

VILNIAUS UNIVERSITETAS  
Radiofizikos katedra

## **Mikrobangų filtro konstravimas ir tyrimas**

Mikrobangų fizikos laboratorinis darbas Nr. 11

Paruošė doc. V. Kalesinskas

Vilnius 1999

## Turinys

Turinys .....	2
Mikrobangų filtro konstravimas ir tyrimas .....	3
Struktūrinė tyrimų įrenginio schema .....	4
1. Mikrojuostelinė linija.....	5
2. Lyginė ir nelyginė modos susietose juostelinėse linijose .....	9
3. Mikrobangų filtro projektavimas .....	10
4. Juostinio filtro su paskirstytųjų parametų elementais projektavimas.....	19
Literatūra.....	23
Priedas Nr. 1. Banginių varžų grafikas. ....	24
Priedas Nr. 2. Juostinio filtro projektavimo pavyzdys.....	25

## Mikrobangų filtro konstravimas ir tyrimas

Darbo tikslas. Susipažinti su mikrobangų filtrų sudarymo principais ir ypatybėmis, apskaičiuoti mikrojuostelinio filtro elementų parametrus ir ištirti filtro charakteristikas.

### Darbo užduotis

1. Išnagrinėti bangų sklidimo ypatybes nesimetrinėje mikrojuostelinėje linijoje. Pagal duotą linijos banginę varžą ir dielektrinės plokštelės parametrus apskaičiuoti linijos juostelės plotį.

2. Išsiaiškinti bangų sklidimo susietose mikrojuostelinėse linijose ypatybes ir apskaičiuoti banginę varžą lyginei ir nelyginei modoms duotam atstumui tarp juostelių (kiti linijos parametrai kaip ir 1. užduotyje).

3. Išnagrinėti žemųjų dažnių filtro–prototipo sudarymo principus ir mokėti transformuoti normuotus filtro parametrus aukštųjų dažnių ir juostiniams filtrams.

4. Pagal užduotą mikrojuostelinio filtro topologiją ir dažnius apskaičiuoti trečios eilės juostinio filtro su atvirais šoninio ryšio juosteliniais rezonatoriais parametrus.

5. Išmatuoti pateikto filtro charakteristikas eksperimentiškai.

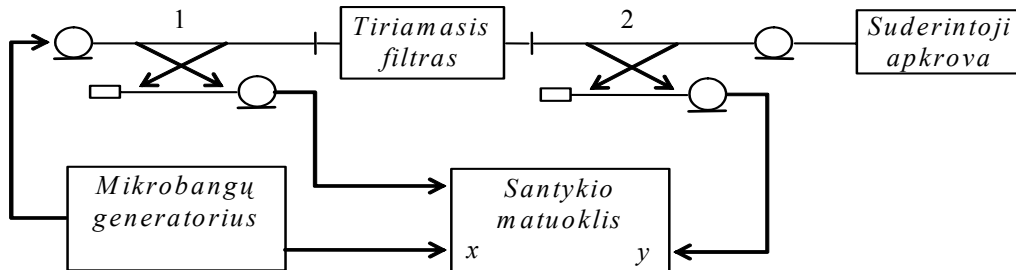
### **Atsiskaitant pateikiami šie rezultatai:**

- 1) mikrojuostelinio filtro topologijos brėžinys ir apskaičiuoti juostelių matmenys;
- 2) išmatuoto filtro dažninė perdavimo koeficiento charakteristika ir filtro parametrai.

### Literatūra:

1. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств. под ред. В.И. Вольмана. Москва: Радио и связь. 1982.
2. Фуско В. СВЧ цепи. Москва: Радио и связь. 1990.
3. Matthew G.L., Young L., Jones E.M.T. Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures. Artech House. 1965.
4. Конструирование и расчёт полосковых устройств. под ред. И.С. Ковалева. Москва: Советское радио. 1974.
5. Микроэлектронные устройства СВЧ. под ред. Г.И. Веселова. Москва: Высшая школа. 1988.

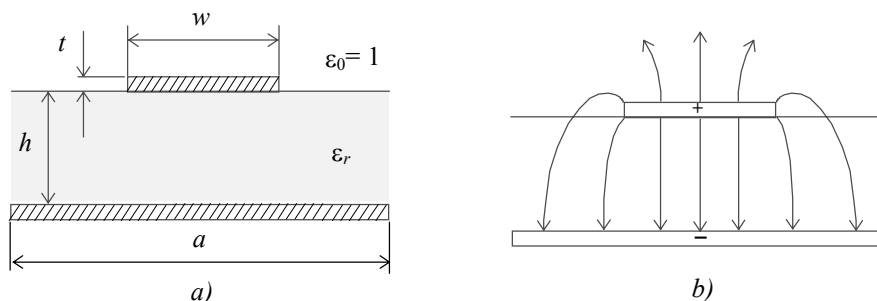
### Struktūrinė tyrimų įrenginio schema



Keičiamo dažnio mikrobangų signalas, moduluotas 100 kHz dažniu, patenka į kryptinį šakotuvą (1), kuriame dalis energijos atšakojama ir patenka į santykio matuoklį kaip atraminis signalas. Pagrindinė mikrobangų energija praeina pro tiriamąjį filtrą ir patenka į antrąjį kryptinį šakotuvą (2). Dalis praėjusio signalo energijos atšakojama ir patenka į santykio matuoklį, kuriame yra dalijama iš atraminio signalo. Šis signalų santykis, proporcingas filtro perdavimo charakteristikai, paduodamas į santykio matuoklio ekrano  $y$  krypties įėjimą. Kita dalis patenka į suderintąją apkrovą ir visiškai sugeriama. Iš mikrobangų generatoriaus į santykio matuoklį taip pat paduodamas kitas signalas, proporcingas mikrobangų dažnio deviacijai, kuris skleidžia ekrano spindulį  $x$  kryptimi. Praėjusio signalo dažnis matuojamas naudojant kalibruotą rezonatorių pagal jo rezonanso žymę. Praėjusio signalo amplitudė – pagal atraminį spindulį, susietą su praėjusio signalo amplitude. Atraminis spindulys kalibruojamas prieš įjungiant tiriamąjį filtrą.

## 1. Mikrojuostelinė linija

Mikrojuostelinės linijos konstrukcija labai paprasta: metalinė juostelė (laidininkas), kurios plotis  $w$  ir storis  $t$ , yra uždėta ant  $h$  storio vienalytės dielektrinės plokštelės, kurios santykinė dielektrinė skvarba  $\epsilon_r$ , o kita jos pusė padengta metalo sluoksniu (ekranu) (1 pav.). Lauko struktūra linijoje gana sudėtinga. Teorinę lauko analizę apsunkina tai, kad tik dalis lauko yra sutelkta dielektrike tarp juostelės ir pagrindo, kita dalis – ore virš ir šalia juostelės. Todėl linijoje ir sklindanti moda nėra grynai TEM, o kvazi-TEM. Terminu “kvazi-TEM” pabrėžiama, kad laukų struktūra dėl sluoksniuotos aplinkos oras-dielektrikas linijoje nedaug skiriasi nuo TEM bangos laukų. Žemųjų dažnių srityje prielaida, kad linijoje sklinda kvazi-TEM moda, užtikrina pakankamą tikslumą, tačiau didėjant dažniui vis labiau pasireiškia išilginė moda, kuri keičia analizės rezultatus. Pavyzdžiui, išryškėja dispersija, t.y. banginė linijos varža ir efektyvioji dielektrinė skvarba pradeda priklausyti nuo dažnio.



1 pav. Mikrojuostelinės linijos skerspjūvis (a) ir elektrinio lauko jėgų linijų pasiskirstymas (b).

Efektyviosios dielektrinės skvarbos ( $\epsilon_{ef}$ ) sąvoka labai naudinga skaičiuojant mikrojuostelines linijas, kadangi ji išreiškia ore ir dielektrike sutelktų energijų santykį.

Sklindant TEM bangai linijoje jos frontas išilgai linijos juda faziniu greičiu  $v_f$ .

$$v_f = 1/(LC)^{1/2}.$$

Jei linijos santykinė dielektrinė skvarba lygi vienetui (vietoje dielektriko yra oras), fazinis greitis sutampa su šviesos greičiu laisvojoje erdvėje

$$c = 1/(LC_0)^{1/2},$$

čia  $c \approx 10^8$  m/s;  $L$ –ilginis linijos su dielektriku induktyvumas (jis lygus ilginiam linijos be dielektriko induktyvumui);  $C_0$ –ilginė linijos be dielektriko talpa;  $C$ –ilginė linijos su dielektriku talpa. Iš šių lygybių gauname

$$c/v_f = (C/C_0)^{1/2},$$

t.y.

$$C/C_0 = (c/v_f)^2 = \epsilon_{ef}. \quad (1)$$

Mikrojuostelinė linija su santykinai plačia juostele ( $w/h \rightarrow \infty$ ) savo savybėmis yra artima plokščiajam kondensatoriui, kuriame, praktiškai, visa energija yra sutelkta dielektrike po juostele. Todėl  $\epsilon_{ef}$  yra labai artima  $\epsilon_r$ . Jeigu linijos juostelė yra pakankamai siaura ( $w/h \rightarrow 0$ ), tai elektrinio lauko energija pasiskirsto beveik vienodai ore ir dielektrike. Šiuo atveju  $\epsilon_{ef}$  yra artima dielektriko ir oro skvarbų vidurkiui, t.y.  $\epsilon_{ef} \approx (\epsilon_r + 1)/2$ . Todėl

$$(\epsilon_r + 1)/2 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r.$$

Kadangi bet kokie bangai linijoje galioja žinomas sąryšis tarp fazinio greičio ir dažnio:  $c = v\lambda_0$  linijai be dielektriko (laisvojoje erdvėje),  $v_f = v\lambda_b$  linijai su dielektriku, tai šias lygybes įstatę į (1), gauname

$$\epsilon_{ef} = (\lambda_0/\lambda_b)^2,$$

t.y.

$$\lambda_b = \lambda_0 / (\epsilon_{ef})^{1/2} = c / (v(\epsilon_{ef})^{1/2}); \quad (2)$$

čia  $\lambda_b$  – bangos ilgis mikrojuostelinėje linijoje.

Išsamesnei mikrojuostelinių linijų analizei reikalingos analizinės linijos parametrų išraiškos. Jos gaunamos apdorojant eksperimentinių tyrimų rezultatus arba, dažniausiai, – kompiuterinių skaičiavimų rezultatus. Be analizinių išraiškų neįmanoma apsieiti projektuojant įvairius mikrobangų įrenginius, kai reikia atlikti daugybę skaičiavimų optimizuojant projektuojamo įrenginio parametrus ir t.t.

Elementariems skaičiavimams tinkamas išraiškas galima rasti žinyne [1]. Nulinio storio ( $t/h=0$ ) juostelei, banguotą varžą  $Z_b$  apskaičiuojama pagal formules:

1) kai  $w/h \leq 1$

$$Z_b = \frac{120}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left( \ln\left(\frac{8h}{w}\right) + \frac{w^2}{32h^2} - \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[ \ln\left(\frac{\pi}{2}\right) + \ln\left(\frac{4}{\pi}\right) / \epsilon_r \right] \right) / (\epsilon_r + 1); \quad (3)$$

2) kai  $w/h > 1$

$$Z_b = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{w}{2h} + 0.441 + 0.082 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} + (\epsilon_r + 1) \frac{A}{2\pi\epsilon_r} \right]^{-1}, \quad (4)$$

kuriose  $A = 1.451 + \ln[w/(2h) + 0.94]$ . Skaičiavimų paklaida pagal (3) neviršija 1%, o pagal (4) – 2%.

Nesimetrinės juostelinės linijos matmenys, pagal žinomą varžą  $Z_b$ , apskaičiuojami pagal formules:

1) kai  $d > 2.1$

$$w/h = 8 / (e^d - 2e^{-d}); \quad (5)$$

2) kai  $d \leq 2.1$

$$w/h = 2 \frac{d_1 - 1}{\pi} - \frac{2}{\pi} \ln(2d_1 - 1) + (\varepsilon_r - 1) \frac{\ln(d_1 - 1) + 0.293 - 0.517/\varepsilon_r}{\pi \varepsilon_r}, \quad (6)$$

$$\text{kuriose } d = \frac{Z_b}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{(\varepsilon_r - 1)(0.226 + 0.12/\varepsilon_r)}{\varepsilon_r + 1}, \quad d_1 = \frac{60\pi^2}{(Z_b \sqrt{\varepsilon_r})}.$$

Skaičiavimų paklaida pagal (5) neviršija 1%, o pagal (6) – 2%. Efektyvioji mikrojuostelinės linijos skvarba apskaičiuojama pagal formulę

$$2\varepsilon_{ef_0} = \varepsilon_r + 1 + (\varepsilon_r - 1) \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-1/2}. \quad (7)$$

Juostelės storį galima įskaityti vietoje fizinio juostelės pločio  $w$  įvedant jos efektinį plotį  $w'$ . Jei  $0 < t/h \leq 0.08$ , tuomet  $Z_b$  galima apskaičiuoti pagal (3) ir (4) formules, vietoje  $w$  imant  $w'$ :

1) kai  $w/h \leq 0.16$

$$w'/h = w/h + t \left[1 + \ln(4\pi w/t)\right] / (\pi h); \quad (8)$$

2) kai  $w/h > 0.16$

$$w'/h = w/h + t \left[1 + \ln(2h/t)\right] / (\pi h). \quad (9)$$

Kai  $2.5 < \varepsilon_r < 6$ ,  $w/h < 1.25$  ir  $0.1 < t/w < 0.8$ ,  $Z_b$  su mažesne negu 5% paklaida užrašoma tokia empirine formule:

$$Z_b = 60 \ln \left( \frac{4}{0.536 w/h + 0.67 t/h} \right) / \sqrt{0.475 \varepsilon_r + 0.67}. \quad (10)$$

Čia pateiktos formulės (3)–(9) teisingos, kai mikrojuostelinės linijos ekrano plotis  $a \rightarrow \infty$ . Jei  $a < \infty$  ir  $t/h > 0$ , tai šios formulės galioja  $a$  vertėms, nustatomoms iš empirinių nelygybių, pateiktų 1 lentelėje.

1 lentelė. Mikrojuostelinės linijos ekrano plotis.

$t/h$	$a/w$ , esant $w/h$ lygiam		
	1.06	1.6	3.2
0.5	$\geq 9.5$	$\geq 8.0$	$\geq 6.5$
1.0	$\geq 10$	$\geq 8.5$	$\geq 7.5$
1.5	$\geq 12$	$\geq 9.5$	$\geq 8.0$

Kadangi mikrojuostelinėje linijoje pagrindinė banga yra hibridinė, tai  $v_f$ ,  $Z_b$  ir kiti linijos parametrai priklauso nuo dažnio. Tiksliai šias priklausomybes galima nustatyti tik tai sprendžiant atitinkamą kraštinį uždavinį. Paprastesniam dispersijos įvertinimui tinka empirinė formulė

$$\varepsilon_{ef} = \left( \frac{\left( \frac{v}{v_0} \right)^2 + 1}{\left( \frac{v}{v_0} \right)^2 + \sqrt{\varepsilon_r}} \right)^2 \varepsilon_r, \quad (11)$$

kurioje  $v_0 [\text{GHz}] = 3.5 + (16.2\varepsilon_r^{0.25}) / (1 + 0.12\varepsilon_r^{0.35} w/h)$ ;  $v$  – darbinis dažnis [GHz];  $\varepsilon_{ef_0}$  apskaičiuojama pagal (7). Formulės (11) tikslumas, kai  $\varepsilon_r < 12$  ir  $h \leq 1$  mm maždaug 2%. Didžiausios dispersijos srityje, kai  $\varepsilon_r > 7 \dots 8$  ir  $h > 1$  mm, paklaida padidėja iki 5%. Santykinai storoms dielektrinėms plokštelėms didžiausios dispersijos srityje naudojamos tokios formulės:

1) kai  $w/h \leq 4$

$$\varepsilon_{ef} = \varepsilon_{ef_0} + 11.8 \cdot 10^{-5} (\varepsilon_r^2 - 1) h \sqrt{Z_b} w/h (v - v_0); \quad (12)$$

2) kai  $w/h > 4$

$$\varepsilon_{ef} = \varepsilon_{ef_0} + 6.82 \cdot 10^{-5} (\varepsilon_r^2 - 1) h \sqrt{Z_b} w/h (v - v_0), \quad (13)$$

kuriose  $v_0 = 0.956 \sqrt{Z_b} / (\sqrt{h} \sqrt{\varepsilon_r - 1})$ ;  $v$  – darbinis dažnis [GHz];  $w$  ir  $h$  matuojami milimetrais;  $Z_b$  ir  $\varepsilon_{ef_0}$  skaičiuojami pagal (3), (4), (7) formules, be to, jeigu  $0 < t/h \leq 0.1$ , tai  $w/h$  reikia pakeisti į  $w'/h$ . Dispersiją pagal (12), (13) reikia įskaityti, jei  $v > v_0$ . Kai  $v < v_0$ , tai  $\varepsilon = \varepsilon_{ef_0}$ .

Praktikoje galima vadovautis tokia taisykle: realiose linijose pagrindinės bangos dispersija beveik nepasireiškia iki 1 GHz dažnio, lauko struktūra mažai skiriasi nuo T–bangos struktūros, pagrindinius mikrojuostelinės linijos parametrus galima nustatyti iš kvazistatinio artinio. Virš 1 GHz dažnio reikia įskaityti dispersiją.

Gaminamų mikrojuostelinių linijų banguotė varža paprastai nebūna didesnė kaip 125  $\Omega$  ir mažesnė už 20  $\Omega$ . Iš apačios  $Z_b$  riboja spinduliavimo nuostoliai ir skersinių modų susidarymas. Dielektrinė plokštelė gali būti pagaminta iš bet kokio dielektriko, tačiau linijoms iki 18 GHz ir aukščiau, plačiausiai naudojami du:

1) neorganinis dielektrikas aliuminio oksido pagrindu (grynas aliuminio oksidas sudaro iki 99.5%), kurio santykinė dielektrinė skvarba 8–10;

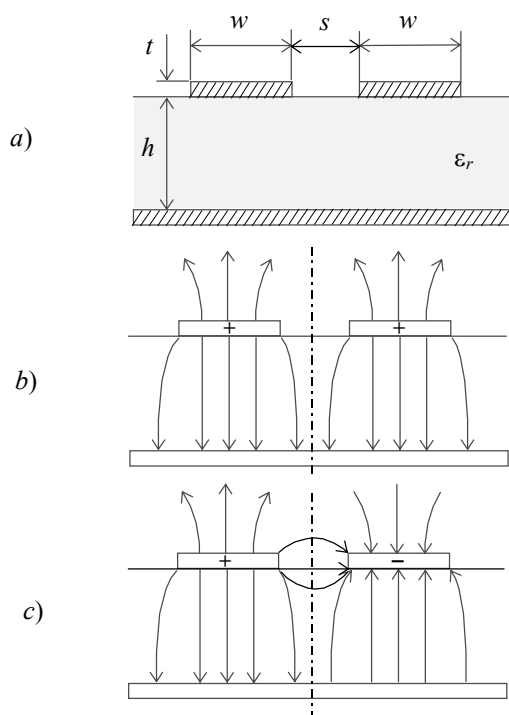
2) organiniai dielektrikai iš polistirolo arba stiklotekstolito, kurio santykinė dielektrinė skvarba 2–3, dažniausiai naudojami mikrojuostelinių įrenginių modeliavimui.

Kadangi mikrojuostelinės linijos plokštelės storis nedidelis, dažnai naudojamas metalinis gaubtas, kuris apsaugo liniją nuo atmosferos poveikio, padidina jos mechaninį atsparumą, apsaugo vidinę erdvę nuo išorinių laukų ir t.t. Tačiau jis daro įtaką linijos parametrams. Gaubto viduje dalis lauko jėgų linijų užsitrupina gaubto sienelėse, todėl dalis lauko energijos neišsklaidoma išorinėje erdvėje ir dėl to sustiprėja lauko stipris erdvėje tarp linijos ir gaubto. Kai gaubto dangtelis ir šoninės sienelės yra nutolę atstumu, maždaug penkis–šešis kartus viršijančiu, atitinkamai, dielektrinės plokštelės storį ir juostelės plotį, tai gaubto įtaka linijos parametrams yra nykstamai maža.



## 2. Lyginė ir nelyginė modos susietose juostelinėse linijose

Tarkime, kad mikrojuostelinėje linijoje dvi vienodo pločio juostelės išdėstytos taip, kaip parodyta 2 pav. Kadangi elektriniai laukai yra ne tik visiškoje juostelių artumoje, tai tarp juostelių (dėl kraštinių laukų) atsiranda tarpusavio ryšys, kurio stiprumas priklauso nuo potencialų tarp juostelių skirtumo, jų pavidalo, atstumo tarp jų ir dielektrinės plokštelės parametru.



2 pav. Susietos mikrojuostelinės linijos (a) ir elektrinių laukų struktūra lyginėms (b) ir nelyginėms (c) modoms.

Ryšys tarp juostelių panaudojamas visoje eilėje mikrobangų prietaisų, tame tarpe ir daugelyje mikrobangų filtrų. Reikiamai filtro charakteristikai gauti filtre naudojamos susietųjų linijų atkarpos, išdėstytos tam tikra tvarka ir rezonuojančios tam tikrame dažnyje.

Pabandykime grynai intuityviai išsivaizduoti susietųjų mikrojuostelinių linijų, pavaizduotų 1 pav., elektrinio lauko struktūrą. Galimi du lygiagrečių ir susietų laidininkų sužadinimo būdai: abu laidininkai turi tą patį potencialą, tarkime +1 V (lyginė moda), arba vieno laidininko potencialas yra +1, o kito – -1, V (nelyginė moda) (2 pav., atitinkamai, b) ir c)). Tuomet simetrijos plokštumos ašyje (taškinė–brūkšninė linija 2 pav.) bus arba tangentinis magnetinio lauko sandas lygus nuliui (taip vadinama, magnetinė sienelė) lyginės modos sužadinimo atveju, arba tangentinis elektrinio lauko sandas lygus nuliui (elektrinė sienelė) nelyginės modos sužadinimo atveju. Visos susieto elektrinio lauko jėgų linijos išilgai juostelių gali palaikyti lyginę ir nelyginę modas. Toks požiūris yra gana naudingas, kadangi ryšio koeficientas tarp juostelių gali būti išreikštas per linijos lyginės ir nelyginės modos banginę varžą [2]. Apibrėžkime ryšio koeficientą:

$A[\text{dB}] = 20 \cdot \lg K_u$ , kur  $K_u$  yra ryšio koeficientas pagal įtampą.

Banginė linijos varža lyginės modos atveju

$$Z_{be} = Z_b \left( \frac{1 + K_u}{1 - K_u} \right)^{1/2}, \quad (14)$$

o nelyginės –

$$Z_{bo} = Z_b \left( \frac{1 - K_u}{1 + K_u} \right)^{1/2}, \quad (15)$$

$$Z_b = (Z_{be} Z_{bo})^{1/2}. \quad (16)$$

Sąryšiai (14) ir (15) griežtai išpildomi tiksliai TEM modoms, pavyzdžiui, bendraašei arba simetrinei juostelinei linijoms, kurių sklaidimo konstantos lyginei ir nelyginei modoms yra vienodos. Mikrojuostelinėje linijoje kiekviena moda turi savo sklaidimo konstantą, todėl lyginės modos fazinis greitis yra  $v_{fe}$ , o nelyginės  $v_{fo}$ . Galima naudotis ir (14), (15) lygybėmis, tačiau pagal jas apskaičiuotą įrenginį teks paderinti eksperimentiškai. Kaip matome iš 2. pav., nelyginės modos žadinimo atveju, lauko stiprumas tarp juostelių yra didesnis negu lyginės modos atveju. Todėl ir ryšys tarp juostelių bus stipresnis. Taip pat pastebėsime, kad nelyginių modų žadinimo atveju banginė varža apskaičiuojama atsižvelgiant į priešingas bangų sklaidimo kryptis.

Kvazistatiškai  $Z_{be}$  ir  $Z_{bo}$  galima apskaičiuoti pagal apytiksles formules (3) ir (4), lyginei ir nelyginei modoms įvedus ekvivalentinius matmenis

$$\left( \frac{w}{h} \right)_e = \frac{2}{\pi} \operatorname{arch} \left( \frac{2H - g + 1}{g + 1} \right). \quad (17)$$

Kai  $\varepsilon_r \leq 6$

$$\left( \frac{w}{h} \right)_o = \frac{2}{\pi} \operatorname{arch} \left( \frac{2H - g - 1}{g - 1} \right) + \frac{4/\pi}{1 + \varepsilon_r/2} \operatorname{arch} \left( 1 + 2 \frac{w}{s} \right); \quad (18a)$$

Kai  $\varepsilon_r \geq 6$

$$\left( \frac{w}{h} \right)_o = \frac{2}{\pi} \operatorname{arch} \left( \frac{2H - g - 1}{g - 1} \right) + \frac{1}{\pi} \operatorname{arch} \left( 1 + 2 \frac{w}{s} \right); \quad (18b)$$

$$g = \operatorname{ch} \left( \frac{\pi s}{2h} \right); \quad H = \operatorname{ch} \left( \frac{\pi w}{h} + \frac{\pi s}{2h} \right). \quad (19)$$

$Z_{be}$  ir  $Z_{bo}$  skaičiavimų tvarka tokia: žinodami  $w$ ,  $h$ ,  $s$ ,  $\varepsilon_r$  pagal (19) pirmiausia apskaičiuojame  $g$  ir  $H$ , po to pagal (17) ir (18)  $(w/h)_e$  ir  $(w/h)_o$ ;  $Z_{be}$  ir  $Z_{bo}$  apskaičiuojame pagal (3) arba (4). Skaičiavimų paklaida priklauso nuo  $s/w$  ir  $\varepsilon_r$ . Kai  $s/w=1$  ir  $\varepsilon_r=9.6$ , paklaida lygi 1.5%. Kai  $s/w=0.05$  – 23%, t.y. skaičiavimai yra orientacinio pobūdžio.

### 3. Mikrobangų filtro projektavimas

Paprastai mikrojuostelinis filtras projektuojamas prieš tai išnagrinėjus sutelktųjų parametru filtrą. Toliau, pagal nustatytų sutelktųjų parametru filtro elementų vertes, yra

apskaičiuojamos paskirstytųjų elementų parametru vertės. Paskirstytųjų parametru elementai sudaromi iš įvairaus ilgio mikrojuostelinės linijos atkarpų. Parenkant linijų ilgį ir bangines varžas stengiamasi sumodeliuoti atitinkamo filtro–prototipo elementus. Tačiau į tokias filtrų grandines galima žiūrėti tik kaip į pradinį, apytikslį filtro modelį, kadangi šių filtrų dažninėje charakteristikoje neįskaitomi linijų atkarpų sujungimų reaktyvumai, dispersija, paskirstytųjų parametru elementų dažniniai periodiškumai ir k.t.

Dažniausiai yra atliekama žemųjų dažnių filtro–prototipo analizė. Šios analizės rezultatai lengvai pritaikomi ir kitokio pobūdžio (aukštųjų dažnių, juostiniams ir užtvariniams) filtrams–prototipams, pritaikius nesudėtingus normuotojo dažnio pakeitimus.

Pagal apibrėžimą, žemųjų dažnių filtru vadinama dažniui atranki grandinė, kurios dažnių praleidimo juosta yra nuo nulio iki tam tikro dažnio, vadinamo ribiniu praleidimo juostos dažniu  $\omega_p$  [rad/s]. 3 a pav. pavaizduota idealiojo filtro dažninė amplitudės charakteristika, kurią, deja, praktiškai neįmanoma realizuoti dėl begalinio charakteristikos statumo ties ribiniu dažniu, tačiau priartėti prie jos galima įvairiais būdais.

Vieno iš jų esmė ta, kad filtro dažninę amplitudės charakteristiką galima aproksimuoti perdavimo funkcija

$$|G(\omega)| = \frac{1}{(1 + \omega^{2n})^{1/2}}, \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (20)$$

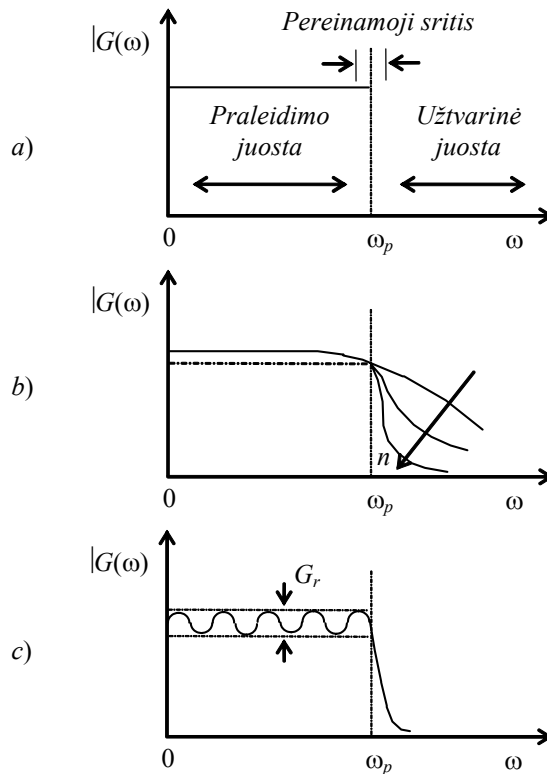
kurią pirmasis pasiūlė Batervortas (Butterworth S.). Filtrai, apibūdinami (20) formule aprašoma dažnine amplitudės charakteristika, vadinami filtrais su Batervorto charakteristika arba maksimaliai plokščia charakteristika, kadangi tokių filtrų perdavimo koeficientas praleidimo srityje praktiškai nepriklauso nuo dažnio (3 pav. b).

Kitas paplitęs būdas, kai dažninė amplitudės charakteristika yra aproksimuojama tokia perdavimo funkcija:

$$|G(\omega)| = \frac{1}{(1 + \varepsilon T_n^2(\omega))^{1/2}}, \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (21)$$

kurioje  $\varepsilon$ –konstanta;  $T_n(\omega)$ –pirmosios rūšies Čebyševio polinomiali, apibrėžiami taip:

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \arccos \omega), & 0 \leq \omega \leq 1, \\ \operatorname{ch}(n \operatorname{arch} \omega), & \omega > 1. \end{cases} \quad (22)$$



3. pav. Ideali (a), maksimaliai plokščia (b) ir stačiausia (c) žemųjų dažnių filtro perdavimo funkcijos dažninė amplitudės charakteristika.

Iš (22) seka, kad

$$T_0(\omega) = 1, \quad T_1(\omega) = \omega.$$

Čebyševio polinomiali paprastai skaičiuojami ne pagal (22) formulę, o pagal rekurentinius sąryšius, kuriuos patogiau užrašyti, įvedus pažymėjimą  $\theta = \arccos(\omega)$ , kai  $0 \leq \omega \leq 1$ :

$$T_{n+1}(\omega) + T_{n-1}(\omega) = 2 \cos(n\theta) \cos \theta = 2\omega T_n(\omega).$$

Iš čia išplaukia, kad

$$\begin{aligned} T_2(\omega) &= 2\omega T_1(\omega) - T_0(\omega) = 2\omega^2 - 1, \\ T_3(\omega) &= 2\omega T_2(\omega) - T_1(\omega) = 4\omega^3 - 3\omega, \\ T_4(\omega) &= 2\omega T_3(\omega) - T_2(\omega) = 8\omega^4 - 8\omega^2 + 1, \text{ ir t.t.} \end{aligned}$$

Čebyševio filtrų dažninė amplitudės charakteristika pavaizduota 3 pav. c. Praleidimo juostoje charakteristikai būdingos amplitudės svyravimai. Svyravimų skaičius praleidimo juostoje susietas su praleidimo charakteristikos statumu viršijus ribinį dažnį  $\omega_p$ : didinant filtro elementų skaičių  $n$ , kartu didėja ne tik charakteristikos statumas, bet ir svyravimų skaičius. Lyginant su Batervorto filtrais, Čebyševio filtrų charakteristikos statumas, esant tam pačiam reaktyviųjų elementų skaičiui, yra žymiai didesnis.

Didinant reaktyviųjų filtro elementų skaičių, blogėja dažninė šių filtrų fazės charakteristika. Batervorto filtrų dažninė fazės charakteristika yra geresnė už Čebyševio filtrų.

Tuo atveju, kai svarbiausia turėti gerą tiesinę fazinę charakteristiką, naudojami Beselio filtrai su gana gera tiesine fazės dažnine charakteristika praleidimo juostoje, tačiau žymiai prastesne amplitudės dažnine charakteristika. Beselio filtrai naudojami fazės keitikliuose ir grandinėse, kur reikia garantuoti tam tikrą praėjusio signalo vėlinimo trukmę. Filtro charakteristikas aproksimuoti naudojamos ir kitokios funkcijos: antrosios rūšies Čebyševio polinomiali, Ležandro, Lagero, Ermito polinomiali, taip pat galima aproksimuoti ir eliptinėmis funkcijomis, tiesių atkarpomis ir t.t.

Išlogaritmavę (20) ir (21), gauname išraiškas filtrų silpninimui (dB) skaičiuoti. Filtrui su maksimaliai plokščia (Batervorto) charakteristika

$$L(\omega) = -20 \lg \left( \frac{1}{\left(1 + (\omega/\omega_p)^{2n}\right)^{1/2}} \right) = 10 \lg \left( 1 + (\omega/\omega_p)^{2n} \right). \quad (23)$$

Filtrui su Čebyševio charakteristika, kai  $0 \leq \omega \leq \omega_p$

$$L(\omega) = -20 \lg \left( \frac{1}{\left(1 + \varepsilon T_n^2(\omega/\omega_p)\right)^{1/2}} \right) = 10 \lg \left( 1 + \varepsilon \cos^2 \left( n \arccos(\omega/\omega_p) \right) \right), \quad (24)$$

kai  $\omega > \omega_p$

$$L(\omega) = 10 \lg \left( 1 + \varepsilon \operatorname{ch}^2 \left( n \operatorname{arcch}(\omega/\omega_p) \right) \right). \quad (25)$$

Čia

$$\varepsilon = 10^{\frac{G_r}{10}} - 1.$$

Skaičiuojant Čebyševio filtrą svyravimų amplitudę  $G_r$  reikia išreikšti decibelais.

Atliekant filtro–prototipo sintezę, pagal duotą slopinimo  $L(\omega)$  vertę tam tikram dažniui  $\omega$  užtvarinėje srityje, reikia surasti filtro grandžių skaičių  $n$ . Batervorto filtrui iš (23) gauname

$$n = \frac{\lg \left( 10^{(L(\omega)/10)} - 1 \right)}{2 \lg(\omega/\omega_p)}, \quad (26)$$

o Čebyševio filtrui iš (25)

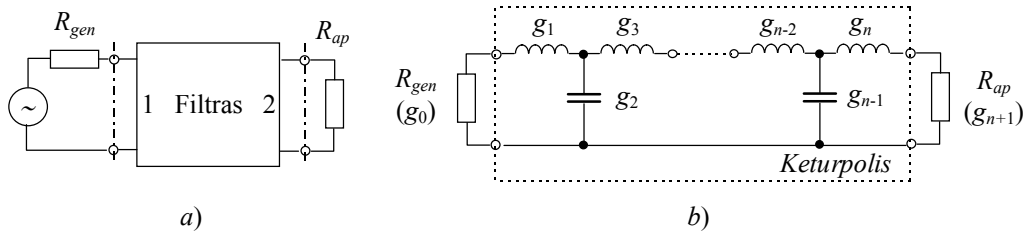
$$n = \frac{\operatorname{arch} \left( \left( 10^{(L(\omega)/10)} - 1 \right) / \left( 10^{(G_r/10)} - 1 \right) \right)^{1/2}}{\operatorname{arch}(\omega/\omega_p)}; \quad (27)$$

čia  $G_r$  – svyravimų amplitudė praleidimo juostoje, išreikšta decibelais. Atliekant skaičiavimus pagal (27), patogiau pasinaudoti tapatybe

$$\operatorname{arch}(x) = \ln\left(x + (x^2 - 1)^{1/2}\right).$$

Gautosios pagal (26) ar (27)  $n$  vertės suapvalinamos iki didesnio sveikąjo skaičiaus.

Filtras, kaip taisyklė, yra jungiamas tarp žinomos vidinės varžos generatoriaus ir tam tikros apkrovos (4 pav. a). Be to, daugeliu atvejų generatoriaus ir apkrovos varžas galima laikyti grynai aktyviosiomis. 4 pav. b pavaizduota vieno iš filtrų–prototipų schema su normuotais elementais  $g$ , išreiškiamais per  $n$  grandžių filtro perdavimo funkcijos šaknis. ( $g$ -parametrai vadinami normuotais filtro parametrais, kadangi jie lygūs filtro elementų parametrams, jei  $\omega_p=1$  ir yra ijungti tarp  $1 \Omega$  varžų).



4 pav. Filtro, kaip keturpolio, jungimas į grandinę (a) ir jo schema (b).

Filtrą sudaro kelios T-pavidalo grandys, sumontuotos iš ričių ir kondensatorių. (Lygiai taip pat galėtų būti ir  $\Pi$ -pavidalo grandys, tik tai šiuo atveju  $g_1$  būtų lygiagrečiai iungto kondensatoriaus talpa, o  $g_2$  – nuosekliai iungtos ritės induktyvumas). Jeigu  $g_1$  ir  $g_n$  yra talpos, tai  $g_0$  ir  $g_{n+1}$ , atitinkamai, bus generatoriaus ir apkrovos aktyviosios varžos; jeigu  $g_1$  ir  $g_n$  yra induktyvumai, tai  $g_0$  ir  $g_{n+1}$ , atitinkamai, bus generatoriaus ir apkrovos aktyvieji laidumai.

Batervorto filtrui schemas  $g$ -parametrai apskaičiuojami pagal šias formules:

$$\begin{aligned} \omega_p &= 1, \\ g_0 &= g_{n+1} = 1, \\ g_k &= 2 \sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right), \quad k = 1, 2, 3, \dots, n, \end{aligned} \quad (28)$$

kuriuose sinuso argumentas išreikštas radianais.

Dydžio  $g$  vertės išsidėstę simetriškai filtro centro atžvilgiu tiek lyginiam, tiek nelyginiam grandžių skaičiui  $n$ , todėl, ijungtas tarp vienodų varžų, filtras neišderins grandinės.

Čebyševio filtrui, turinčiam praleidimo juostoje  $G_r$  amplitudės osciliacijas,  $g$ -parametrai apskaičiuojami pagal šias formules:

$$\begin{aligned} \omega_p &= 1, \\ g_0 &= 1, \quad g_1 = 2a_1/\psi, \\ g_k &= \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n, \\ g_{n+1} &= \begin{cases} 1, & \text{kai } n \text{ nelyginis,} \\ \operatorname{cth}^2(\beta/4), & \text{kai } n \text{ lyginis,} \end{cases} \end{aligned} \quad (29)$$

$$\beta = \ln\left(\operatorname{cth}\left(\frac{G_r}{17.37}\right)\right), \quad \psi = \operatorname{sh}\left(\frac{\beta}{2n}\right),$$

$$a_k = \sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right), \quad b_k = \psi^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right).$$

Esant lyginiam  $n$ ,  $g$  vertės išsidėstę simetriškai filtro centro atžvilgiu, nelyginiam  $n$  simetrija neišlaikoma. Ši filtro savybė naudinga, kai reikia suderinti nevienodas varžas.

Žemųjų dažnių filtro–prototipo normuotų parametrų skaičiavimų rezultatai gali būti lengvai pritaikyti kitokio pobūdžio filtrų elementams skaičiuoti.

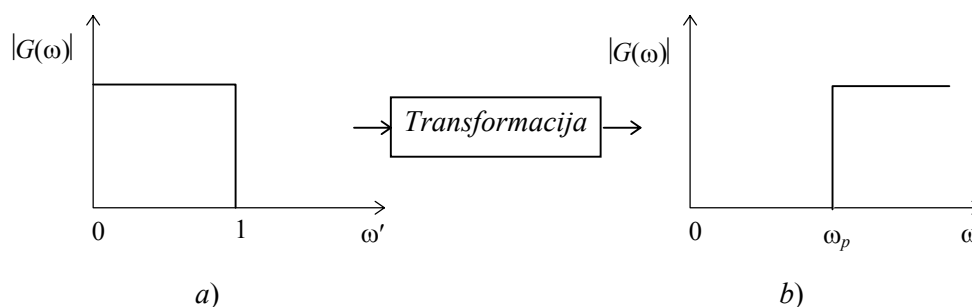
Aukštųjų dažnių filtro–prototipo charakteristika gaunama iš žemųjų dažnių filtro–prototipo charakteristikos, atlikus dažnio transformaciją (5 pav.), kuri turi tenkinti tokias sąlygas:

- 1) dažnis  $\omega'$  turi pereiti į dažnį  $\omega = \infty$ ;
- 2) dažnis  $\omega' = 1$  turi pereiti į  $\omega = \omega_p$ .

Matematinė tokios transformacijos forma atrodo taip:

$$\omega' = -\frac{\omega_p}{\omega}.$$

Ši transformacija nekeičia dažninės amplitudės charakteristikos formos.



5 pav. Dažnio transformacija, pakeičianti žemųjų dažnių filtro charakteristiką *a)* į aukštųjų dažnių filtro charakteristiką *b)*.

Aukštųjų dažnių filtras konstruojamas naudojantis žemųjų dažnių filtro–prototipo schema, pakeitus induktyviuosius elementus talpiniais, o talpinius –induktyviaisiais.

Tokiu būdu, normuotas induktyvumas  $g_{ZDF}$  keičiamas į normuotą talpą

$$C_{ADF} = \frac{1}{\omega_p g_{ZDF}},$$

o normuota talpa  $g_{ZDF}$  keičiama į normuotą induktyvumą

$$L_{ADF} = \frac{1}{\omega_p g_{ZDF}}.$$

Atliekant šią dažnio transformaciją aktyviosios varžos nesikeičia, todėl gautąsias parametrų vertes reikia perskaičiuoti atsižvelgiant į apkrovos varžos  $R_{ap}$  vertę. Dėl to visi induktyvumai ir aktyviosios varžos dauginami iš  $R_{ap}$ , o visos talpos dalijamos iš  $R_{ap}$ .

Kadangi ši transformacija nepakeičia filtro dažninės amplitudės charakteristikos formos, tai ir reaktyviųjų elementų skaičius, užtikrinantis reikiamą silpninimą užtvarinėje juostoje (žemiau  $\omega_p$ ), apskaičiuojamas pagal tas pačias formules (26) ir (27), kaip ir žemųjų dažnių filtrams.

Juostinio filtro–prototipo charakteristika gaunama iš žemųjų dažnių filtro–prototipo charakteristikos, atlikus dažnio transformaciją (6 pav.), kuri turi tenkinti tokias sąlygas:

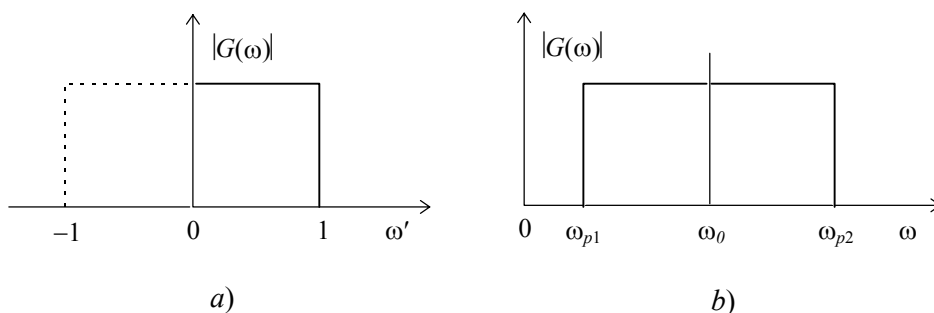
- 1) dažnis  $\omega' = 1$  turi pereiti į dažnį  $\omega_{p2}$ ;
- 2) dažnis  $\omega' = 0$  turi pereiti į  $\omega_0$ ;
- 3) dažnis  $\omega' = -1$  turi pereiti į dažnį  $\omega_{p1}$

Matematinė tokios transformacijos forma atrodo taip:

$$\omega' = \frac{1}{\omega_{p2} - \omega_{p1}} \left( \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \right).$$

Centrinis juostinio filtro dažnis užrašomas kaip geometrinis dydžių  $\omega_{p2}$  ir  $\omega_{p1}$  vidurkis:

$$\omega = \sqrt{\omega_{p2}\omega_{p1}}.$$



6. pav. Dažnio transformacija, pakeičianti žemųjų dažnių filtro charakteristiką *a*) į juostinio filtro charakteristiką *b*). Juostos plotis  $\omega_{p2} - \omega_{p1}$ .

Juostinio filtro apkrautoji kokybė  $Q_a$  trijų decibelų lygyje apskaičiuojama pagal paprastą formulę

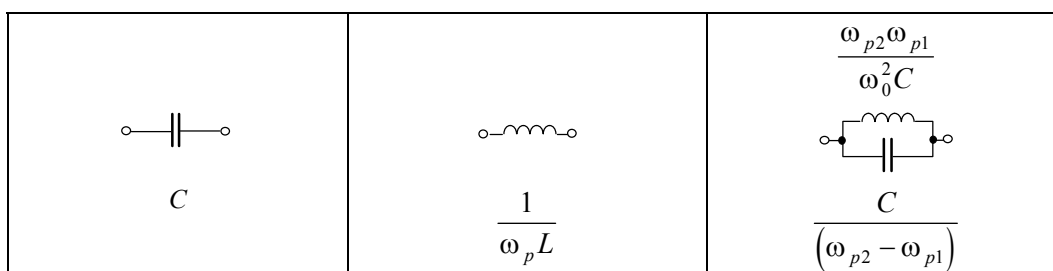
$$Q_a = \omega_0 / (\omega_{p2} - \omega_{p1}).$$

Užtvarinio filtro charakteristika gaunama nuosekliai atlikus abi nurodytas transformacijas. Be to, žemųjų dažnių filtro–prototipo talpos ir induktyvumai juostiniams filtrams yra keičiami, atitinkamai, į lygiagretųjį ir nuoseklųjį kontūrus, o užtvariniams filtrams – į nuoseklųjį ir lygiagretųjį kontūrus (žr. 1 lentelę).

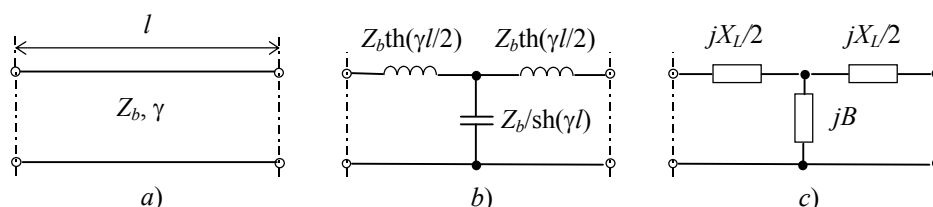
1 lentelė. Filtro elementų transformacija

Žemųjų dažnių filtras	Aukštųjų dažnių filtras	Juostinis filtras
$L$	$\frac{1}{\omega_p L}$	$\frac{L}{(\omega_{p2} - \omega_{p1})} \quad \frac{\omega_{p2}\omega_{p1}}{\omega_0^2 L}$





Dabar panagrinėkime, kaip iš perdavimo linijos atkarpų padaryti sutelktųjų parametru reaktyvųjų elementą (pavyzdžiui, induktyvumą arba talpą). Panagrinėkime perdavimo linijos atkarpos T–pavidalo ekvivalentinę schemą (7 pav.). Kai linijos atkarpa yra pakankamai maža, nuostoliai linijoje yra nedideli ir jų galima nepaisyti. Tuomet ekvivalentinių parametru išraiškų formulėse (7 pav., *b*) hiperbolinės funkcijos virs trigonometrinėmis, o ekvivalentinę schemą sudarys tik reaktyvieji elementai (7 pav., *c*).



7 pav. Perdavimo linijos atkarpa (*a*), jos ekvivalentinė simetrinė T–pavidalo sutelktųjų parametru schema (*b*) ir schema, kurioje neįskaityti nuostoliai (*c*).

Iš 7 pav. *b* ir *c* matome, kad

$$X_L = 2Z_b \operatorname{tg}(\beta l/2), \quad X_C = 1/B = Z_b/\sin(\beta l). \quad (30)$$

Užrašant formules (30) buvo laikoma, kad kompleksinės sklaidimo konstantos  $\gamma = \alpha + j\beta$  realioji dalis  $\alpha$  lygi nuliui, t.y. linijoje nėra nuostolių. Jeigu trumpą perdavimo liniją pakeistume  $\Pi$ –pavidalo ekvivalentine schema, tai, kai  $\alpha = 0$ , gautume panašias lygybes:

$$X_L = Z_b \sin(\beta l), \quad X_C = 1/B = Z_b/(2 \operatorname{tg}(\beta l/2)). \quad (31)$$

I (30) ir (31) įstatę  $\beta = \omega/v_f$  ir panaudoję aproksimaciją  $\operatorname{tg}\theta \approx \sin\theta \approx \theta$  [rad], kuri yra teisinga trumpoms linijų atkarpoms, gauname šias formules:

T–pavidalo ekvivalentinei schemai

$$\begin{aligned} X_L &= \omega L = 2Z_b \operatorname{tg}\left(\frac{\omega l}{2v_f}\right) = Z_b \omega l/v_f \Big|_{l < \lambda/8}, \\ B &= \omega C = Y_b \sin\left(\frac{\omega l}{v_f}\right) = Y_b \omega l/v_f \Big|_{l < \lambda/8}, \end{aligned} \quad (32)$$

$\Pi$ –pavidalo ekvivalentinei schemai

$$\begin{aligned} X_L &= \omega L = Z_b \sin\left(\frac{\omega l}{v_f}\right) = Z_b \omega l/v_f \Big|_{l < \lambda/8}, \\ B &= \omega C = 2Y_b \operatorname{tg}\left(\frac{\omega l}{2v_f}\right) = Y_b \omega l/v_f \Big|_{l < \lambda/8}. \end{aligned} \quad (33)$$

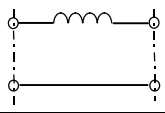
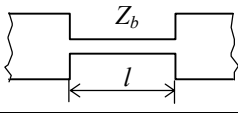
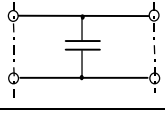
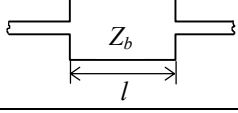
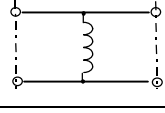
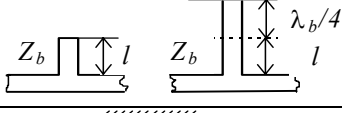
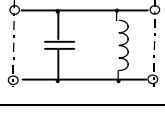
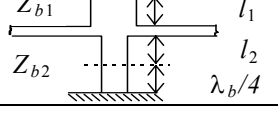
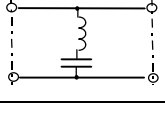
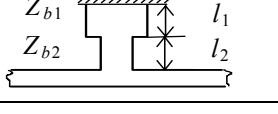
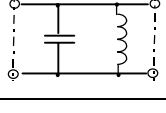
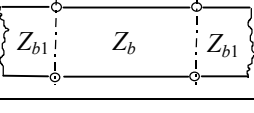
Iš (32) ir (33) seka, kad sutelktųjų ir paskirstytųjų parametrų elementų parametrai yra susieti sąryšiais

$$\begin{aligned} L &= Z_b l / v_f, \\ C &= l / (Z_b v_f). \end{aligned} \quad (34)$$

Todėl, jeigu trumpa didelės banginės varžos linijos atkarpa yra įjungta į mažesnės varžos linijos tarpą, tai iš (34) matome, kad  $C \rightarrow 0$ . Tokia linijos atkarpa bus ekvivalenti nuosekliai įjungtam induktyvumui. Atitinkamai, jeigu į didelės banginės varžos linijos tarpą bus įjungta mažos varžos atkarpa, tai iš (34) matome, kad tokia atkarpa bus ekvivalenti lygiagrečiai prijungtai talpai.

Remiantis išnagrinėtų paskirstytųjų parametrų grandinių elementų ir sutelktųjų parametrų elementų panašumu, galima sugalvoti visą eilę elementų ir kitaip įjungtų į grandinę: lygiagretųjų induktyvumą, nuoseklųjų kontūrą ir t.t. Antroje lentelėje pateikti sutelktųjų parametrų grandinių elementų atitikmenys paskirstytųjų parametrų grandinių elementams, padarytiems iš mikrojuostelinės linijos atkarpų.

2 lentelė. Sutelktųjų parametrų grandinių elementų atvaizdavimas paskirstytųjų parametrų linijų atkarpomis

Nr.	Sutelktųjų parametrų grandinių elementai	Paskirstytųjų parametrų grandinių elementai	Sąryšio formulės ( $l < \lambda_g/8$ )
1			$L = \frac{Z_b l}{v \lambda_g}$
2			$C = \frac{l}{Z_b v \lambda_g}$
3			$L = \frac{Z_b l}{v \lambda_g}$
4			$C = \frac{l_1}{Z_{b1} v \lambda_g}, \quad L = \frac{l_2 Z_{b2}}{v \lambda_g}$
5			$Z_{b1} \ll Z_{b2}$
6			$L = \frac{1}{\omega^2 C}, \quad Z_{b1} \gg Z_{b2}$

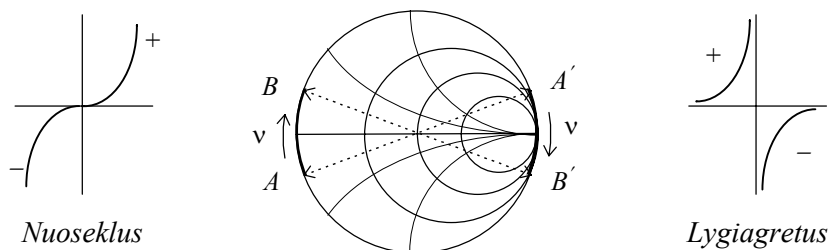
Kai kuriuos sutelktųjų parametrų grandinių elementus, sudarytus iš mikrojuostelinių linijų atkarpų (pvz. Nr. 2, 4, 5), bet įjungtus nuosekliai, galima realizuoti tik panaudojus specialias priemones. Pavyzdžiui, nuosekliai į linijos atkarpą įjungtą talpą galima gauti linijos atkarpoje padarius skersines išpjovas. Tokių elementų prireikia konstruojant aukštųjų dažnių arba juostinius filtrus.

#### 4. Juostinio filtro su paskirstytųjų parametru elementais projektavimas

Kaip jau matėme praeitame paragrafe, pereinant nuo žemųjų dažnių filtro–prototipo prie tų pačių elementų juostinio filtro–prototipo, pastarajame atsiranda lygiagrečiai ir nuosekliai įjungtos  $LC$ –grandinės. Lygiagrečiai įjungtos  $LC$ –grandinės lengvai sudaromos iš paskirstytųjų parametru elementų, pavyzdžiui, iš 2 lentelėje pavaizduotų elementų Nr. 4, 6. Elementą Nr. 4 sudaro lygiagrečiai prie linijos prijungtos baigtinio ilgio atšakos (kilpos), kurios atitinka sutelktųjų elementų parametrus  $L$  ir  $C$ . Elementą Nr. 6 sudaro vienalytės  $Z_b$  varžos linijos atkarpa, silpnai susieta su pagrindine linija ir veikianti kaip lygiagreti rezonansinė grandinė. Kaip padaryti nuosekliai į liniją įjungtą nuoseklųjį kontūrą? Paprasčiausias būdas – nuosekliai sujungti didelės banginės varžos linijos atkarpa, atitinkančią induktyvumą, ir sutelktųjų parametru talpą. Toks sprendimas priimtinas tik palyginti žemiems dažniams, kai galima naudoti sutelktųjų parametru elementus. Didesniams dažniams tenka ieškoti alternatyvių sprendimų. Vienas iš galimų būdų, leidžiantis atsisakyti sutelktųjų parametru elementų, – toks filtro ekvivalentinės schemos pertvarkymas, kai schemoje nelieka nuosekliai įjungtų nuoseklųjų  $LC$ –kontūrų.

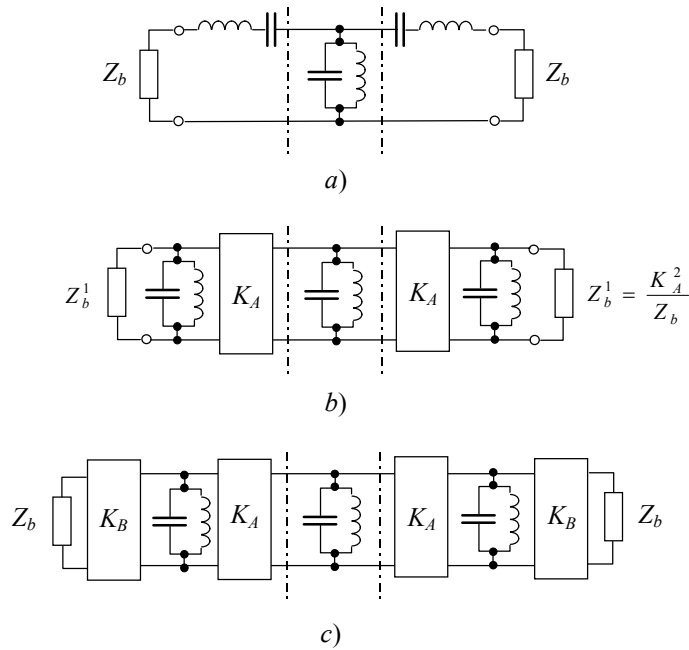
8 pav. parodyta, kaip, naudojant inversiją (transformaciją apskritiminyje varžų diagramoje, kai varža  $Z$  pakeičiama laidžiu  $Y=K^2/Z$ , kur  $K$ –inversijos koeficientas), nuosekliojo rezonansinio  $LC$ –kontūro įėjimo varža pakeičiama į lygiagrečiojo  $LC$ –kontūro įėjimo varžą. Šią inversiją fiksuotame dažnyje atlieka papildoma ketvirčio bangos ilgio linijos atkarpa.

Varžos invertorių naudojimą, atliekant juostinių sutelktųjų parametru filtrų elementų projektavimą pagal filtro–prototipo parametrus, iliustruoja 9 pav.



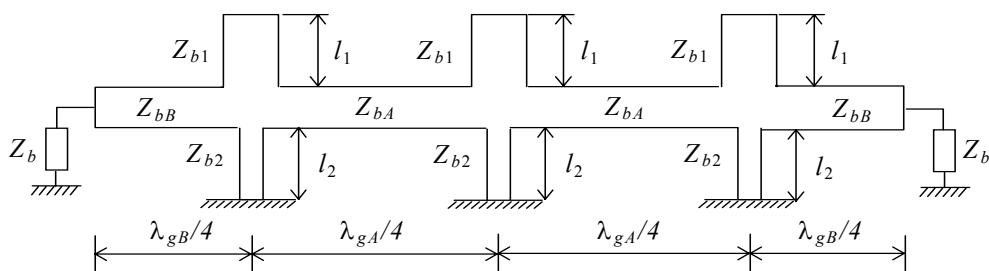
8 pav. Varžos inversija naudojant ketvirčio bangos ilgio linijos atkarpa.

9 pav., *a* pateikta juostinio trečiosios eilės filtro–prototipo schema, kurios normuoti  $g$ –parametrai yra apskaičiuojami pagal jau aprašytą žemųjų dažnių filtro–prototipo  $g$ –parametru skaičiavimo metodiką. Užbaigus šį projektavimų tarpsnį, kitas žingsnis – į schemą įvesti varžos invertorius (schemoje jie pažymėti raide  $K_A$ ). Invertoriai pakeičia nuosekliąsias rezonansines grandines joms ekvivalentėmis lygiagrečiosiomis grandinėmis (8 pav., *b*). Siekiant, kad filtro varža dėl invertorių įvedimo nepasikeistų, schemoje su invertoriais apkrovos varžą  $Z_b$  reikia pakeisti į  $Z_b^1$ . Filtro įėjimo varža atstatoma filtro įėjime ir išėjime įjungiant papildomus invertorius (schemoje jie pažymėti raide  $K_B$ ), kurie pakeičia varžą  $Z_b^1$  į varžą  $Z_b$ . 9 pav., *c* pateikta sutelktųjų parametru filtro–prototipo schema jau tinka galutinei filtro sintezei atlikti.



9 pav. Mikrojuostelinio filtro projektavimo procedūra: a) ekvivalentinė trečiosios eilės juostinio filtro schema; b) ekvivalentinė schema su varžos invertoriais; c) prototipo schema su atstatytomis apkrovos varžomis.

Filtro konstrukcija iš mikrojuostelinių linijų atkarpų gali būti įvairi. Vienoje iš jų, gana patogioje technologiniu požiūriu, lygiagrečiai rezonansiniai kontūrai sudaromi iš užtrumpintų ir atvirų atšakų (10 pav.). Elementai, atitinkantys varžų invertorius, formuojami iš nuosekliai įjungtų ketvirčio bangos ilgio atkarpų. Šioje konstrukcijoje visos atvirosios atšakos yra vienodų ilgio  $l_1$  ir banginės varžos  $Z_{b1}$ , o užtrumpintos – vienodų  $l_2$  ir  $Z_{b2}$ . Konstrukciją galima pakeisti prie  $l_2$  ilgio atšakų vietoje trumpiklių prijungiant papildomas atviras ketvirčio bangos ilgio linijos atkarpas, kurių banginė varža rezonanso dažnyje yra lygi nuliui. Tokia modifikacija turi papildomą privalumą: per filtrą į apkrovą galima paduoti priešįtampį. Atšakų parametrai apskaičiuojami pagal antroje lentelėje pateiktas formules (elementas Nr. 4), atsižvelgiant į tai, kad  $Z_{b1} \ll Z_{b2}$ .



10 pav. Filtro sudarymas iš lygiagrečiųjų linijos atšakų.

Banginės invertorių linijų atkarpų varžos apskaičiuojamos pagal formules [2]:

$$Z_{bA} = \frac{2Z_b}{\pi B} \sqrt{g_1 g_2},$$

$$Z_{bB} = Z_b \sqrt{\frac{2g_1}{\pi B}}.$$
(35)

Šiose formulėse  $Z_b$  – varža, prie kurios jungiamas filtras; parametrai  $g_1$  ir  $g_2$  apskaičiuojami pagal žemųjų dažnių filtra–prototipą;  $B$  – santykinė filtro dažnių praleidimo juosta:

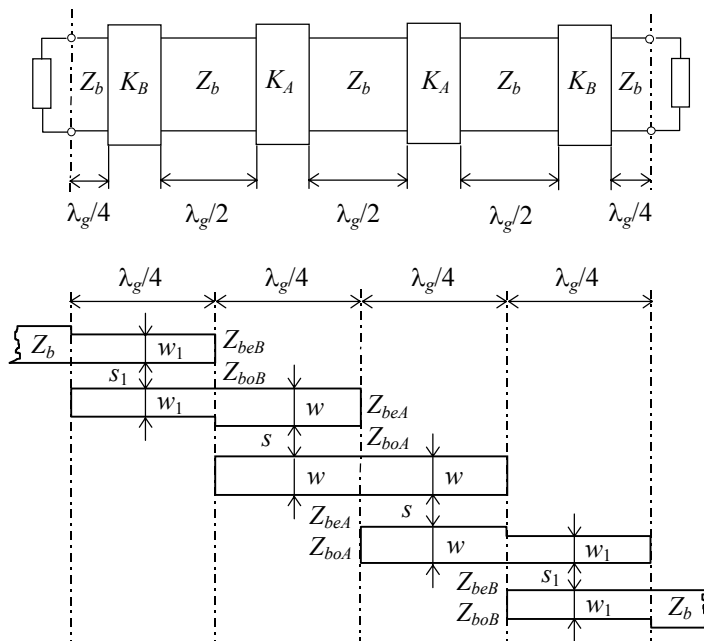
$$B = \frac{\omega_{p2} - \omega_{p1}}{\omega_0}.$$

Kitos mikrojuostelinio filtro konstrukcijos pagrindą sudaro silpnai susieta su pagrindine linija, tokios pat varžos  $Z_b$  kaip ir pagrindinė linija, linijos atkarpa, veikianti kaip lygiagrečioji rezonansinė grandinė. Atkarpos ilgis lygus pusei bangos ilgio rezonanso dažnyje (11 pav.).

Invertoriaus įėjimo parametrai, kai prie abiejų jo galų yra prijungtos ketvirčio bangos ilgio linijos atkarpos, sutampa su ketvirčio bangos ilgio susietosios perdavimo linijos parametrais, jei išpildomos šios sąlygos [3]:

$$\begin{aligned} Z_{be} &= Z_b \left( 1 + \frac{Z_b}{K} + \left( \frac{Z_b}{K} \right)^2 \right), \\ Z_{bo} &= Z_b \left( 1 - \frac{Z_b}{K} + \left( \frac{Z_b}{K} \right)^2 \right), \end{aligned} \tag{36}$$

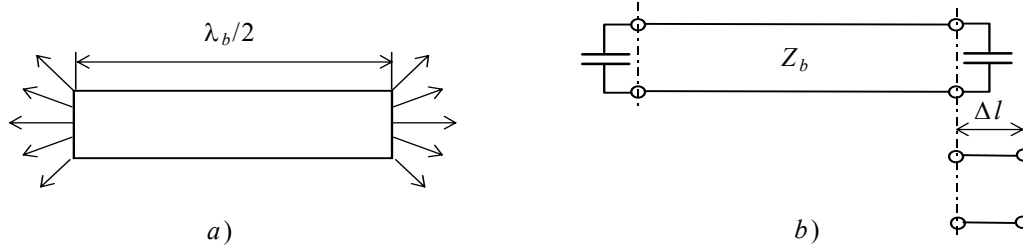
kuriose  $Z_{be}$  ir  $Z_{bo}$  – banginės varžos lyginiam ir nelyginiam susietųjų linijų bangų tipui. (36) formulės taikomos kiekvienam invertoriui atskirai.



11 pav. Filtro sudarymas iš silpnai susietų mikrojuostelinių rezonatorių.

Kai varžos  $Z_{be}$  ir  $Z_{bo}$  jau žinomos, belieka pagal (17)–(19) formules apskaičiuoti juostelių pločius ir atstumą tarp jų (galima pasinaudoti grafiku, pateiktu priede). Juostinio filtro, pateikto 11 pav., topologija yra viena iš plačiausiai taikomų ir tinka juostiniams filtrams su dažnių praleidimo juosta siekiančia 20%. Platesnę juostą gauti sunku dėl to, kad atstumai tarp juostelių galinėse grandyse pasidaro labai maži ir sunkiai pakartojami. Galimos ir kitokios filtrų topologijos. Konkrečios topologijos parinkimas priklauso nuo filtriui keliamų reikalavimų.

Rezonatorių ilgio problema taikant šoninį ryšį tarp juostelių iki šiol nebuvo aptarta. Buvo manoma, kad fizinis rezonatoriaus ilgis tiksliai lygus pusei bangos ilgio perdavimo linijoje. Šiuo atveju neįskaitomi parazitiniai kraštiniai laukai juostelių galuose. Dėl jų filtro praleidimo juosta pasislenka į žemųjų dažnių pusę. Tai reiškia, kad rezonatoriaus ilgis yra didesnis už pusę centrinio dažnio bangos ilgio. Dažnių poslinkį lemia kraštinės atvirų rezonatorių galų talpos. Panašus pavienis rezonatorius ir jo ekvivalentinė schema pateikti 12 pav.



12. pav. Rezonatorius (a) ir jo ekvivalentinė schema, įskaitanti kraštinę talpą (b).

Dėl kraštinių talpų elektrinis rezonatoriaus ilgis yra didesnis už jo fizinį ilgį. Pailgėjimą  $\Delta l$  nesunku susieti su kraštinės talpos verte. Jei nuostoliai linijoje neįskaitomi, tai atvirosios atšakos įėjimo varža apskaičiuojama pagal formulę

$$X = -jZ_b \operatorname{ctg}(\beta l).$$

Akivaizdu, kad rezonatorius su prijungtomis papildomomis  $\Delta l$  ilgio atkarpomis bus ekvivalentiškas rezonatoriui su kraštinėmis talpomis, jeigu reaktyvioji kraštinės talpos varža bus prilyginta atvirosios atšakos įėjimo varžai, t.y.

$$X = \frac{1}{j\omega C_{kr}} = -jZ_b \operatorname{ctg}(\Delta l \beta) = -\frac{jZ_b}{\operatorname{tg}(\Delta l \beta)}.$$

Kadangi  $\Delta l \rightarrow 0$ , tai galima pasinaudoti mažų kampų tangento aproksimacija

$$\frac{1}{j\omega C_{kr}} = -\frac{jZ_b}{\Delta l \beta}.$$

Kadangi  $\beta = 2\pi/\lambda_g$ , tai

$$\Delta l = Z_b \lambda_g \nu C_{kr},$$

arba

$$\Delta l = Z_b C_{kr} \nu_f; \quad (37)$$

čia  $\nu_f = c/\sqrt{\varepsilon_{ef}}$  – fazinis bangos greitis mikrojuostelinėje linijoje;  $\nu_f = c/\sqrt{\varepsilon_r}$ , jei banga yra skersinė.

Sumažintas rezonatoriaus ilgis apskaičiuojamas pagal formulę

$$\frac{\lambda_g^1}{2} = \frac{\lambda_g}{2} - 2\Delta l. \quad (38)$$

Kraštinės talpos vertė priklauso nuo linijos tipo. Mikrojuostelinei linijai gali būti apskaičiuojamas pagal tokią apytiksle formulę [2]:

$$\Delta l = 0.412h \left( \frac{\varepsilon_{ef} + 0.3}{\varepsilon_{ef} - 0.258} \right) \left( \frac{w/h + 0.256}{w/h + 0.813} \right). \quad (39)$$

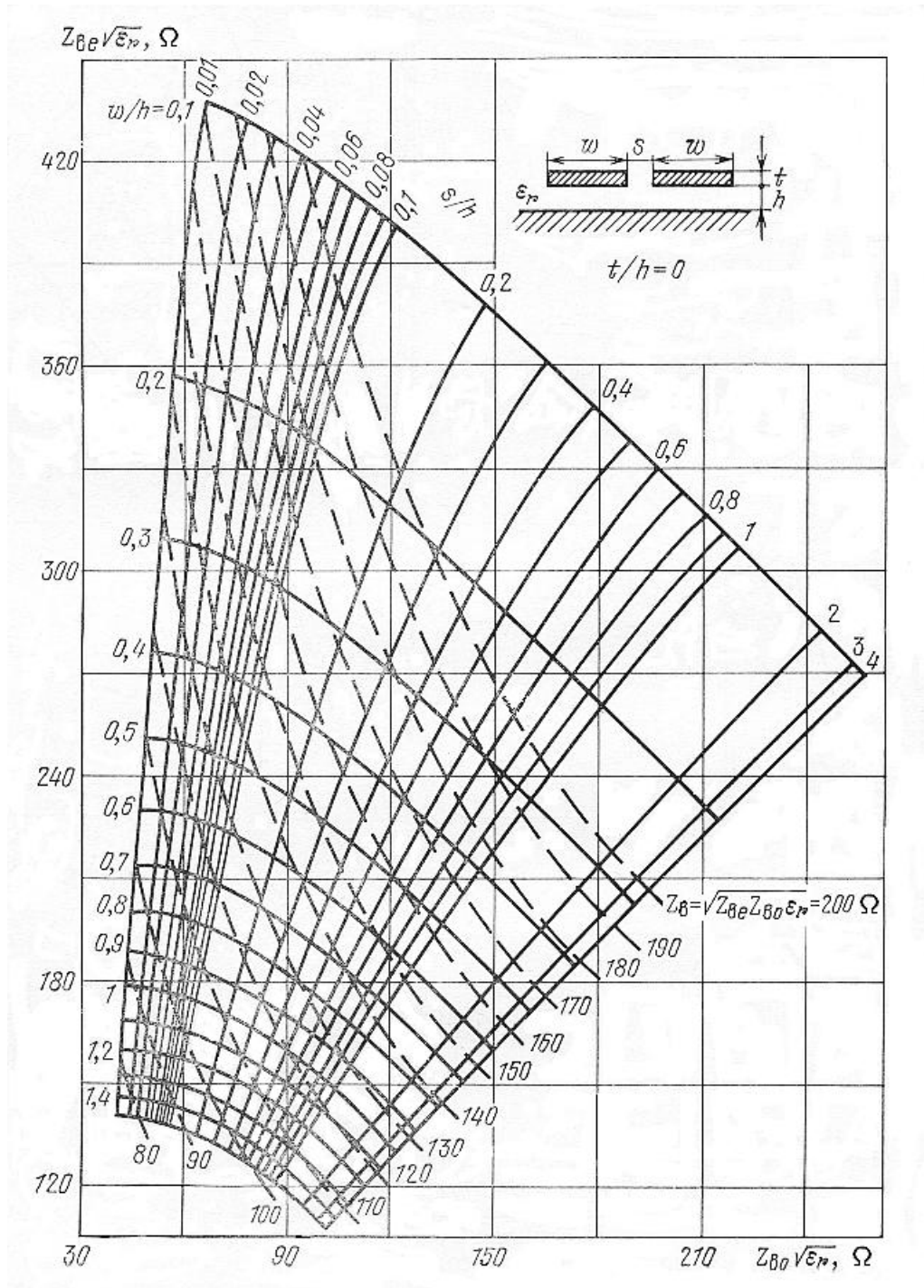
Ši formulė yra gauta empiriniu būdu, todėl ją taikyti reikia labai atsargiai. Patikimesnius rezultatus galima gauti tik skaitiniais metodais apskaičiavus kraštinę talpą.

### Literatūra

1. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств. под ред. В.И. Вольмана. Москва: Радио и связь. 1982.
2. Фуско В. СВЧ цепи. Москва: Радио и связь. 1990.
3. Matthew G.L., Young L., Jones E.M.T. Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures. Artech House. 1965.

### Priedas Nr. 1. Banginių varžų grafikas.

Susietų mikrojuostelinių linijų  $Z_{be}$ ,  $Z_{bo}$  ir  $Z_b$  priklausomybė nuo  $w/h$  ir  $s/h$  [1].





## Priedas Nr. 2. Juostinio filtro projektavimo pavyzdys.

Sukonstruoti juostinį filtrą pagal 11 pav. pateiktą filtro topologiją. Pradiniai duomenys: centrinis praleidimo juostos dažnis  $\nu_0 = 4.35$  GHz; praleidimo juosta  $\nu_{p2} - \nu_{p1} = 0.1$  GHz; apkrovos ir generatoriaus varžos  $Z_{ap} = 50 \Omega$ ; charakteristika Čebyševio, svyravimų amplitudė –  $G_r = 1$  dB; dielektrinės plokštelės aukštis  $h = 1.45$  mm; santykinė dielektrinė skvarba  $\epsilon_r = 5$ ; filtro grandžių skaičius  $n = 3$ .

1. Pagal formules (29) apskaičiuojame normuotus filtro parametrus  $g_i$ :

$$g_0 = g_4 = 1, \quad g_1 = g_3 = 2.0237, \quad g_2 = 0.99408.$$

2. Pagal formules (35) apskaičiuojame bangines invertorių varžas:

$$Z_{bA} = \frac{2Z_b}{\pi B} \sqrt{g_1 g_2} = K_A \approx 1962 \Omega, \quad Z_{bB} = Z_b \sqrt{\frac{2g_1}{\pi B}} = K_B \approx 374 \Omega.$$

3. Pagal formules (36) apskaičiuojame invertorių bangines varžas lyginiam ir nelyginiam bangų tipui.

Paėmę  $K$  lygį  $Z_{bA}$  gauname

$$Z_{beA} = Z_b \left( 1 + \frac{Z_b}{K_A} + \left( \frac{Z_b}{K_A} \right)^2 \right) \approx 51.31 \Omega, \quad Z_{boA} = Z_b \left( 1 - \frac{Z_b}{K_A} + \left( \frac{Z_b}{K_A} \right)^2 \right) \approx 48.76 \Omega,$$

o paėmę  $K$  lygį  $Z_{bB}$  gauname

$$Z_{beB} = Z_b \left( 1 + \frac{Z_b}{K_B} + \left( \frac{Z_b}{K_B} \right)^2 \right) \approx 57.57 \Omega, \quad Z_{boB} = Z_b \left( 1 - \frac{Z_b}{K_B} + \left( \frac{Z_b}{K_B} \right)^2 \right) \approx 44.21 \Omega.$$

4. Iš grafiko, pateikiamo priede Nr. 1, arba panaudodami formules (17)–(19) ir (3), (4) surandame juostelių pločius ir atstumus tarp juostelių:

$$\frac{w}{h} \approx 1.3; \quad \frac{s}{h} \approx 4; \quad \frac{w_1}{h} \approx 1.25; \quad \frac{s_1}{h} \approx 1.6.$$

5. Bangų ilgus juostelinuose rezonatoriuose apskaičiuojame suradę efektyviają dielektrinę skvarbą pagal formulę (7). Rezonatorių ilgiai

$$l = \lambda_g / 4 = \lambda_0 / \left( 4 \sqrt{\epsilon_{ef}} \right) = 9.051 \text{ mm, kai } w/h = 1.3;$$

$$l_1 = \lambda_{g1} / 4 = \lambda_0 / \left( 4 \sqrt{\epsilon_{ef1}} \right) = 9.067 \text{ mm, kai } w/h = 1.25.$$

6. Pasinaudodami (39) formule patiksliname rezonatorių ilgus, įskaitydami kraštines atvirų rezonatorių galų talpas.

**Skaičiavimų rezultatai:**  $w = 1.89$  mm;  $s = 5.8$  mm;  $l = 8.534$  mm;  $w_1 = 1.81$  mm;  $s_1 = 2.32$  mm;  $l_1 = 8.559$  mm.