p(t) - \frac{n(t)}{\tau_H}, \end{cases}$$

где Γ -коэффициент ограничения мод, n_0 -концентрация носителей в состоянии покоя, β -коэффициент спонтанного излучения, τ_{Φ} и τ_H -продолжительность жизни фотонов и носителей, I -постоянный ток инжекции, V_a -объем активного слоя.

На вход усилителя подавался усиливаемый сигнал описываемый системой выражений:

$$p_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} p_{0\text{вх}} + p_{1\text{вх}}(1 - e^{-\frac{2,2t}{\tau_r}}) & \text{если } B_{\text{тек.}} = 1, B_{\text{пред.}} = 0 \\ p_{0\text{вх}} + p_{1\text{вх}}e^{-\frac{2,2t}{\tau_r}} & \text{если } B_{\text{тек.}} = 0, B_{\text{пред.}} = 1 \\ p_{0\text{вх}} & \text{если } B_{\text{тек.}} = 0, B_{\text{пред.}} = 0 \\ p_{0\text{вх}} + p_{1\text{вх}} & \text{если } B_{\text{тек.}} = 1, B_{\text{пред.}} = 1 \end{cases}$$

где $p_{\text{вх}}(t)$ -плотность фотонов входного сигнала, которая зависит от значений $B_{\text{тек.}}$ и $B_{\text{пред.}}$ соответственно текущего и предыдущего битов сигнала. $p_{0\text{вх}}$ и $p_{1\text{вх}}$ -минимальное и максимальное значения плотности фотонов входного оптического сигнала, т.е. значение плотности фотонов при нулевом и единичном битах сигнала. τ_r -продолжительность подъема или спада импульса сигнала.

Выходная мощность зависит от плотности фотонов, следующим образом

$$P(t) = \frac{p(t) V_a \eta_0 h \nu}{2 \Gamma \tau_{\Phi}}$$

где η_0 - квантовая эффективность.

Составленная компьютерная модель дает возможность исследовать различные ПОУ и оптимизировать ее конкретные параметры.

Исследование оптического усилителя производилось при разных скоростях передачи входного сигнала, в частности при 300Мбит/с и 3Гбит/с, а также при токах инжекции 32,6 и 33,5 мА, что меньше порогового значения (33,7мА) лазерной генерации. Во всех случаях значение мощности входного сигнала было принято 8мкВт. Исследование показало, что происходит запаздывание выходных импульсов по сравнению с входными примерно на 20пс. По значению оно полностью удовлетворяет требованиям современных оптических усилителей. Было получено усиление порядка 13дБ.

[1] Chung-Sheng L., Franklin Fuk-Kay Tong, Karen Lui, David G. Messerschmitt. Channel Capacity Optimization of Chirp-Limited Dense WDM/WDMA Systems Using OOK/FSK Modulation and Optical Filters: Journal of Lightwave Technology, vol.10, NO.8, AUGUST 1992.

[2] Физика полупроводниковых лазеров: Пер с японск./Под ред. Х.Такумы. - М.: Мир, 1989. - 310с., ил.

ՓՈՔԻ ԵՐԿԱՅՆՈՒԹՅԱՆ ՈԱԴԻՈՌԵԼԵԱՅԻՆ ԳԾԵՐԻ ՈՐԱԿԻ ՑՈՒՑԱՆԻՇՆԵՐԻ ԴԵՏԱԶՈՏՈՒՄ

Ս.Բերբերյան, ժ. Դովսեփյան

Վերջին ժամանակներս հեռուստատեսային և ռադիոհաղորդիչ կայանների թվի կտրուկ աճի պատճառով առաջացել է դրանց ստուդիաների տեղաբաշխման խնդիր: Հաճախ այս խնդիրը լուծում են հաղորդիչ անտենաները տեղադրելով բարձրահարկ շենքերի տանիքների վրա, հաղորդիչ սարքավորումները և ստուդիան տեղադրելով նրա վերին հարկերում: Սակայն, լավագույնը, ինչպես անենամեծ հաղորդման գոտու ապահովման, այնպես էլ մի շարք այլ պահանջների տեսակետից, հանդիսանում է հաղորդման սարքավորումների տեղակայումը հեռուստատեսային աշտարակի վրա, կամ գոնե նրա տարածքում:

Տեղադրելով ստուդիան ցանկացած շենքում ազդանշանը այնտեղից հաղորդվում է գերբարձր հաճախության ընդգրկությամբ աշխատող փոքր երկայնության ռադիոռելեային գծեր:

Այդպիսի գծերի երկարությունը չի գերազանցում 10-12 կմ: Այդպիսի ռադիոռելեային գծերի հաշվարկը զգալիորեն տարբերվում է ավանդական գծերի հաշվարկից: Որակի որոշ ցուցանիշներ ապահովվում են մեծ պաշարով, մյուսների հաշվարկը կորցնում է իմաստը: Այդ ռադիոռելեային գծերը աշխատում են 3սմ ալիքի երկարության ընդգրկությամբ, որտեղ անհրաժեշտ տրամագծի (մինչև 1մ) անտենաները ապահովվում են մեծ ուժեղացում: Դրա, ինչպես նաև գծերի փոքր երկարության շնորհիվ, հնարավոր է օգտագործելով փոքր հզորության հազորդիչներ (50-100մՎտ) ապահովել ՄԿԿՌ-ի հանձնարարականները աղմկային պարամետրերի գծով:

Ռադիոռելեային գծերի կայունության ցուցանիշի հաշվարկը ցույց է տալիս, որ ներքնողորտից բեկվելու և անդրադառնալու պատճառով առաջացած մարումները կարելի է անտեսել:

Տեղումների ազդեցությամբ և երկրի մակերևույթից անդրադարձումով պայմանավորված նվազումները տալիս են շատ փոքր անկայունության ցուցանիշ: Արդյունքում այդպիսի ռադիոռելեային գծերի կայունությունը գործնականում 100% է, նվազման պաշարը միշտ գերազանցում է 40 դԲ: Ալիքի տարածման ուղեգիծը հաճախ անցնում է շենքերի արանքով, այդ պատճառով խիստ կարևոր է անտենայի կախվածքի բարձրության և կորդինատների ճշգրիտ որոշումը: Այստեղ, բացվածքը որոշելիս, ի տարբերություն սովորական հաշվարկի, հաշվի է առնվում ոչ միայն բացվածքը ուղղաձիգ ուղղության կրիտիկական արգելքից, այլև նաև շենքերի պատերից հաշվվող հորիզոնական բացվածքները: Հաճախ կրիտիկական են հորիզոնական բացվածքով արգելքները: Ռադիոալիքները կարող են բեկման ենթարկվել շենքերի պատերի մոտով անցնող տեղամասերում, որոնք տաքսանալով այդ գոտում ստեղծում են ջերմաստիճանի շեղում, որը առաջացնում է դիֆրակտրական թափանցելիության գրադիենտի փոփոխություն հորիզոնական ուղղությամբ: Այդպիսի բեկման տեսական հաշվարկը բարդ է: Նվազումները հաշվելու համար անհրաժեշտ է իմանալ դիֆրակտրական թափանցելիության գրադիենտի հորիզոնական բաղադրիչի փոփոխման վիճակագրությունը: Դա հնարավոր է պարզել միայն փորձնական հետազոտությունների միջոցով:

Այդպիսի ռադիոռելեային գծերի խիտ տեղաբաշխման պատճառով հատուկ ուշադրություն պետք է դարձնել էլեկտրամագնիսական համատեղելիությանը (ԷՄՀ): Ընդ որում, այս դեպքում հաճախ դժվար է ապահովել այնպիսի տարածական ընտրողականություն, ինչպես ավանդական ռադիոռելեային գծերի համար: Հետևաբար ԷՄՀ հիմնականում ապահովվում է հաճախային և բեռնացման ընտրողականությամբ:

Հաշվարկի ժամանակ անհրաժեշտ է հատուկ ուշադրությամբ ընտրել նախագծվող ռադիոռելեային կայանների աշխատանքային հաճախությունները և բեռնացումները, ներկայացնելով հատուկ պահանջներ կայանի սարքավորումների հաճախային և բեռնացման ընտրագրերին:

Փրականություն

1. Справочник по радиорелейной связи. М., Радио и связь, 1981.
2. Справочник по цифровым радиорелейным системам. Жен., Бюро радиосвязи, 1986.
3. Радиорелейные и спутниковые системы передачи. М. Радио и связь, 1986.

ОБЛУЧАТЕЛИ ДЛЯ ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ СФЕРИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ

А. Саркисян

В качестве облучателя двухзеркальной сферической антенны может быть использована антенна, создающая сферический фазовый фронт в своем раскрыве, имеющая небольшие габариты и вес, вследствие чего мало затеняющая облучаемый раскрыв вторичного зеркала. В зависимости от длины рабочей волны изменяется и тип выбранной в качестве облучателя антенны. Так в арсенале облучателей антенны радиотелескопа РОТ-32/54-2.6 НИИ радиофизических измерений имеются полуволновый вибратор с рефлектором для $\lambda = 20$ см, конические рупоры используются в диапазоне 3 см, 8 мм, 3 мм и 2 мм.

В настоящее время все большее распространение получают гофрированные рупорные облучатели зеркальных антенн. Они представляют собой рупор, внутренняя поверхность которого изрезана концентрическими дорожками. Эта структура получается путем скрепления болтами колец с различными внутренними диаметрами. Комбинирование толщины колец позволяет управлять величиной прорезь/фланец и углом наклона внутренней стены рупора. В таком рупоре может распространяться только гибридная волна высшего типа. Гофрированность внутренней поверхности рассчитана на снижение отражений вдоль образующей рупора, т.е. в его промежуточных сечениях.

По сравнению с аналогичными антеннами с гладкими стенками важным преимуществом этих рупорных антенн является то, что они позволяют получить пространственную ДН с круговой симметрией и практически неизменной шириной главного лепестка в значительно более широком диапазоне частот. Кроме того, в их ДН практически отсутствует боковое и заднее излучение.

Аналогичными преимуществами обладают применяемые в некоторых радиотехнических устройствах рупоры со ступенчатыми образующими. Расчет формы ступенчатого рупора оптимального с точки зрения минимальной длины при заданном значении коэффициента отражения, основан на определении волновых сопротивлений каждой i -й ступеньки в i -ом сечении рупора, если известны размеры на входе и выходе, полоса рабочих частот четырехполюсника, которым является ступенчатый рупор.

В настоящей работе рассмотрены рассчитанные, изготовленные и экспериментально исследованные на антенне радиотелескопа РОТ-32/54-2.6 три облучателя, работающие на длине волны 3 см: открытый конец волновода, открытый конец волновода с тefлоновой втулкой и вибратором, а также ступенчатый рупор.

Указанные облучатели были изготовлены в мастерской базовой кафедры Государственного инженерного университета Армении "Антенные системы" при НИИРИ. Так, например, пирамидальный ступенчатый рупор был выполнен из диэлектрика с металлизированной боковой поверхностью. Вход ступенчатого рупора с помощью фланца сочленялся с питающим волноводом, сечению которого равнялось поперечное сечение первой ступеньки рупора.

В безэховой камере НИИРИ при помощи автоматизированного комплекса аппаратуры были измерены ДН всех трех облучателей, вслед за тем они были установлены в радиофокусе антенны радиотелескопа РОТ-32/54-2.6 при измерениях ее диаграммы направленности с помощью геостационарного спутника Горизонт-6.

ՄԵԾ ՄԻՋԱՎԱՅՔՈՒՄ ՀԱՍԱՆԱՐՎՈՂ ՄԻԿՐՈՍԻՔԱՅԻՆ ԳԵՆԵՐԱՏՈՐ

Դ. Ղուղազարյան

Սաքքը պարունակում է սնամեջ ռեզոնատոր իր արտաքին և ներքին հաղորդածողներով, մեմբրանով, տրանզիստոր, կապի օղակներ և էլեկտրամագնիսական մոդուլման հանգույց: Կապի օղակները ռեզոնատորում դասավորված են այնպես, որ վեջինիս մագնիսական դաշտն անցնելով կապի օղակների միջով դրանց ծայրում առաջացնում է նույնաֆազ գերբարձրահաճախականության լարումներ: Այդ լարումներից մեկը տրվում է էմիտեր-բազա ելուստներին, իսկ մյուսը կոլեկտոր-բազա ելուստներին: Եշված լարումների նույնաֆազ լինելը դրական հետադարձ կապի պայմանն է, այսինքն գեներացիայի պայմաններից մեկն է: Գեներացիայի մյուս պայմանն իրականացվում է կապի օղակների մեծությունների համապատասխան ընտրությամբ:

Գեներատորի տատանումների հաճախականությունը հավասար է ռեզոնատորի սեփական տատանումների հաճախականությանը, այդ պատճառով մեմբրանի օգնությամբ փոփոխելով օդային բացակի մեծությունը փոփոխում ենք ազդանշանի հաճախականությունը: Բացակի մեծության փոփոխման համար մոդուլման հանգույցի ձայնային կոճով անց ենք կացնում հոսանք, ընդ որում, դրա հաճախային ցուցանիշները շատ բարձր են և հասնում է 15 կՅց-ի:

Համեմատելով այս սաքքը նույն ֆունկցիան կատարող հետադարձ ալիքով լամպի (ԼՕՅ) հետ տեսնում ենք, որ այստեղ և սաքքի հզորությունն է մեծ, և համալարման միջակայքը: ԳԲՀ տրիդով հավաքված նույն սկզբունքով աշխատող գեներատորի հզորությունը կազմում է մոտ 10 Վտ, իսկ հաճախականությունը փոխվում է 100-ից մինչև 1000 ՄՀց:

ԳԵՆԵՐԱՏՐ ՀԱՆՔԱՍԿԱՆՈՒԹՅԱՆ /ԳԲՀ/ ՏՈՐՈՒԴԿԱԼ ԴԻՖԵՐԵՆՑԻԱԼ ԲԱՑԱՐՁԱԿ ԸՆՇՄԱՆ ՀԱՅՏՆԻՉ

Վ. Վարդանյան, Վ. Վարդանյան

Թռչող ապարատների ճնշման չափման համար ներկայացվում են մի շարք պահանջներ կապված զգայնության մեծացման, վիբրոհարվածային և ջերմային կայունության բարձրացման, քաշի փոքրացման հետ: Բացարձակ ճնշման չափման համար կիրառվում են

պիեզոէլեկտրոնային, ունակային, զԲՀ ռեզոնատորային և այլ տիպի հայտնիչներ, որոնք պետք է բավարարեն առաջադրված պահանջներին: Այդ տեսակետից շահավետ կերպով տարբերվում են զԲՀ տորոիդալ ռեզոնատորային հայտնիչները, որոնք ունեն բարձր զգայնություն կապված ռեզոնատորի լավորակության հետ, որը հասնում է հազարների, այդ նույն ժամանակ, երբ սովորական տատանողական կոնտուրներում այն չի անցնում մի քանի հարյուրից:

Վերոհիշյալ կայունությունը կապված է հայտնիչի ուժահաղորդիչ համակարգի կառուցվածքի հետ: Նախկինում մշակված զԲՀ հայտնիչներում այն կապված էր ուժահավասարակշռող համակարգի ստեղծման հետ, որն ուներ բարդ կառուցվածք, կարգավորվում էր դժվար և մեծացնում էր հայտնիչի քաշը:

Հաշվի առնելով վերոհիշյալը մշակվել և ուսումնասիրվել է այնպիսի զԲՀ բացարձակ ճնշման հայտնիչ, որի ուժահաղորդիչ համակարգի մեջ որպես գլխավոր էլեմենտ ընտրված է լծակը, որի երկու ծայրերը անրացվում են կողք կողքի տեղակայված ռեզոնատորների կենտրոնական մասում իրագործված ձողիկների հետ, որոնց շարժումը բերում է տորոիդալ ռեզոնատորների կենտրոնացված ունակությունների տարբեր ուղղությամբ փոփոխության: Եթե մի ռեզոնատորի ռեզոնանսային հաճախականությունը մեծանում է, ապա այդ նույն ժամանակ մյուս ռեզոնատորի ռեզոնանսային հաճախականությունը փոքրանում է: Քանի որ յուրաքանչյուր ռեզոնատորի ներսում իրագործված են սեփական զԲՀ գեներատորներ, որոնց էլքային ազդանշանները տրվում են բաշխված պարամետրերով գծին /օրինակ, կոաքսյալ կաբել/, որի էլքից դիտրով դեպի ուժեղացուցիչ /կամ առանց ուժեղացուցիչ/ հաղորդվում է գեներատորների հաճախականությունների տարբերությունը:

Լաբորատոր պայմաններում փորձարկվել է այնպիսի կառուցվածք, որի ռեզոնատորների ռեզոնանսային հաճախականությունը մոտավորապես հավասար է 570 և 580 Մզ, որոնց տարբերությունը տրվում է չափող սարքավորմանը: զԲՀ գեներատորները իրագործված են КТ610А տրանզիստորի վրա և ձեռնարկված են միջոցներ հաճախականության կայունացման բարձրացման համար: Ստացված էլքային հաճախականության փոփոխությունը կախված ազդող ուժից ունի գծային բնույթ:

Հայտնիչի դիֆերենցիալ կառուցվածքը զգալի մեծացրել է զգայնությունը, վերոհիշյալից և ջերմային կայունությունը: Չափման սխեման ունի շատ պարզ տեսք, աղմկադիմացկուն է, ռեզոնատորների համար չի պահանջում հատուկ մեկուսացում և շատ հեշտ ենթարկվում է հաշվման:

Եթե հայտնիչի կառուցվածքում կատարվի փոփոխություն և արտաքին ճնշումները երկու շտուգերների օգնությամբ հաղորդվեն ռեզոնատորների մեմբրաններին, ապա այդ հայտնիչը կարող է ծառայել որպես ճնշումների տարբերություն չափող սարք:

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ ОСНОВНОГО ТОНА ТЕЛЕФОННОГО СИГНАЛА

М. Григорян, А. Григорян

Качество сигнала в приемных устройствах современных радиотелефонных систем в большой степени зависит от точности измерения частоты основного тона F_0 в передающем устройстве. В частности, частотой основного тона определяются индивидуальные особенности говорящего и сходство синтезированной речи в приемном устройстве с голосом говорящего.

Периодические участки телефонного сигнала можно представить в виде:

$$S(t) = \sum_{n=1}^N A_n e^{jn2\pi F_0 t} \quad (1)$$

где A_n — амплитуда n -й гармоники сигнала; F_0 — частота основного тона (первой гармоники) телефонного сигнала; N — определяет максимальную частоту сигнала.

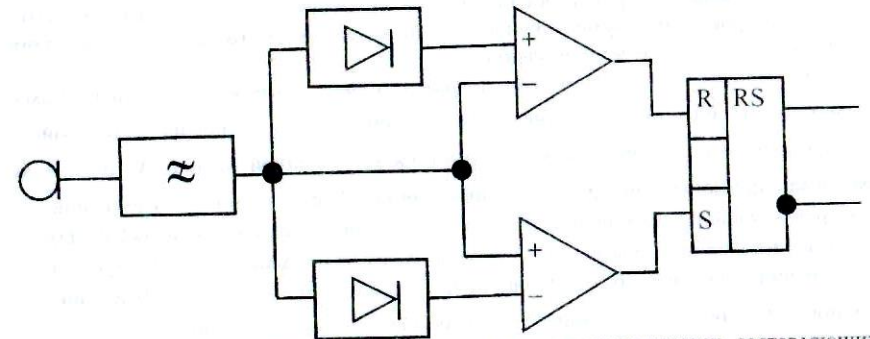
Целесообразно рассмотреть случай, когда частота основного тона, которая сильно зависит от индивидуальных особенностей говорящего и находится в пределах $80 \div 320$ Гц, не пропускается телефонным каналом. В этом случае в ряде (1) отсутствует составляющая с частотами F_0 , $2F_0$, а иногда даже с частотой $3F_0$.

В аналогичных случаях целесообразно представить $S(t)$ как амплитудно-модулированный сигнал в следующем виде:

$$S(t) = e^{j2\pi F_0 t} (A_4 e^{j6\pi F_0 t} + A_5 e^{j8\pi F_0 t} + \dots)$$

Из этого следует, что частоту F_0 можно измерить, выделив огибающую сигнала $S(t)$, т.е. $A(t) = e^{j2\pi F_0 t}$, которая меняется с частотой F_0 .

Функциональная схема измерения F_0 указанным методом имеет следующий вид:



Сигнал после предварительной фильтрации высокочастотных составляющих подается на вход двух амплитудных детекторов, которые выделяют огибающие положительных и отрицательных полупериодов. Выходные напряжения детекторов сравниваются с телефонным сигналом. В результате выделяются импульсы, которые соответствуют максимальным точкам положительных полупериодов первого амплитудного детектора и минимальным точкам отрицательных полупериодов второго амплитудного детектора.

RS — триггер включенный на выходе устройства меняет свое состояние при появлении каждого первого импульса, соответствующего максимальным или минимальным точкам отфильтрованного телефонного сигнала. Частота переключения триггера совпадает с частотой основного тона F_0 .

Были произведены испытания как аналогового, так и цифрового варианта устройства, смоделированного на ЭВМ. В испытаниях приняли участие дикторы обоого пола, с большим разбросом значений основного тона. Результаты экспериментов показали высокую точность измерения F_0 и пригодность использования данного метода в действующих системах.

РАСПОЗНАВАНИЕ КОНТРОЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ ДИАГНОСТИРУЕМЫХ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ОЦЕНОК

Г.Берберян, С.Овсепян, К.Дарчянц

В настоящее время для обнаружения целей или распознавания состояний диагностируемого объекта используются различные оценки контролируемых параметров, определяемых на основе результатов наблюдений для принятой модели.

Общим для всех методов определения указанных оценок является вычисление погрешностей, возникающих при замене истинного значения измеряемой величины X его оценкой \bar{X} , с минимизацией некоторой функции потерь на основе тех или иных критериев. Сравнительный анализ довольно часто употребляемых на практике методов оценок, проведенный авторами, показал, что в ряде случаев, особенно при обработке большого количества результатов измерений с ограничением в разумных пределах размера выборок (точность оценки пропорциональна размеру, т.е. количеству выборок, или результатам измерений) возникает необходимость в указании степени достоверности данной оценки.

Указанным требованиям, как показали проведенные исследования, наиболее полно может удовлетворить оценка \bar{X} с оценкой функции потерь по методу Байеса и определение вероятностной характеристики вычисленной оценки \bar{X} по методу Кернела. Предлагается метод определения оценки \bar{X} по результатам измерений некоторой случайной переменной $X: \Omega \rightarrow \infty$ в пространстве вероятности (Ω, Σ, P) , где Ω — означает множество событий, Σ — заданную алгебру нахождения среднеекватратичного отклонения σ на основе результатов измерений x , а P — вероятность приближения заданного значения \bar{X} к истинному значению измеряемой величины.

Указанная выше функция потерь I_b оценивается следующим выражением

$$I_b(\bar{x}) = \int_{\Omega} l[\bar{x}, X(\omega)] dP(\omega), \quad (1)$$

причем каждый элемент $\bar{x}_b \in (-\infty, \infty)$ является таковым, что удовлетворяет условию:

$$I_b(\bar{x}_b) = \inf_{\bar{x} \in \infty} I_b(\bar{x}) \quad (2)$$

и называется оценкой Байеса для функции потерь. При допущении почти интуитивно — асимметричной формы функции потерь в виде:

$$l(\bar{x}, x) = \begin{cases} -p_1(\bar{x} - x), (\bar{x} - x) < 0 \\ p_2(\bar{x} - x), (\bar{x} - x) > 0 \end{cases} \quad (3)$$

где p_1 и $p_2 > 0$ являются коэффициентами пропорциональности потерь, получаемыми после нахождения оценки \bar{X} либо меньшего, либо большего истинного значения оцениваемого параметра, вероятность такого исхода определяется как:

$$\left. \begin{aligned} P[\omega \in \Omega : X(\omega) \leq q] &\geq r, \\ P[\omega \in \Omega : X(\omega) \geq q] &\geq 1 - r, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где значение r находится в пределе $0 \leq r \leq 1$, а $q \in (-\infty, \infty)$.

Если функция распределения F случайной переменной непрерывна, то:

$$F(q) = r, \quad (5)$$

а значение r определяется как:

$$r = \frac{p_1}{p_1 + p_2} = \frac{p_1/p_2}{1 + p_1/p_2}. \quad (6)$$

Для определения функции распределения находят оценку ее плотности $\bar{f}(x)$ по выражению Кернела.

$$\bar{f}(x) = \frac{1}{mh} \sum_{i=1}^m k\left(\frac{x - x_i}{h}\right), \quad (7)$$

где $h > 0$ и называется параметром сглаживания при измеряемой функции K , определенной в области $[0, \infty)$ так, что:

$$\int_{-\infty}^{\infty} K(x) dx = 1, \quad (8)$$

и для каждого $x \in (-\infty, \infty)$: $K(x) = K(-x)$, $K(0) \geq K(x)$,
причем m — это количество выборок (измеренных значений) x .

ԲԱՑԱՍԱԿԱՆ ԴԻՍԱԴՐՈՒԹՅԱՄԲ ԴԻՈՂՆԵՐԻ ՕԳՏԱԳՈՐԾՈՒՄԸ ՈՒԴԻՈՏԵՆՆԻԿԱԿԱՆ ՍԱՐՔԵՐՈՒՄ Ո. Կիրակոսյան

Ի տարբերություն դրական ակտիվ դիմադրությամբ օժտված դիոդների, ներկայումս ռադիոսարքերում (ընդունիչներում, հաղորդիչներում և այլ սարքերում) մեծ կիրառություն են գտել բացասական դիմադրությամբ օժտված դիոդները, որոնց շարքին են դասվում թու-նեկային, հեղեղաթռիչքային (ՀԹԴ), պարամետրիկական և Գաննի դիոդները: Դրանցից թու-նեկային և Գաննի դիոդներն օժտված են առատիկ բացասական դիմադրությամբ, այսինքն նրանց ստատիկ վոլտ-ամպերային բնութագրին ունի բացասական տեղամաս, որում էլ նրանց աշխատեցնում են: Պարամետրիկական և ՀԹԴ-ի մոտ բացասական դիմադրությունը դիմամիկ է, այն առաջանում է աշխատանքի ժամանակ որոշ պայմանները ապահովելիս: Նշված դիոդների վրա կառուցվում են ուժեղարարներ և ճեղատորային սարքեր, ըստ

որում պարամետրիկական և թունելային դիոդները լինելով շատ փոքր հզորության և շատ փոքր աղմուկի գործակցով հիմնականում օգտագործվում են քիչ աղմկող ուժեղարար պատրաստելիս, որը դրվում է ընդունիչի մուտքում ապահովելով ընդունիչի մեծ զգայունություն: Այդ դիոդները աշխատում են բարձր և գերբարձր հաճախատիրույթում:

Թունելային դիոդը հաջող օգտագործվում է ինքնագեներատորի մեջ, ապահովելով $\delta=10^{-4}$ հաճախության հարաբերական անկայունություն միլիվոլտային հզորության դեպքում:

ՀԹԴ-ը օգտագործվում է 0.5-ից մինչև 200ԳՀց հաճախաշերտում գեներատորներ պատրաստելիս, 100 ԳՀց-ի վրա մինչև 1Վտ հզորությամբ, 10 + 30% ՕԳԳ-ով: Այսպիսի գեներատորները կարող են օգտագործվել ռադիոհաղորդչում, որպես գրգռիչ: Գանճի դիոդը օգտագործվում է 2 + 800 ԳՀց հաճախատիրույթում փոքր հզորության ինքնագեներատորի համար: Օրինակ 60 ԳՀց-ի վրա 50մՎտ, 1 + 4% ՕԳԳ-ով: Այս ինքնագեներատորներն օգտագործվում են որպես ընդունիչի հետերոդին, հաղորդչի գրգռիչ, պարամետրիկական ուժեղարարի նակաչկա և այլն: Նշված դիոդների վրա պատրաստվող սարքերն արվում են հիմնականում շերտավոր կառուցվածքով, բացառությամբ Գանճի դիոդի սրանք արվում են ալիքատարային կառուցվածքով:

ԴԵԼՏԱ ՄԻԳՄԱ ՄՈԴՈՒԼՅԱՑՈՒՄ

Հ.Գոմցյան, Չ.Հովհաննիսյան

Մեկ և երկու ինտեգրումով դելտա մոդուլյացումը (ԴՄ) նախատեսված է հարևան դիսկրետաների միջև մեծ կոռելյացիա ունեցող ազդանշանների կողավորման համար, ինչպես օրինակ ձայնային և տեսաազդանշանները: Մյուս կողմից ձայնային տիրույթի տվյալների ազդանշանները չեն ցուցաբերում հարևան դիսկրետաների այդպիսի կոռելյացիաներ և դա տվյալների ազդանշանների ԴՄ կողավորման ժամանակ ուղղակիորեն անրադառնում է քվանտացման աղմուկի համապատասխան արժեքների վրա:

Այդպիսի ազդանշանների կողավորման համար ԴՄ-ի հարմարեցման մի ծանապարհը պարզապես նախքան ԴՄ կողավորումը մուտքային ազդանշանի ինտեգրումն է, որն ընդգծում է մուտքային ազդանշանում ցածր հաճախականային բաղադրիչները և այդպիսով ուժեղացնում հարևան դիսկրետաների միջև կոռելյացիան: Այս պրոցեսորան նույնպես պարզեցնում է ԴՄ դեկոդավորումը: Մեկ ինտեգրումով ԴՄ-ի դեպքում ընդունիչում ազդանշանի ինվերս դիֆերենցումը և սովորական ինտեգրումը միմյանց չեզոքացնում են, որի արդյունքում դեկոդերը ներկայացնում է հասարակ ցածրհաճախականային գտիչ: ԴՄ-ի այս տարատեսակը կոչվում է դելտա սիգմա մոդուլյացում (ԴՄՍ) կամ սիգմա դելտամոդուլյացում (ՍԴՄ)[1]:

Աշխատանքում TURBO PASCAL ծրագրավորման լեզվով գրված ԴՄ համակարգի մոդելի օգնությամբ հետազոտվում է համակարգի էլքային ազդանշանի ազդանշան/աղմուկ հարաբերությունը (ԱԱՀ) տարբեր մուտքային ազդանշանների ժամանակ: Մուտքային տվյալների ազդանշանի դեպքում ամենամեծ ԱԱՀ-ը ստացվում է ԴՄ-ի ժամանակ: ԴՄ-ի հասարակ, ադապտիվ և իներցիոն տեսակների օգտագործման ժամանակ ԱԱՀ-ը ստացվում է զգալիորեն ավելի փոքր: Նշված համակարգերի նկատմամբ ԴՄՍ-ը ունի նաև զգալիորեն մեծ աղմկակայունություն: Այն պահպանում է ԱԱՀ-ն համեմատաբար բարձր մակարդակ կապուլիում գործող զգալի խանգարումների դեպքում:

Ներկայումս, երբ ավանդական հաղորդակցման բոլոր ամալոգային միջոցները անցնում են թվային ստանդարտի, ԴՄՍ-ը ըր պարզության, աղմկակայունության և ցածր բիտային հոսքի շնորհիվ ունի զարգացման մեծ հեռանկարներ:

Գրականություն

1. N.S.Jayant-Peter Noll 'Digital coding of waveforms', 1984.

