15. Sageduskordistid ja -muundurid

IEE2560 – Raadiosageduslik elektroonika

Sageduskordisti

- Mida suuremaks läheb vajaliku signaali sagedus, seda keerukamaks ja kulukamaks muutub soovitud sagedusega ostsillaatori valmistamine.
- Alternatiiviks on signaali genereerimine madalamal sagedusel ja seejärel ostsillaatori väljundsignaali sageduse kordistamine.
- Sageduse kordistamist saab teostada mittelineaarsete ahelatega, näiteks dioodide- või transistoride abil.
- Vastavaid seadmeid nimetatakse **sageduskordistiteks** (*frequency multiplier*).
- Olulised parameetrid on kordistustegur n ja kasutegur η.
- Mürategur on vähemalt $NF = 20\log(n)$.

Manley-Rowe seosed

- Kui kaovaba mittelineaarse süsteemi sisendisse anda kahe harmoonilise signaali summa, sagedustega ω_1 ja ω_2, siis tekkinud komponentide energia jaotust kirjeldavad **Manley-Rowe seosed**:

$$\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\frac{nP_{nm}}{n\omega_1+m\omega_2}=0,$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{mP_{nm}}{n\omega_1+m\omega_2}=0.$$

Reaktiivne sageduskordisti

- Sageduskordisti puhul on sisendiks ainult üks harmooniline võnkumine (sagedusega ω_1). Seega saame Manley-Rowe seostes võtta $m = 0$ ja lihtsustada avaldise kujule (alaliskomponent $n = 0$ puudub)

$$\sum_{n=1}^{\infty} P_{n0} = 0, \text{ ehk } \sum_{n=2}^{\infty} P_{n0} = -P_{10}$$

- P_{10} on sisendsignaali võimsus ja seega positiivne. Kui kõik ülejäänud harmoonilised väljundkomponendid on koormatud kaovabade reaktiivkomponentidega, siis saame $P_{n0}/P_{10} = 1$. Teoreetiline kasutegur on 100 %.

Varaktor

- Varaktor ja mahtuvusdiood on pooljuhtdioodid mille pn-siirde parasiitmahtvus c_s sõltub siirde rakendatava vastupinge U suurusest.
- Sõltuvus on mittelineaarne:

$$c_s = \frac{C_0}{\left(1 - \frac{U}{U_0}\right)^{\gamma}},$$

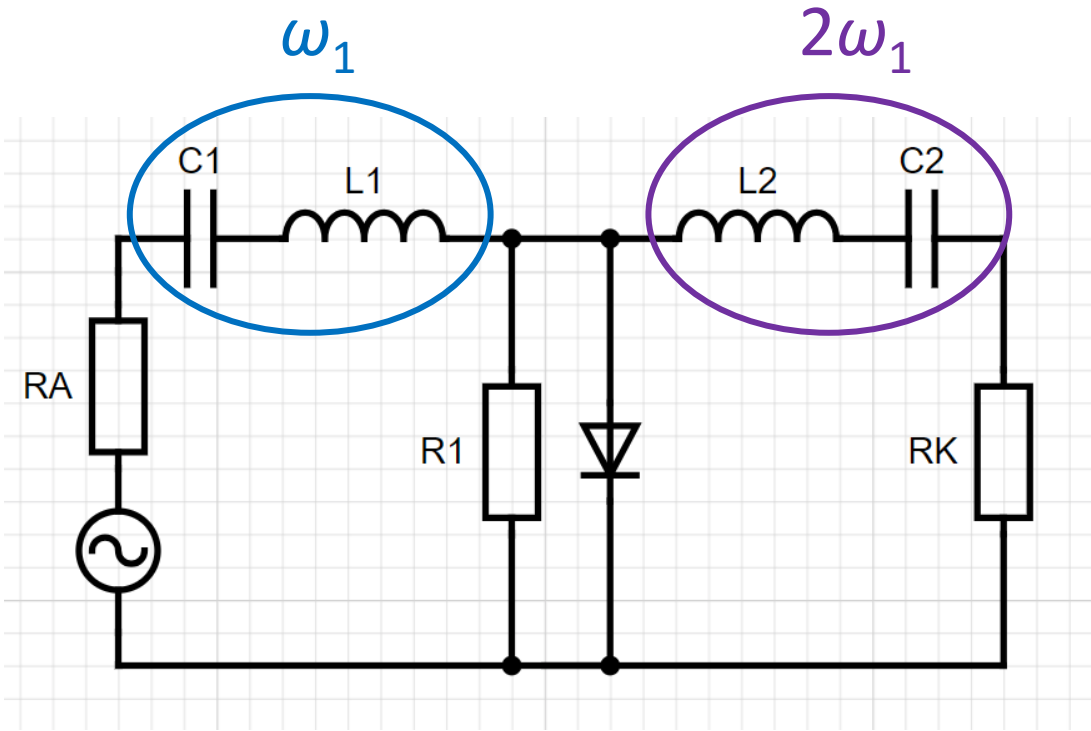
kus C_0 on mahtuvus vastupinge puudumisel.

- Konstant U_0 sõltub dioodi materjalist, astendaja γ on tüüpiliselt võrdne 0,5-ga.
- Kahe diooditüübi peamine erinevus seisab nende rakendustes:
  - Mahtuvdioode kasutatakse võnkeringide ja filtrite pingega häälestamisel.
  - Varaktoreid aga, mittelineaarse mahtuvusena, sageduse kordistamisel.

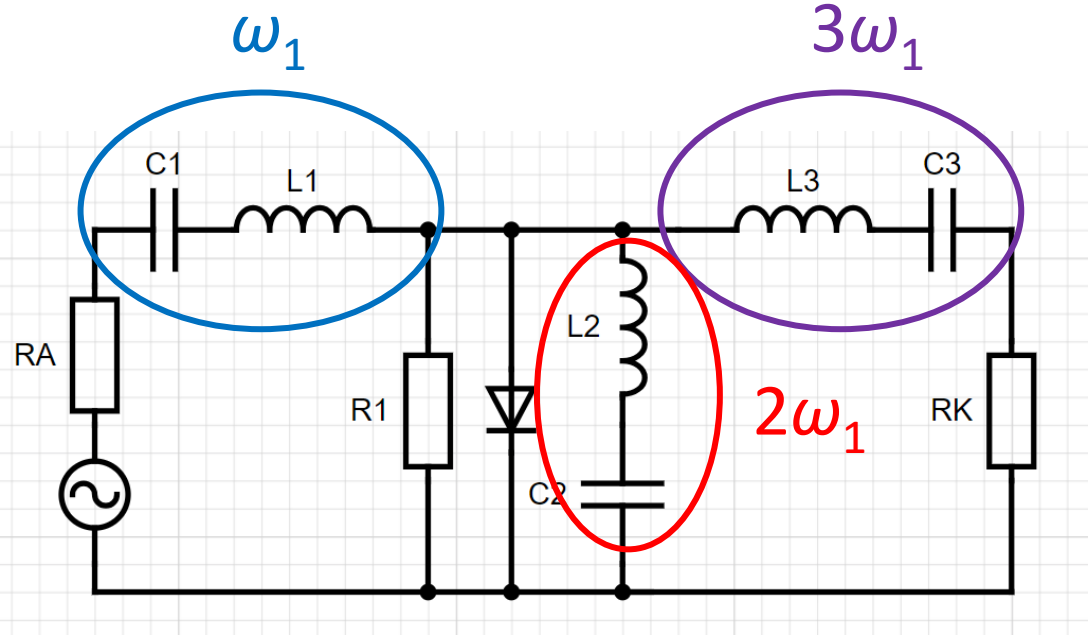


Varaktoriga sageduskordisti

- Passiivne seade, ei vaja iseenesest välist toidet.
- Alternatiividega võrreldes suur kasutegur.
  - Õpikus 50 - 80 %;
  - Praktikas pigem kuni 33 %.
- Piiratud ribalaius.
- Kordistustegur suhteliselt väike, 2 – 4 korda.

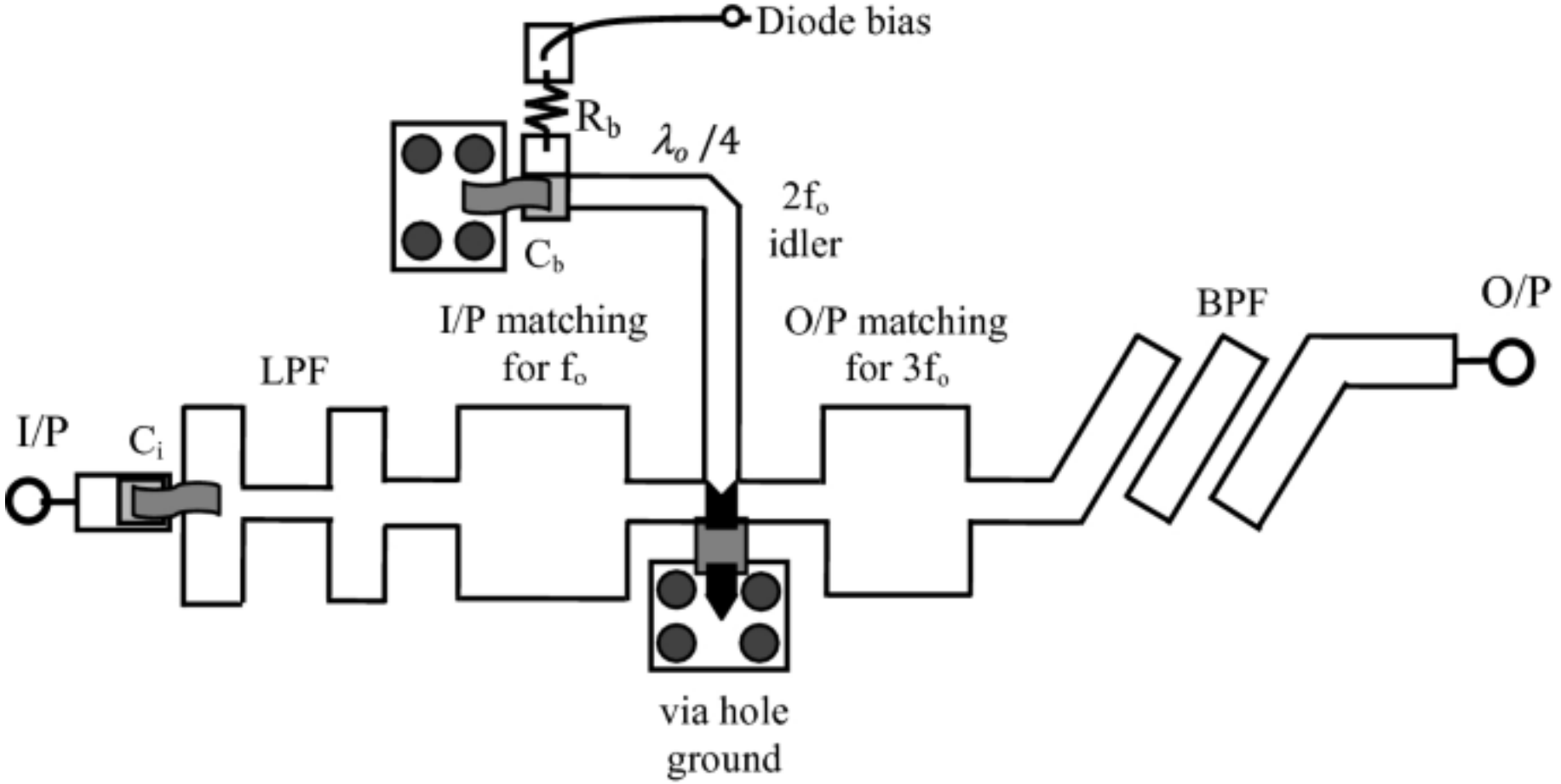


Varaktoriga sageduse kolmekordisti



- Kahest suurema kordistusteguri *n* saamiseks on üldjuhul vajalik, et varaktorit läbiks ka vool teise harmoonilise sagedusel $2\omega_1$.
- Selleks lisatakse nn „*Idler circuit*“ vabakäiguahel, joonisel L2 C2.

Varaktoriga sageduskordisti näide



Joonis: Subhash Chandra Bera, Microwave Active Devices and Circuits for Communication. 2019

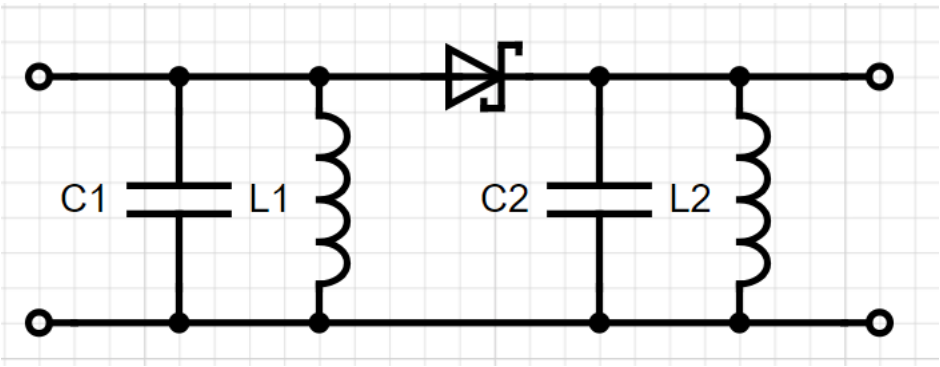
Takistuslik sageduskordisti pooljuhtdioodil

- Kordades madalama kasuteguriga kui varaktoritel põhinevad lahendused.
- Eeliseks on palju suurem ribalaius.
- Sarnaselt Manley-Row seostele saab näidata, et

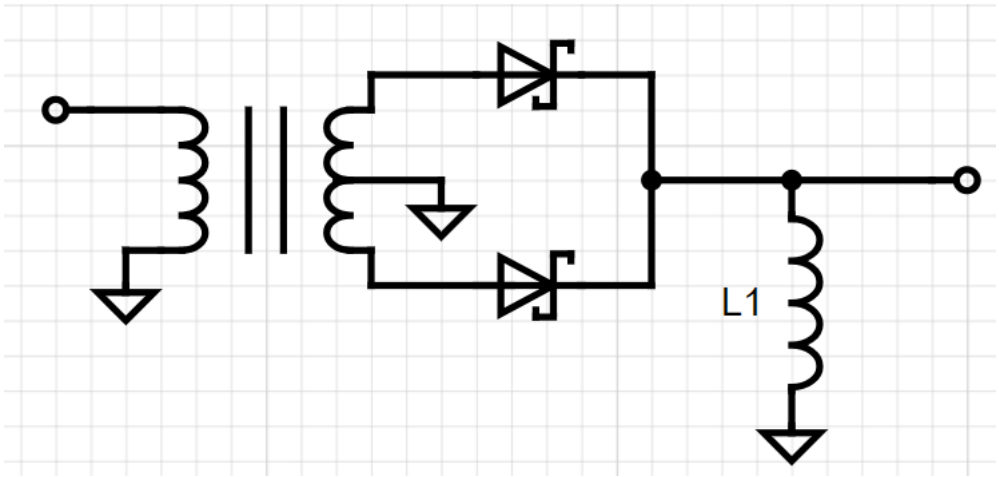
$$\sum_{n=0}^{\infty} n^2 P_n \geq 0.$$

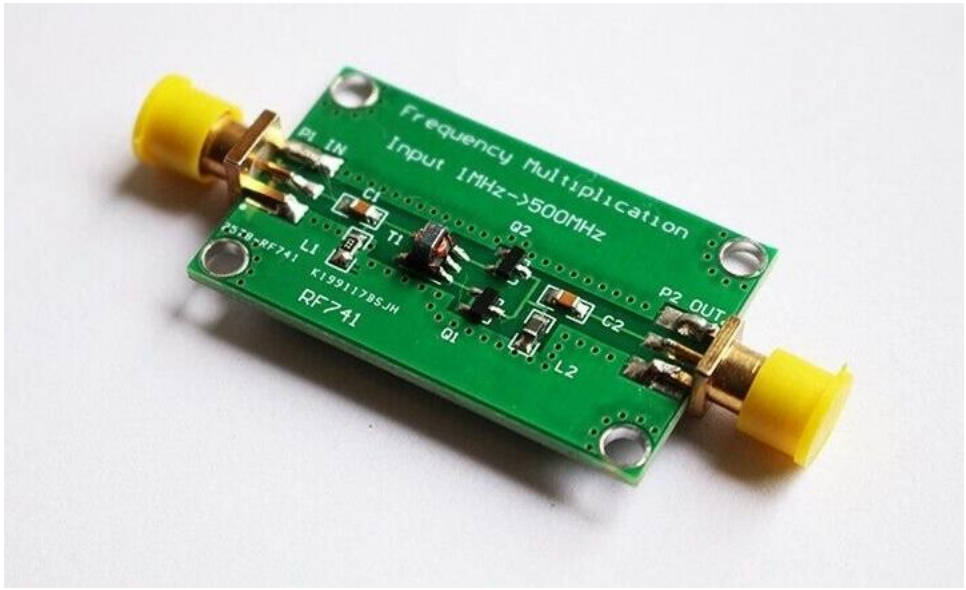
- Viimasest lähtub, et kasutegur

$$\frac{P_n}{P_1} \leq \frac{1}{n^2}.$$

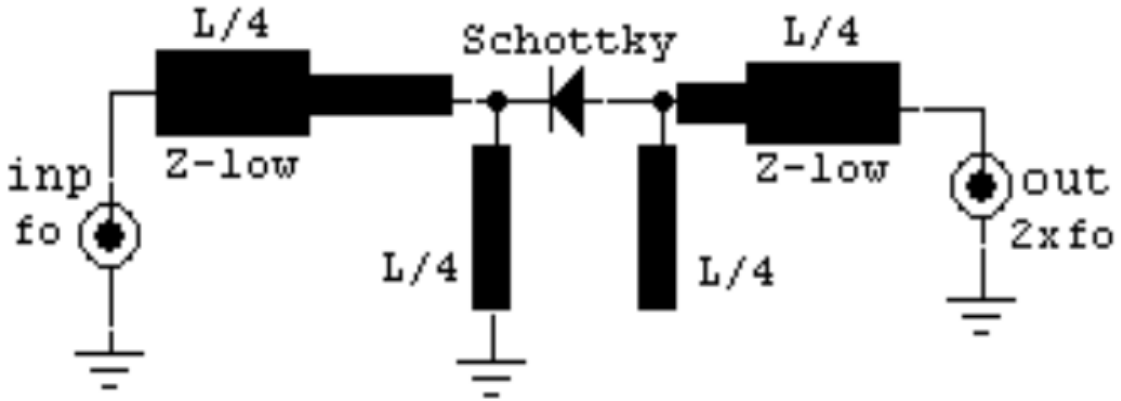


Sageduskordisti näide





Mikrolaine sageduskordisti näide



Microwave Microstrip Frequency Doubler

Joonis: https://www.qsl.net/va3iul/Frequency_Multipliers/Frequency_Multipliers.pdf

Väljatransistoriga sageduskordisti

- Olgu sisendis sagedusega $f = 1/T$ harmooniline pinge

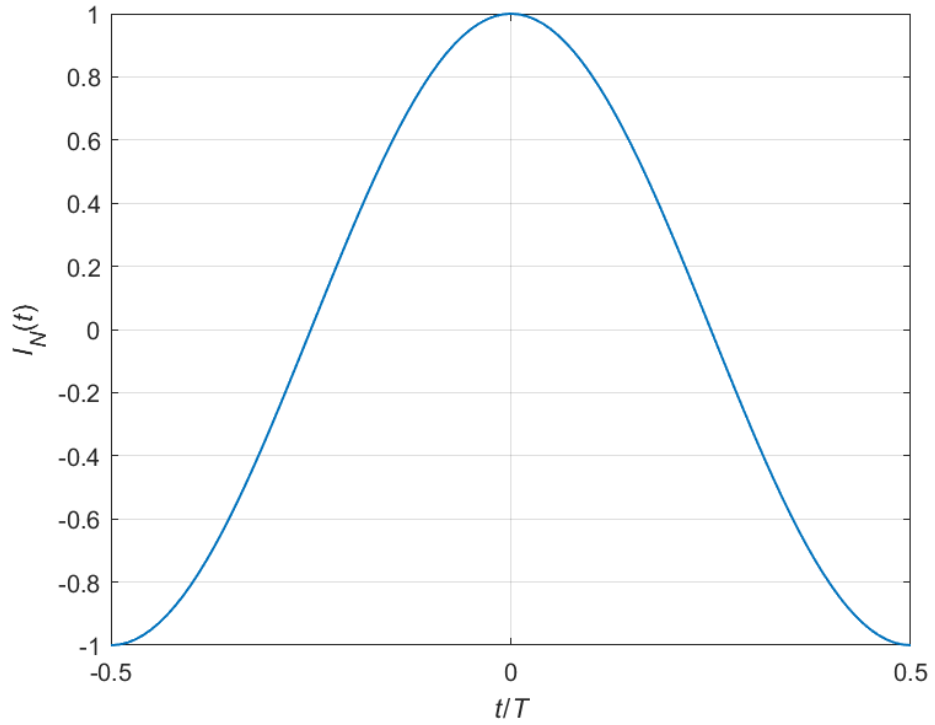
$$u_P(t) = U_{Pm}\cos(2\pi f t) = U_{Pm}\cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right).$$

- Sobiva eelpinge valikul on kordisti väljundis koosinus-impulsid kestusega τ

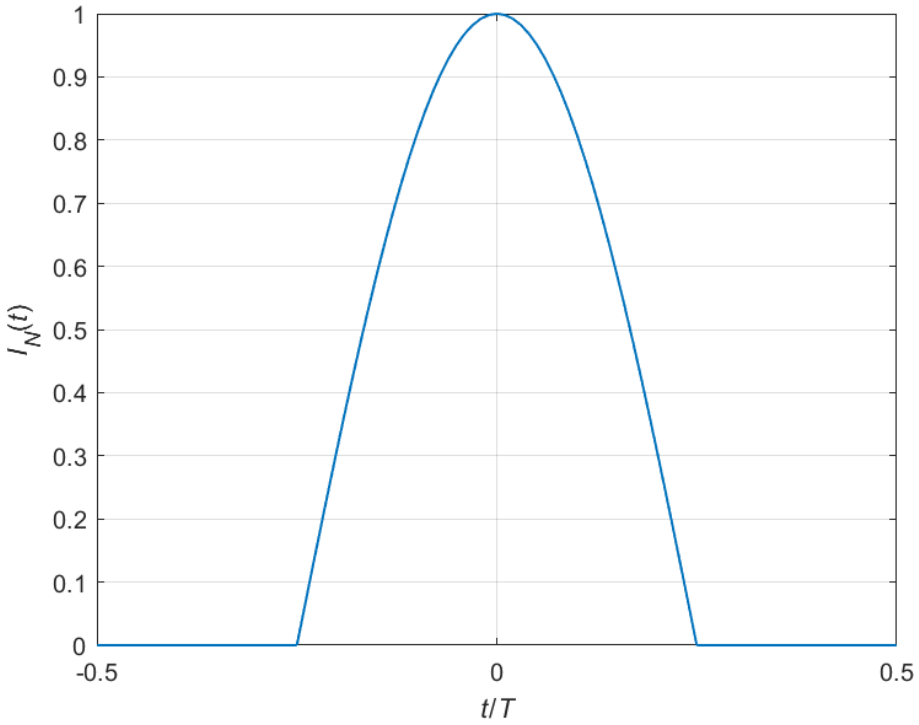
$$i_N(t) = \begin{cases} I_{max}\cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right), \text{kui } |t| < \frac{\tau}{2} \\ 0, \text{kui } \frac{\tau}{2} < |t| < \frac{T}{2} \end{cases}.$$

Koosinusimpulss

$\tau = T$



$\tau = T/2$



Koosinusimpulssi spekter

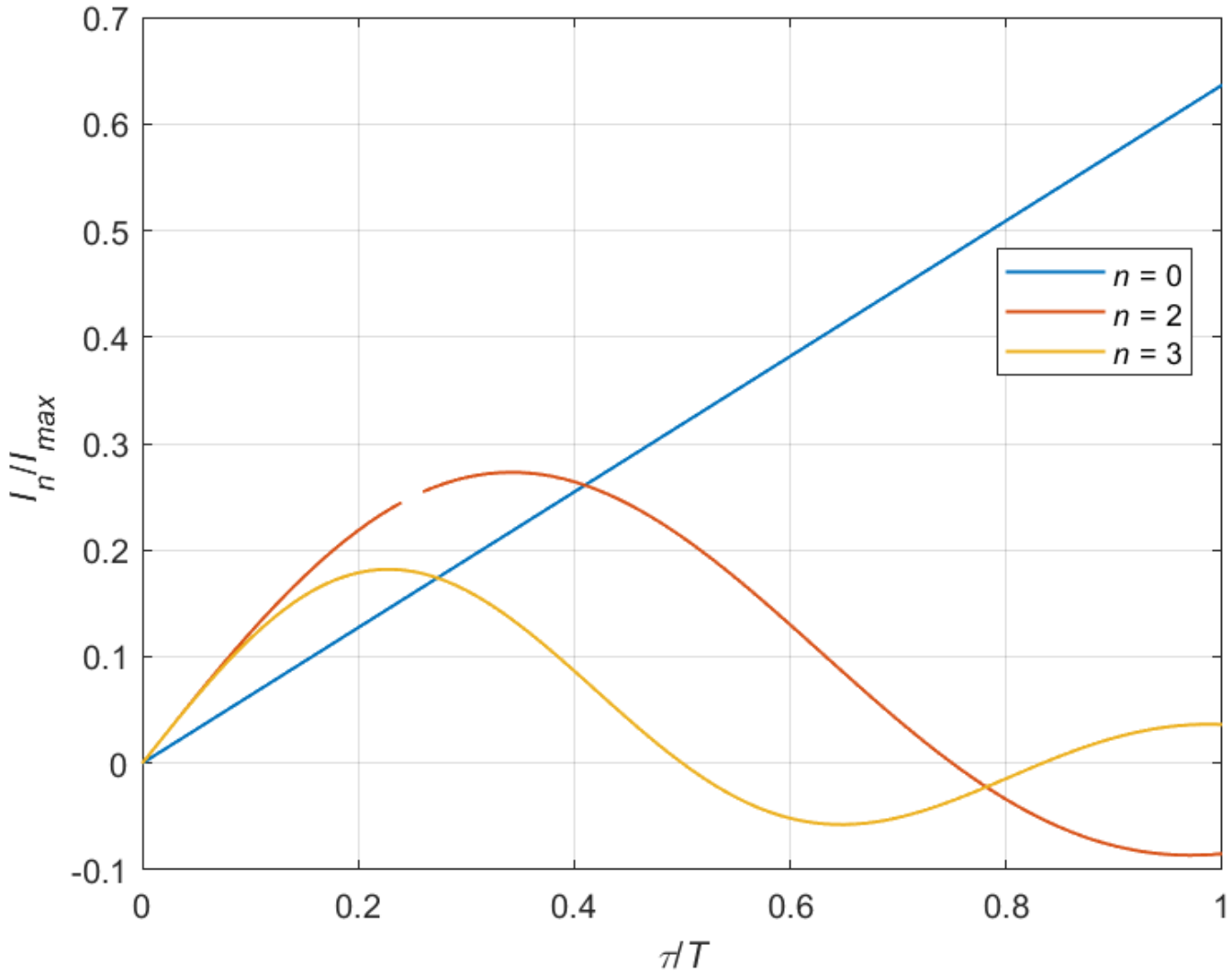
- Perioodilist koosinusimpulsside jada kirjeldab diskreetne spekter

$$i_N(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right).$$

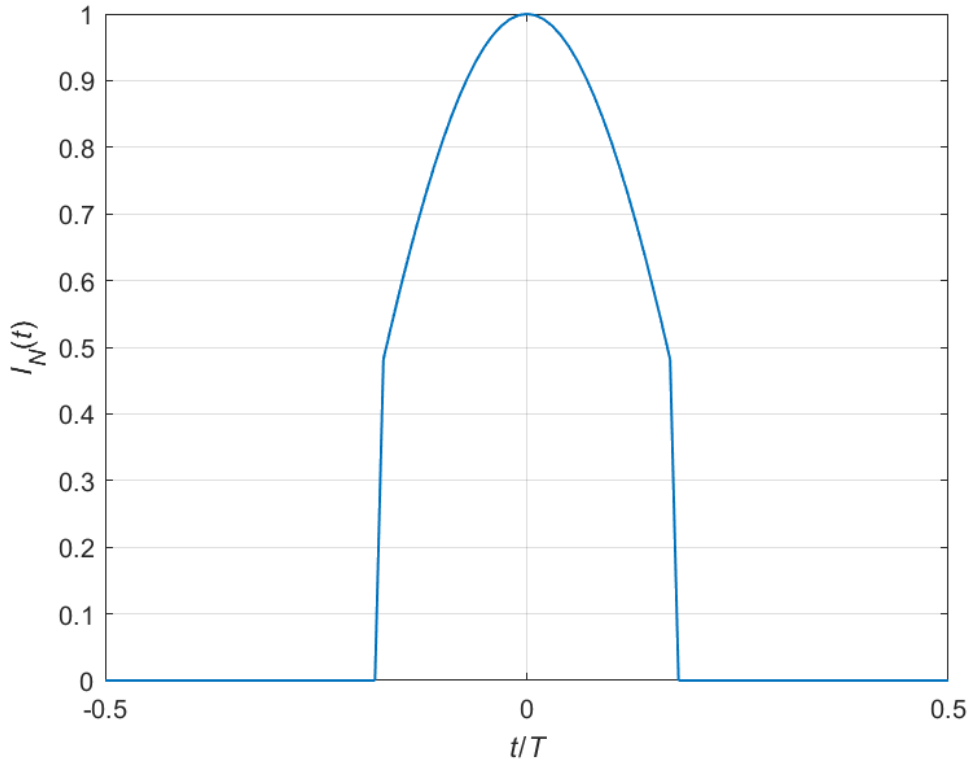
- Teisenduse koefitsiendid on vastavalt

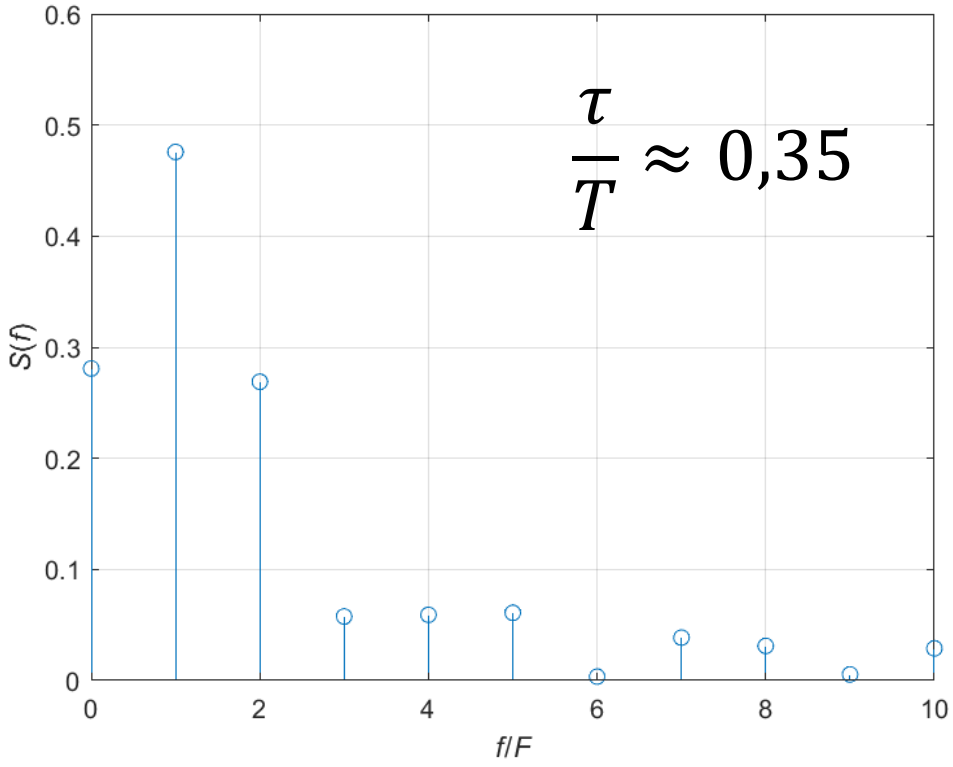
$$I_0 = I_{max}\frac{2\tau}{\pi T}, \qquad I_n = I_{max}\frac{4\tau}{\pi T}\frac{\cos\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right)}{1-\left(\frac{2n\tau}{T}\right)^2}.$$

Spektrikomponendid



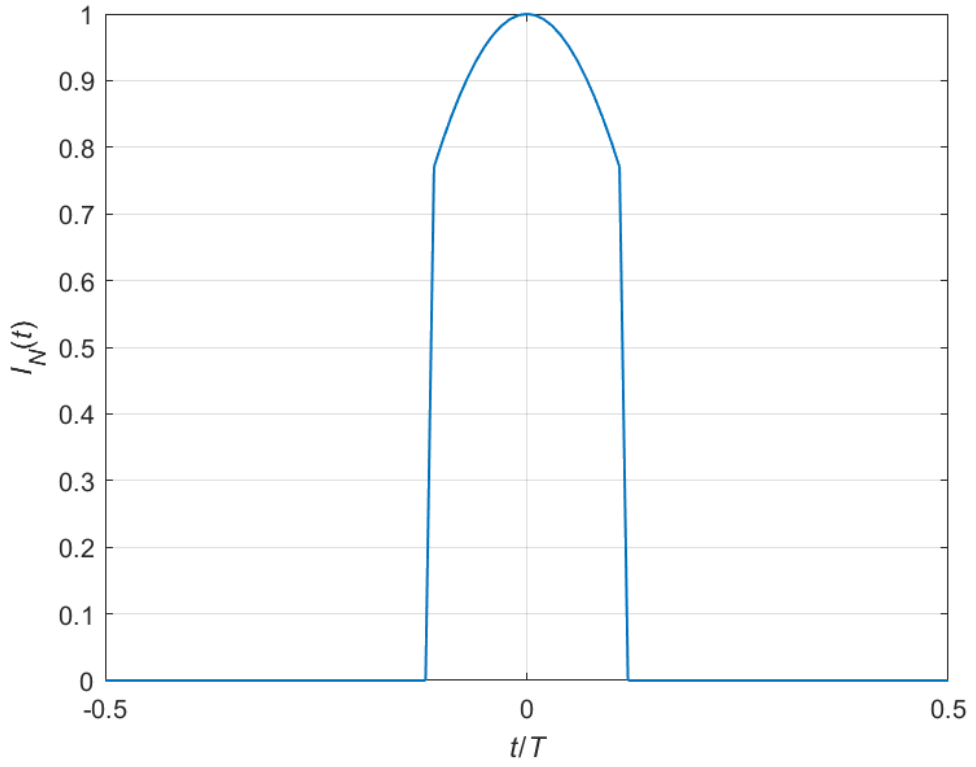
Teine harmooniline maksimaalne

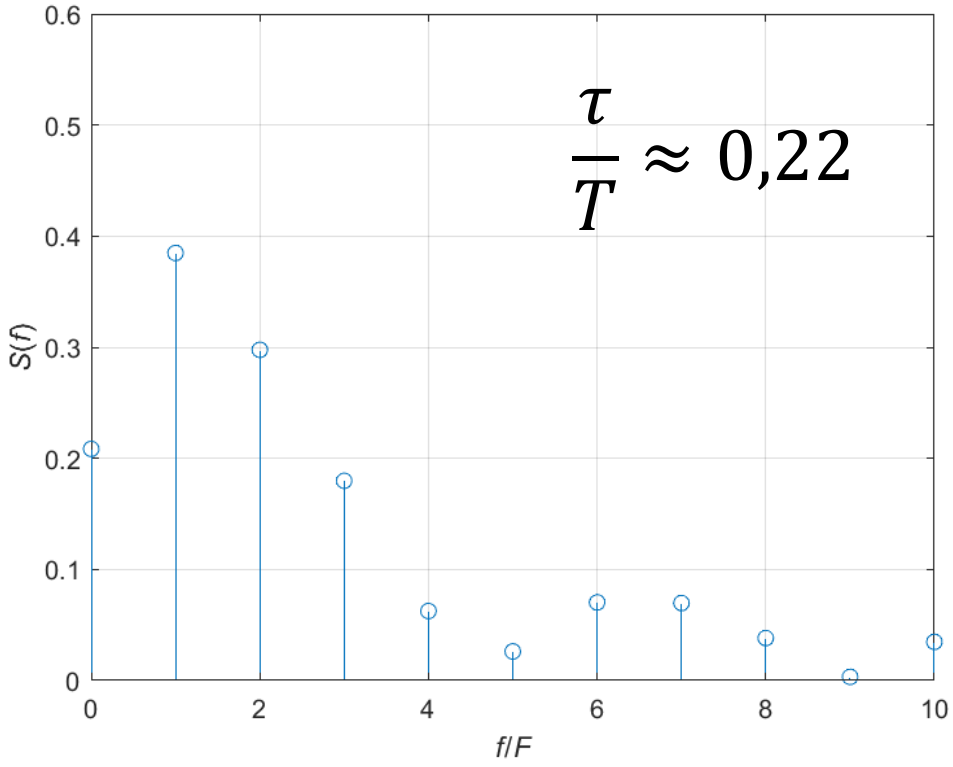




$$\frac{\tau}{T} \approx 0{,}35$$

Kolmas harmooniline maksimaalne





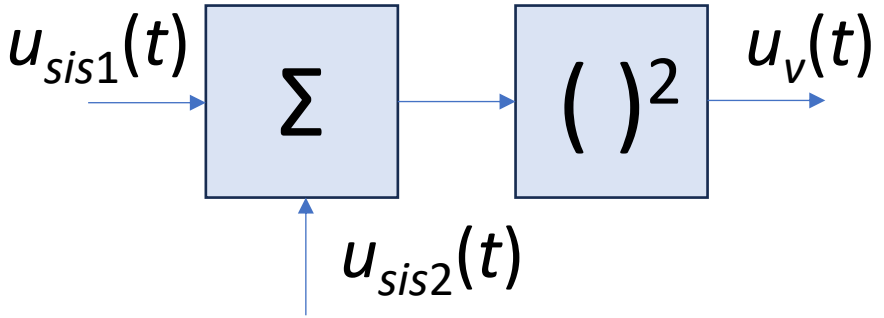


Sagedusmuundurid

Sagedusmuundur

- Nagu nimigi ütleb on **sagedusmuundur** (*frequency converter*) seade sisendsignaali sageduse muundamiseks esialgselt sageduselt uuele. Selle käigus muutub üldjuhul ka signaali nivoo kuid selle kuju ja muud parameetrid jäävad üldjuhul samaks.
- Sagedusmuundur põhiliseks osaks on **segusti** (*frequency mixer*).
- Tihtipeale loetakse sagedusmuunduri osaks ka kohaliku ostsillaatorit kuigi viimane võib olla põhimõtteliselt ka eraldi seade.
- Sagedusmuunduse jaoks peab mittelineaarne seade omama ruutkarakteristikut (teist järku mittelineaarsust).
- Segusteid saab realiseerida pooljuhtdioodidel kui ka transistoritel.

Ruutkarakteristikuga segusti



- Sellise segusti väljundpinge on võrdeline sisendpingete summa ruuduga:

$$u_v(t) = k\big(u_{sis1}(t) + u_{sis2}(t)\big)^2.$$

- Summa ruudu avaldisest $(a + b)^2 = a^2 + 2ab + b^2$ saame, et

$$u_v(t) = k\big(u_{sis1}^2(t) + 2u_{sis1}(t)u_{sis2}(t) + u_{sis2}^2(t)\big).$$

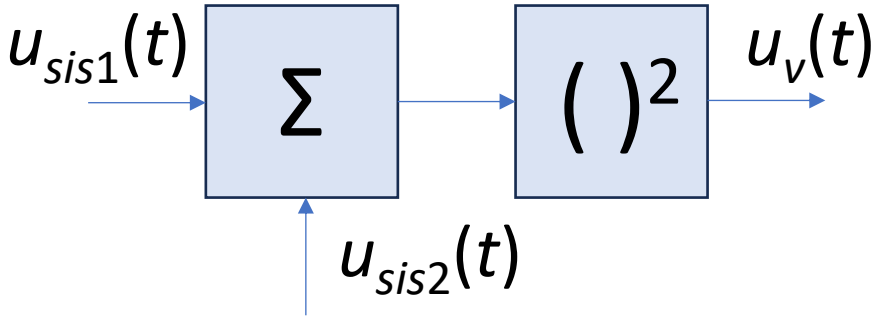
- Olgu (harmoonilised) sisendpinged vastavalt

$$u_{sis1}(t) = U_{m1}\cos(\omega_1 t)\,,$$
$$u_{sis2}(t) = U_{m2}\cos(\omega_2 t)\,.$$

- Siis on väljundpinge

$$u_v(t) = kU_{m1}^2\cos^2(\omega_1 t) + kU_{m1}U_{m2}\cos(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t) + kU_{m2}^2\cos^2(\omega_2 t).$$

Ruutkarakteristikuga segusti

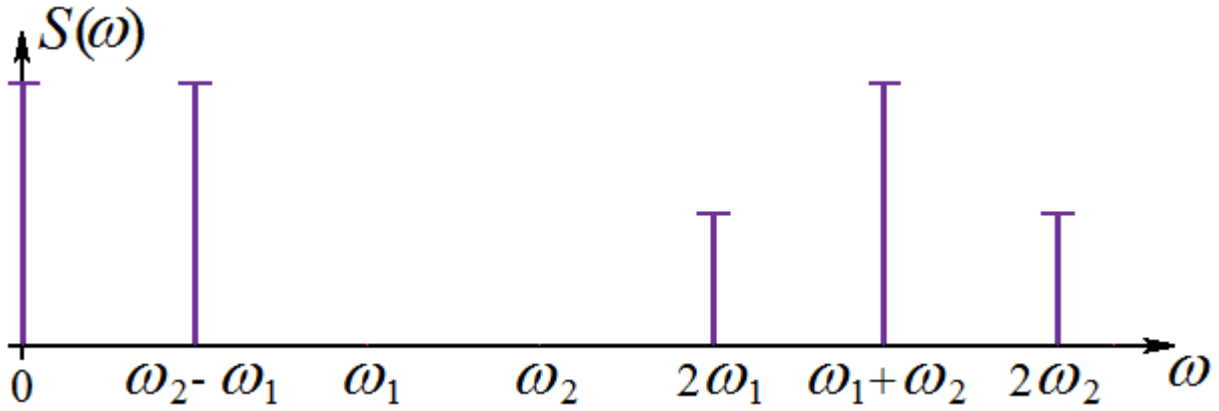


- Rakendame Werneri valemit

$$2\cos a \cdot \cos b = \cos(a-b) + \cos(a+b).$$

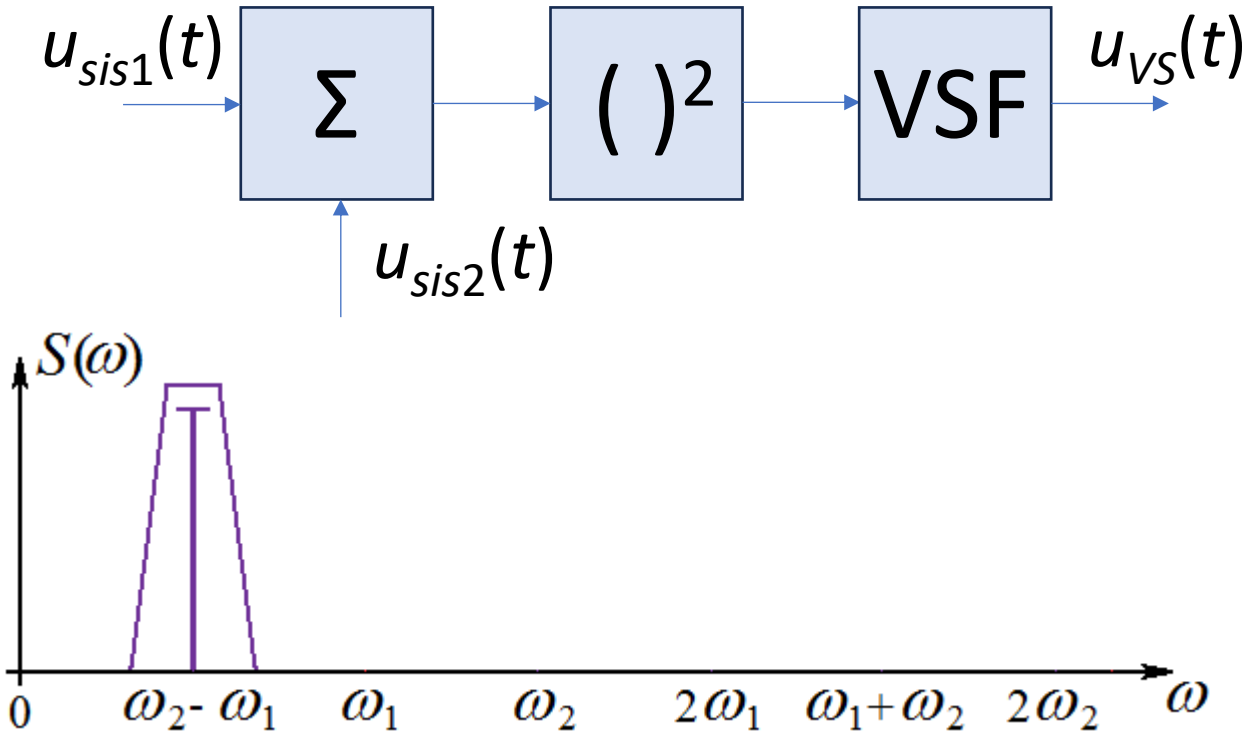
- Saame

$$u_v(t) = \frac{k}{2}\,(U_{m1}^2 + U_{m2}^2) + \frac{kU_{m1}^2}{2}\cos(2\omega_1 t) + \frac{kU_{m2}^2}{2}\cos(2\omega_2 t) +$$
$$+ kU_{m1}U_{m2}\cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + kU_{m1}U_{m2}\cos[(\omega_1 + \omega_2)t].$$

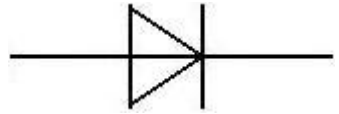


Ruutkarateristikuga sagedusmuundur

- Soovitud **vahesagedusega** (*Intermediate frequency IF*) signaali $u_{VS}(t)$ eraldamiseks lisatakse segusti järele **vahesagedusfilter**.



Pooljuhtdiood segustina



- Mäletatavasti kirjeldab pooljuhtdioodi pinge-voolu karakteristikut Shockley dioodi valem

$$I = I_{küll}\left(e^{\frac{qU}{nkT}} - 1\right).$$

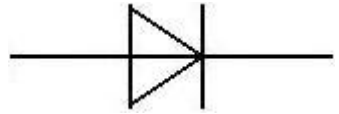
- Eksponentfunktsiooni saab arendada Taylori ritta, kui lähendamist teha nullpunkti läheduses siis on tulemuseks Maclaurin'i rida kujul

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!}.$$

- Väikeste sisendpinge amplituudide juures

$$e^U - 1 \approx U + \frac{U^2}{2}.$$

Pooljuhtdiood segustina



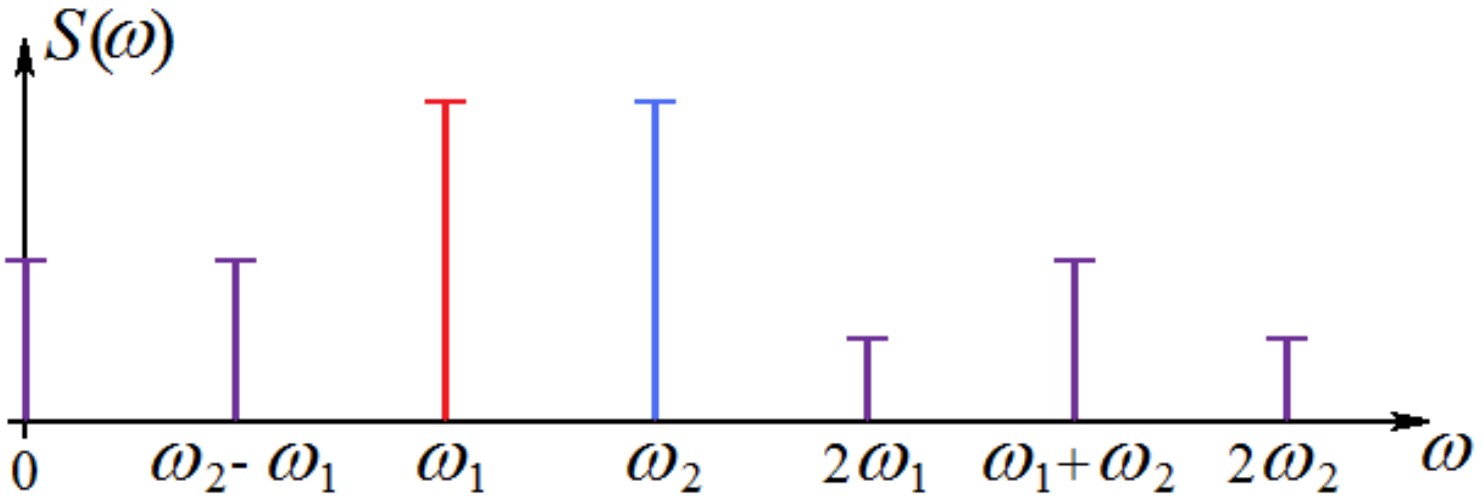
- Kui segustusdioodi otste vahele anda raadiosagedusliku sisendpinge ja kohaliku ostsillaatori väljundpingete summa $u_{RS}(t) + u_{LO}(t)$, siis dioodi läbiv voolutugevus on

$$i_d \approx k_1\big(u_{RS}(t) + u_{LO}(t)\big) + k_2\big(u_{RS}(t) + u_{LO}(t)\big)^2.$$

- Näeme, et diood käitud nagu eelnevalt analüüsitud ruutkarakteristikuga segusti.
- Kui dioodiga ühendada jadamisi vahesagedusele häälestatud võnkering, siis selle otstel saame vahesagedusega väljundpinge $u_{VS}(t)$.
- Sellist lahendust nimetatakse tihtipeale **balansseerimata dioodsegustiks** (*unbalanced diode mixer*).

Pooljuhtdiood segustina

- Erinevalt ruutkarakteristikuga segustist on dioodsegusti väljundis olemas ka sisendsignaalide sagedustega komponendid.

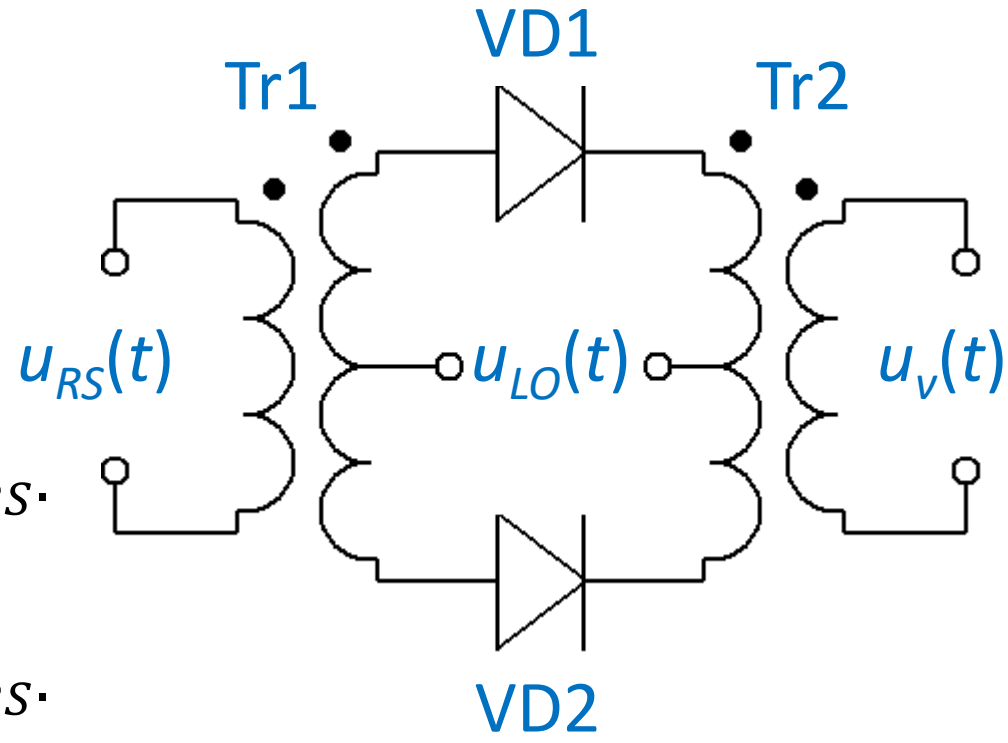


$\omega_1 = \omega_{RS}$, $\omega_2 = \omega_{LO}$

Balanss-segusti

- Ebasoovitavate sageduskomponentide eemaldamiseks saab, lisaks filtreerimisele, kasutada ka destruktiivse interferentsi põhimõtet. Kui signaalikomponendist on kaks, võrdsete amplituudide ja vastupidiste faasidega, koopiat siis saab neid omavale kokku liites summaarsest signaalist eemaldada.
- Taolist põhimõtet rakendatakse **balanss-segustis** (*balanced mixer*). Sellise seadme kohta kasutatakse tihtipeale ka terminit **balanssmodulaator**.
- Balanssmodulaator koosneb kahest, identsete parameetritega, aktiivelemendist ja faasipööramise (faasinihke) ahelatest.

Balanss-segusti



- Esimese dioodi otste vahel on pinge

$$u_{d1} = u_{LO} + u_{RS}.$$

- Samal aja on teise otste vahel aga

$$u_{d2} = u_{LO} - u_{RS}.$$

- Dioode läbivate voolude tugevused on vastavalt

$$i_{d1} = k_1 u_{d1} + k_2 u_{d2}^2 = k_1(u_{LO} + u_{RS}) + k_2(u_{LO} + u_{RS})^2;$$
$$i_{d2} = k_1 u_{d2} + k_2 u_{d2}^2 = k_1(u_{LO} - u_{RS}) + k_2(u_{LO} - u_{RS})^2.$$

- Segusti väljundpinge on võrdeline dioodide voolude erinevusega:

$$u_v \approx i_{d1} - i_{d2}.$$

- Võrdetegur sõltub peamiselt teise trafo ülekandetegurist ja koormuse impedantsist.

Balanss-segusti

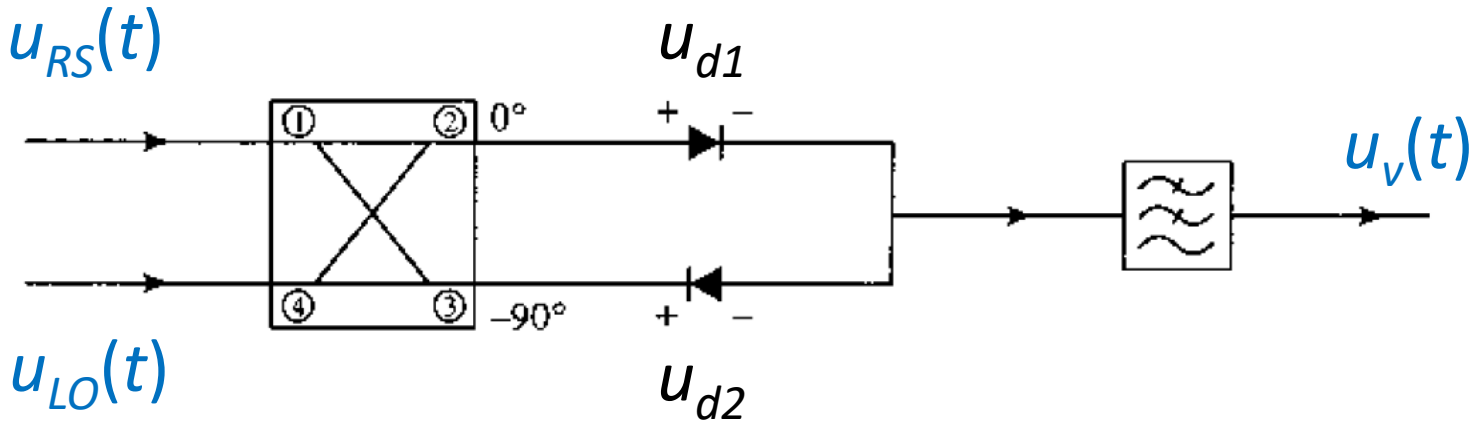
- Kui avame sulud ja lahutame esimese dioodi voolust teise oma taandub enamus liidetavaid välja, järele jääb ainult

$$i_{d1} - i_{d2} = 2k_1 u_{RS} + 4k_2 u_{RS} u_{LO}.$$

- Näeme, et (identsete komponentide korral) on balanss-segusti väljundis ainult sisendsignaal $u_{RS}(t)$ ja summa- ning vahesagedusega komponendid.
- Vahetades sisendite asukohad saame soovi korral eemaldada väljundist sisendsignaali $u_{RS}(t)$, asendades selle kohaliku ostsillaatori signaaliga $u_{LO}(t)$.
- Reaalsel juhul leidub väljundis ka sisendsignaali paaritut järku harmoonilisi $3f_{RS}$, $5f_{RS}$, $7f_{RS}$, ….
- Kuna praktikas ei ole kasutatavad komponendid täiesti identsed siis on väljundsignaalis loomulikult olemas ka paarisarvulised harmoonilised kuid tunduvalt nõrgemad (20 - 30 dB) kui balansseerimata muunduri korral.

Kvadratuurse hübriidiga balanss-segusti.

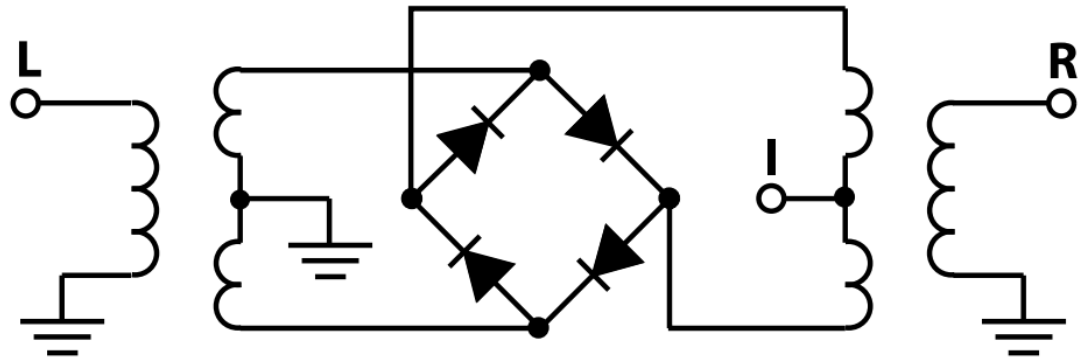
- Kvadratuurhübriidi kasutamine annab, ideaalsel juhul, RS - sisendis täieliku sobituse.



Joonis: D. M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2012.

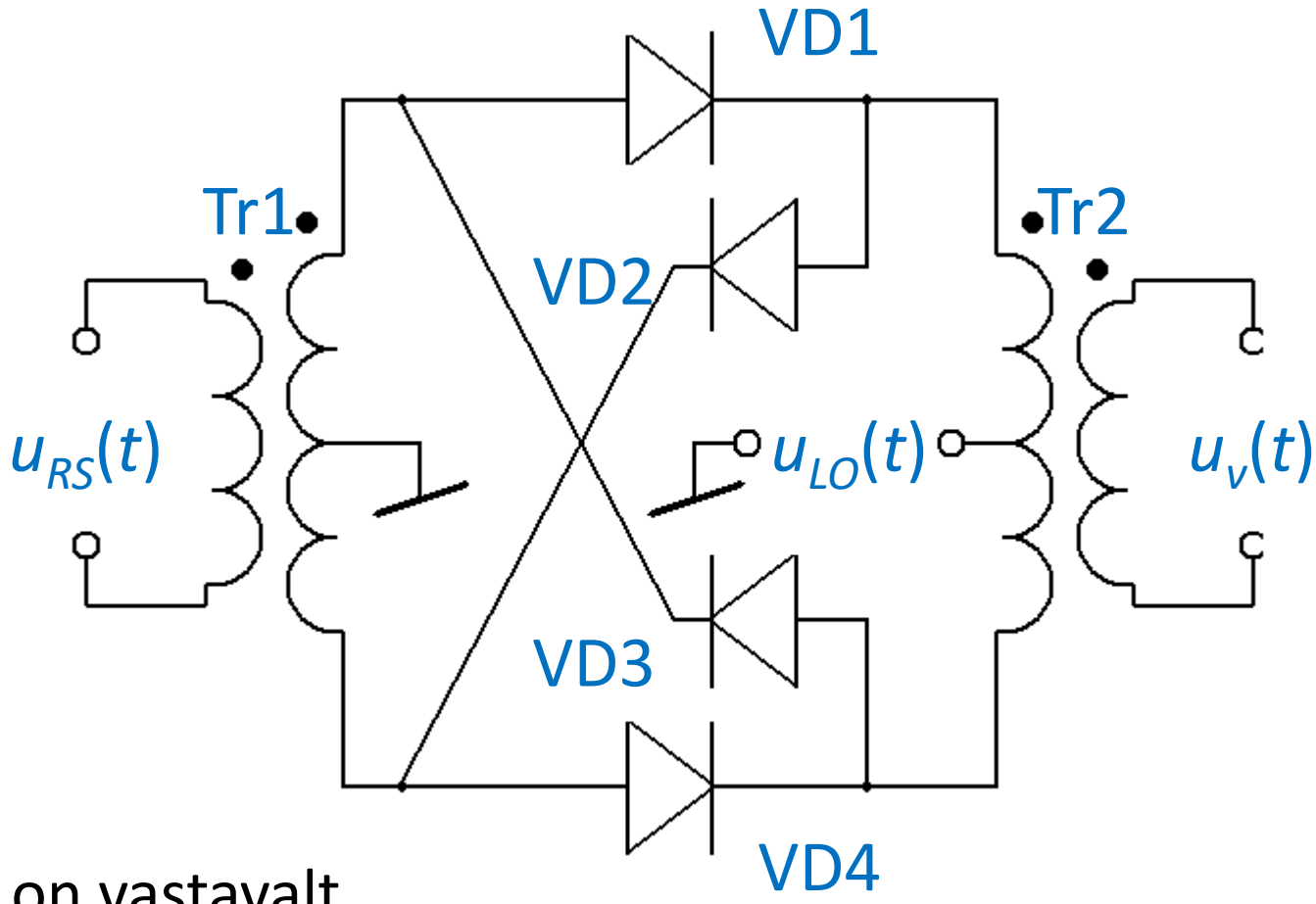
Topeltbalanss-segusti

- Veel kahe mittelineaarse elemendi lisamisega on võimalik konstrueerida **topeltbalanss-segusti** (*double balanced mixer*) mida nimetatakse ka **ringmodulaatoriks**.
- Topeltbalanss-segusti väljundis on (identsete parameetritega komponentide korral) ainult summa- ja vahesagedusega signaalid. Puuduvad nii mõlemad sisendsignaalid ise kui ka kõik nende kõrgemad harmoonilised.



Andmeleht: https://www.minicircuits.com/pdfs/MDB-44H+.pdf

Ringmodulaator



- Dioodide otstel olevad pinged:

$$u_{d1} = -u_{LO} + u_{RS};$$
$$u_{d2} = \ \ u_{LO} + u_{RS};$$
$$u_{d3} = \ \ u_{LO} - u_{RS};$$
$$u_{d4} = -u_{LO} - u_{RS}.$$

- Dioode läbivate voolude tugevused on vastavalt

$$i_{d1} = k_1(-u_{LO} + u_{RS}) + k_2(u_{LO}^2 - 2u_{LO}u_{RS} + u_{RS}^2);$$
$$i_{d2} = k_1(u_{LO} + u_{RS}) + k_2(u_{LO}^2 + 2u_{LO}u_{RS} + u_{RS}^2);$$
$$i_{d3} = k_1(u_{LO} - u_{RS}) + k_2(u_{LO}^2 - 2u_{LO}u_{RS} + u_{RS}^2);$$
$$i_{d4} = k_1(-u_{LO} - u_{RS}) + k_2(u_{LO}^2 + 2u_{LO}u_{RS} + u_{RS}^2).$$

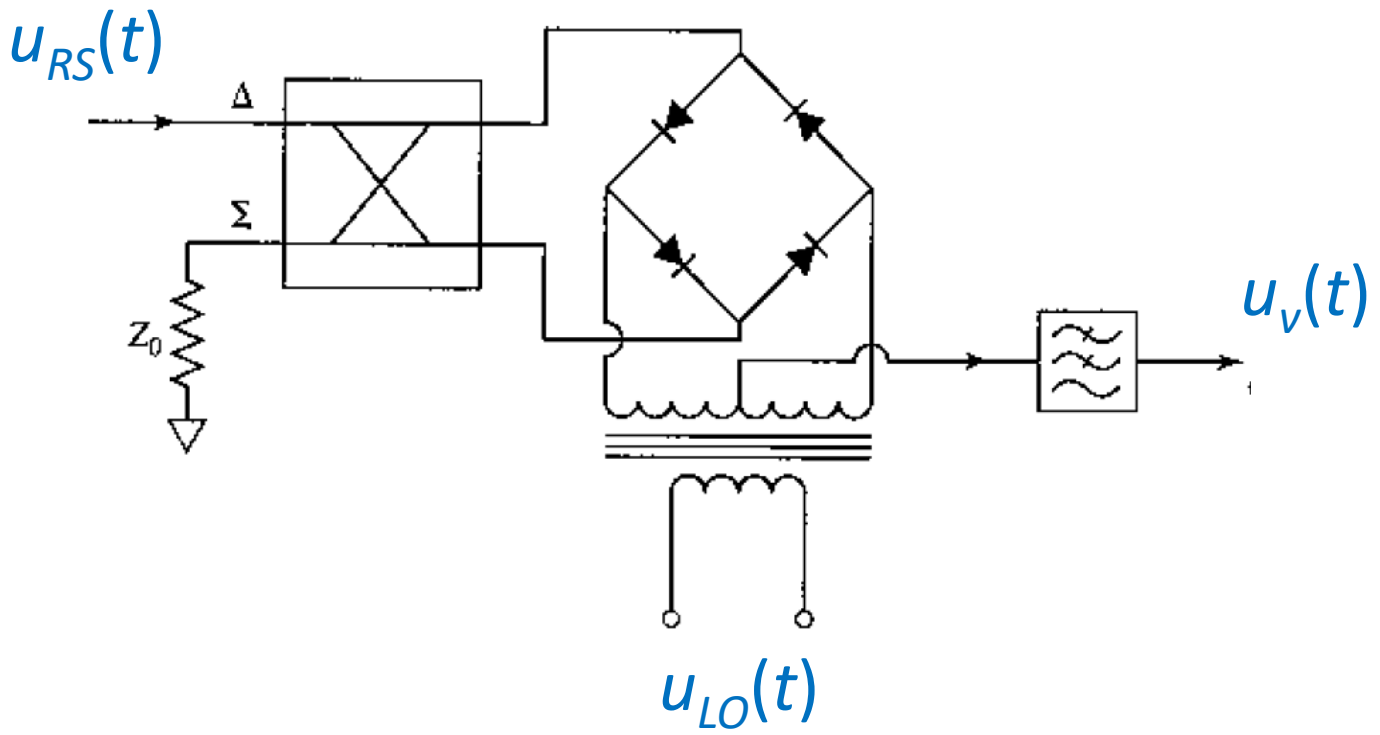
Ringmodulaator

- Väljundpinge on nüüd võrdeline

$$u_v \approx (i_{d2}+i_{d4}) - (i_{d1}+i_{d3}) = 8k_2 u_{LO} u_{RS}.$$

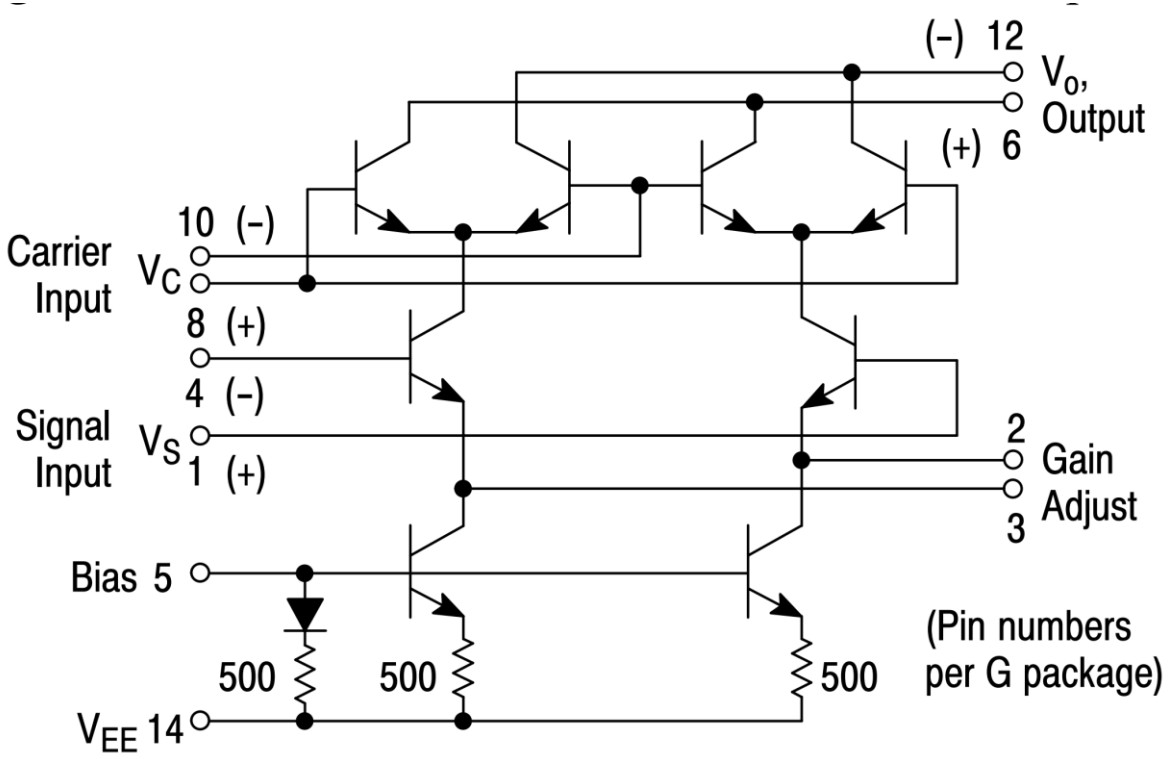
- Oleme saanud analoogseadme mille väljundpinge $u_v(t)$ on võrdeline sisendpingete, $u_{RS}(t)$ ja $u_{LO}(t)$, korrutisega ehk **analoogkorruti**.

Topeltbalanss-segusti 180° hübriidiga



Joonis: D. M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2012.

Gilberti element



- Aktiivskeem analoogkorruti realiseerimiseks.

Andmeleht: https://www.mouser.ee/datasheet/2/308/1/MC1496_D-2315664.pdf

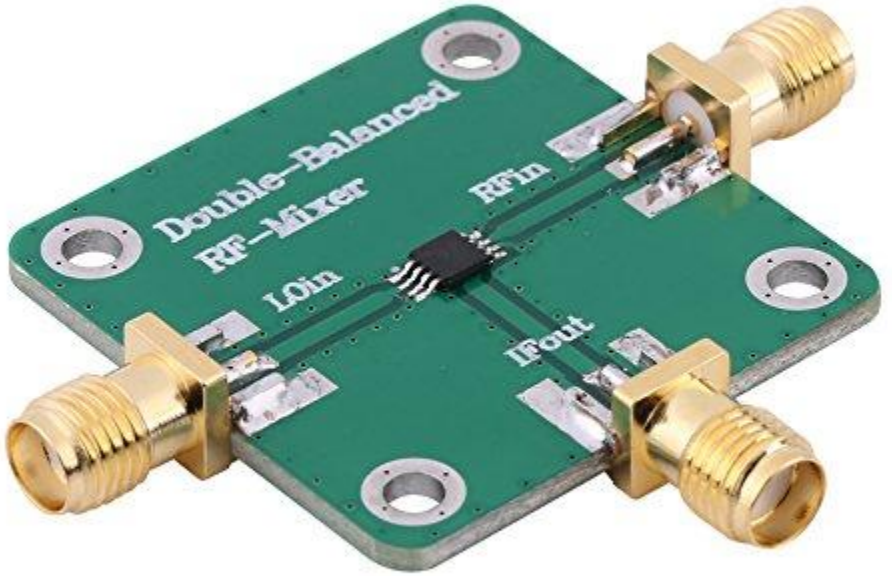
Segusti parameetrid

- Töösageduste vahemik:
  - Sisendsageduste f_{RS} vahemik ;
  - Ostsillaatori sageduste f_{LO} vahemik ja
  - Vahesageduste f_{VS} vahemik.
- Vajalik ostsillaatori signaali võimsus P_{LO};
- Muunduskadu L_m, aktiivsegusti puhul muundusvõimendus G_m ;
- Mürategur, passiivse segusti korral $NF = - L_m$;
- Isolatsioon:
  - Sisendite (RS ja LO) vaheline;
  - Sisendite ja väljundi vaheline (RS ja VS ning LO ja VS).



Segusti parameetrid

- Lineaarsust iseloomustavad parameetrid:
  - 1dB kompressioonipunkt;
  - IP3 väärtus.
- Maksimaalne taluvvõimsus P_{max},
- Siirde- ja korpuse vaheline soojustakistus $R_{\Theta SK}$;
- Mõõtmed, kaal, hind jms.



Lisamaterjale

- Iulian Rosu, **Frequency Multipliers**. Frequency Multipliers (qsl.net), 08.12.25
- Kit Cox. **A Quick Guide to Mixer Topologies**. A Quick Guide to Mixer Topologies - Mini-Circuits Blog (minicircuits.com), 09.12.24



LISA A – Trigonomeetrilised teisendused

- Koosinuste korrutise valem:

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}\cos(a+b) + \frac{1}{2}\cos(a-b)\,.$$

- Nurkade summa ja vahe koosinus:

$$\cos(a \pm b) = \cos(a)\cos(b) \mp \sin(a)\sin(b)\,.$$