

UNIVERZA V LJUBLJANI
Fakulteta za elektrotehniko

Patrik Ritoša, univ. dipl. inž.

**Vzbujanje prilagodljive antene z uporabo optične obdelave
radiofrekvenčnega signala**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor: prof. dr. Matjaž Vidmar, univ. dipl. inž.

Ljubljana, 2009

Zahvala

Zahvaljujem se prof. dr. Matjažu Vidmarju za izkazano pomoč in nasvete pri izdelavi doktorske disertacije ter za strokovno vodenje v času izobraževanje pod njegovim mentorstvom.

Zahvaljujem se vsem sodelavcem iz Laboratorija za sevanje in optiko za vso izkazano pomoč in tehnično podporo.

Posebna zahvala gre družini in prijateljem, ki so mi vedno stali ob strani, me podpirali in posredno omogočili nastanek tega dela.

Kazalo

1	Uvod	1
1.1	Tehnologija prilagodljivih anten	1
1.2	Tehnologija prenosa radiofrekvenčnih signalov prek optične zveze	2
2	Izvedba prilagodljive antene.....	4
2.1	Topologija antenske skupine	4
2.2	Lastnosti sevalnega diagrama pri odklonu glavnega snopa	7
2.3	Vpliv sevalnega elementa na sevalne lastnosti antenske skupine	8
2.4	Oblikovanje sevalnega diagrama antenske skupine z regulacijo vzburjanja	10
3	Pregled tehnologij optične regulacije vzburjanja prilagodljive antene.....	12
3.1	Regulacija z uporabo periodičnih struktur	12
3.2	Regulacija z uporabo optičnih stikal in optičnih zakasnilnih linij	13
3.3	Regulacija z uporabo optičnih vlaken z veliko barvno disperzijo.....	13
3.4	Regulacija z uporabo namensko izdelanih optičnih valovodnih struktur.....	14
4	Predlagana metoda optične regulacije vzburjanja prilagodljive antene.....	16
4.1	Optična regulacija amplitude RF-signalov z regulacijo moči optičnih signalov.....	16
4.1.1	Umerjanje amplitudnega odziva sistema.....	19
4.2	Optična regulacija faze RF-signalov z uporabo barvne disperzije standardnega optičnega vlakna.....	20
4.2.1	Umerjanje faznega odziva sistema	22
4.3	Optični prenos in seštevanje RF-signalov z uporabo standardne sprejemniške fotodiode.....	26
4.4	Delovanje sistema na različnih optičnih zvezah in frekvenčno območje delovanja	29
4.5	Parazitne zakasnitve in prenosna karakteristika sistema	31
4.6	Število in razporeditev optičnih kanalov v sistemu.....	34
4.7	Električna regulacija optičnih signalov	37
4.7.1	Napake regulacije	42
4.8	Uporabniški vmesnik in krmilni algoritem.....	45
5	Sevalni diagrami prilagodljive antene, oblikovani s predlagano metodo optične regulacije vzburjanja.....	48
6	Optični prenos RF-signalov v izdelanem sistemu	53
6.1	Ojačanje optične zveze	53
6.2	Šum v optični zvezi	55
6.2.1	Meritev šuma v izdelani optični zvezi.....	59
6.3	Nelinearnosti v optični zvezi	61
6.4	Dinamično območje optične zveze.....	66
6.5	Vpliv polarizacijske disperzije optičnega vlakna na delovanje sistema.....	68
	Sklep.....	70
	Prispevki k znanosti.....	72
	Priloge.....	73
A.	Opis krpičaste antene kot sevalnega elementa	73
A.1	Načrtovanje in izdelava krpičaste antene	75
A.2	Vplivi med sevalnimi elementi v skupini krpičastih anten	78

B.	Končna izvedba antenske skupine	82
C.	Zgradba in opis uporabljenih optičnih sestavnih elementov.....	86
C.1	Laserji za optični prenos in regulacijo RF-signalov (LD ₁ , LD ₂ in LD ₃).....	86
C.2	Laser za optični prenos kontrolne zveze (LD ₄).....	87
C.3	Fotodioda za optični sprejem in seštevanje RF-signalov (PD ₁).....	88
C.4	Fotodioda za optični sprejem kontrolne zveze (PD ₂)	88
C.5	Optični WDM-sklopnik	89
D.	Električni načrti.....	91
E.	Tiskanine električnih vezij	95
F.	Razporeditev enot v ohišje.....	98
G.	Objavljena članka.....	100
Literatura.....		107

Povzetek

Delo opisuje inovativno metodo optične regulacije radiofrekvenčnih (RF) signalov za vzbujanje antenske skupine, ki je bila prvič predstavljena v [1], [2] in je predmet doktorske disertacije. Na sliki 1 je shematično prikazana zgradba predlaganega sistema z vsemi ključnimi sestavnimi elementi.

Za sprejem je uporabljena antenska skupina iz treh krpičastih anten, razmaknjenih za $\lambda_0/2$. Krpičasta antena je linearno polariziran sevalni element, ki je razmeroma neusmerjen in seva predvsem v polovici prostora pred krpico. Dobitek uporabljenih krpičastih anten je 6 dBi. Za antenami sledijo linearni malošumni ojačevalniki (angl. low noise amplifier – LNA) z ojačanjem 45 dB in šumnim številom 3 dB. Njihova naloga je kompenzirati slabljenje praznega prostora in ojačiti signale iz posamezne antene na nivo, primeren za modulacijo optičnih signalov. Optični signali iz laserjev (angl. laser diodes – LD) so modulirani z vgrajenimi Mach-Zehnderjevimi modulatorji (MZM). V uporabljene laserske module sta poleg modulatorja v isto ohišje vgrajena še toplotna črpalka za regulacijo temperature in elektroabsorpcijski modulator (EAM) za natančno regulacijo izhodne optične moči.

Po modulaciji se signali iz posameznih anten prenašajo vsak na svoji centralni valovni dolžini: $\lambda_1 = 1557,0$ nm, $\lambda_2 = 1550,4$ nm in $\lambda_3 = 1542,2$ nm. Na WDM-sklopniku (angl. wavelength division multiplex) se signali združijo v eno enorodovno optično vlakno. Sklopnik ima na posamezen kanal pasovno širino 6 nm in vstavitveno slabljenje 0,65 dB. Potem ko se optični signali združijo, se za prenos uporablja standardno enorodovno optično vlakno G.652. Dolžina vlakna, primerna za prenos signalov in delovanje sistema, se nahaja v območju nekaj 10 kilometrov.

Regulacija signalov, potrebna za krmiljenje antenske skupine, je v celoti izpeljana optično. Amplituda RF-signalov se regulira neposredno z regulacijo moči optičnih signalov. Faza RF-signalov se nastavlja z uporabo barve disperzije optičnega vlakna. Optični signali potujejo na različnih valovnih dolžinah skozi optično vlakno z različno hitrostjo. S spremembo valovne dolžine optičnega nosilca, je mogoče spremeniti fazo RF-signala. Valovno dolžino polprevodniških DFB-laserjev je mogoče preprosto regulirati s spreminjanjem temperature in električnega toka skozi lasersko strukturo.

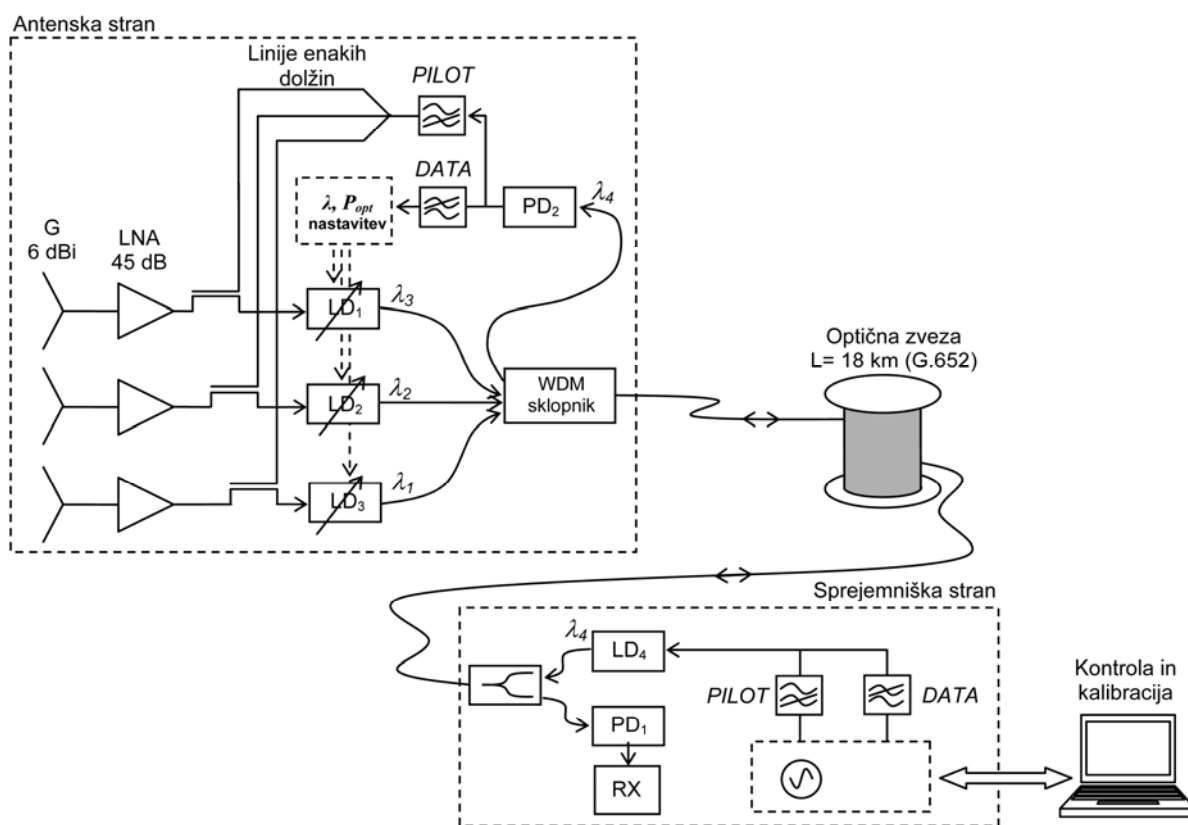
Z možnostjo regulacije amplitude in faze posameznemu sevalnemu elementu v skupini je mogoče popolnoma oblikovati sevalni diagram antenske skupine. Za združitev RF-signalov, ki se na različnih valovnih dolžinah prenašajo neodvisno, se uporablja sprejemniška PIN-fotodioda (PD) na koncu optične zveze. Vsi RF-prispevki se vektorsko seštejejo, kjer se upošteva amplituda in medsebojna faza. Optični signali so med seboj razmaknjeni za več nm,

kar je dovolj, da koherentni optični mešalni produkti segajo izven frekvenčnega območja koristnega RF-signala in ne motijo prenosa.

Prednost prenosa signalov po enem optičnem vlaknu je poleg manjših sistemskih sredstev izredna stabilnost delovanja sistema. Okoliški vplivi, kot je sprememba temperature, vplivajo enako na vse tri signale. Tako ostanejo medsebojna razmerja signalov nespremenjena in delovanje sistema se ne spremeni.

Kontrolna logika za krmiljenje antene se v celoti nahaja na sprejemniški strani – na koncu optičnega prenosa. Na splošno se tam pričakuje stabilnejše okolje in je zato lažje zagotoviti stabilno delovanje sistema. Na antenski strani se uporablja razmeroma preprosta elektronika, ki poskrbi za nastavitev laserjev. Kontrolni podatki (*DATA*) se prenesejo do antenskega dela po istem optičnem vlaknu prek četrtega optičnega kanala na centralni valovni dolžini $\lambda_4 = 1533,0$ nm. Za sprejem in pravilno interpretacijo kontrolnih podatkov je uporabljeno preprosto električno vezje z mikrokontrolerjem.

Poleg kontrolnih podatkov se na antensko stran prenaša tudi referenčni signal (*PILOT*). To je RF-signal, ki se uporablja za kalibracijo sistema pred delovanjem. Z njim je mogoče določiti parametre optične zveze, ki jih kontrolni algoritem potrebuje za samo delovanje. Tako je sistem prilagodljiv in lahko deluje na različnih optičnih zvezah (različna optična vlakna, različne dolžine vlaken, različne kombinacije vlaken).



Slika 1 (Figure 1): Krmiljenje antenske skupine prek optične regulacije RF-signalov.

Abstract

In this work an innovative method for optical RF-signal regulation for antenna array feeding is described and is object of the PhD thesis. Presented was for the first time in [1], [2] and is schematically depicted on figure 1

For the reception a three element $\lambda_0/2$ - spaced patch antenna array is used. The patch antenna is a linearly polarised low gain (6 dBi) radiation element, which irradiate the most of energy in front of the patch. Each receiving element drives its own low-noise amplifier (LNA) with 45 dB gain. The LNAs are used to compensate for free-space loss and amplify the signal to the appropriate level for laser modulation. These signals modulate three DFB lasers diodes (LD) using integrated Mach-Zehnder modulators (MZM). Besides the MZM modulator used the lasers package consist of an integrated Peltier heat pump and an electro-absorption modulator (EAM) for precise output power regulation.

Each signal from each antenna is transmitted at its own wavelength: $\lambda_1=1557,0$ nm, $\lambda_2=1550,4$ nm and $\lambda_3=1542,2$ nm. All three signals are joined in one G.652 single-mode fibre using a WDM coupler. The WDM coupler has an insertion loss of 0,65 dB and a bandwidth of 6 nm per channel. The fibre length for the optical transmission and proper system operation can vary in the range of a few 10 km.

The amplitude and phase control for the proper antenna array feeding is entirely performed optically. The amplitudes of the signals are adjusted by setting the laser optical power. For the signal-phase regulation the chromatic dispersion of the fibre is used. At different wavelengths, optical signals propagate through the fibre at different speeds. Small wavelength variations of each individual channel provide sufficient propagation-speed change for an RF phase shift. The output wavelength of the solid-state lasers (LD) can be varied with the temperature and bias current control.

Due to the ability of independently controlling the amplitude and phase of each signal it is possible to compute the vector sum of the received signals with a single PIN photodiode (PD). This is known as the beam-forming algorithm and is used to completely form the radiation pattern of the antenna array. Optical signals are separated by several nm in wavelength that is enough to avoid coherent optical detection at the photodiode which can generate additional RF noise.

The advantage of using a single optical transmission path (one optical fibre), besides less system resources, is a more stable transmission conditions for all signals. External effects like temperature-changes affect all signals in the same way, therefore the phase shifts and amplitude ratios remain unaffected.

The control logic for signal regulations is entirely located at the reception side, at the end of the optical transmission. There is generally expected more stable and controlled environment and it is possible to assure more stable system operation. The electronics at the antenna side serves for proper lasers steering and is simpler and less sensitive. Control data (*DATA*) for laser regulation is transmitted from the reception to the antenna side using the same optical fibre at central wavelength $\lambda_c=1533,0$ nm. For the reception and the correct interpretation of the control data a microcontroller circuit is used.

At the antenna side, besides the control data, also a reference signal (*PILOT*) is transmitted at the same wavelength. The pilot signal is an RF signal, which serves for system calibration prior the normal system operation. In this way the system is adaptable and can operate over various optical links (different optical fibres, different fibre length and different fibre combinations)

1 Uvod

1.1 Tehnologija prilagodljivih anten

Tehnologija prilagodljivih anten je tehnologija, ki omogoča dinamično preoblikovanje sevalnega diagrama antene [3]–[8]. Prilagodljive antene so antenske skupine, katerim je mogoče z ustreznim vzburjanjem posameznega sevalnega elementa spreminjati sevalne lastnosti celotne skupine. Za pravilno obliko sevalnega diagrama je potrebno zagotoviti ustrezno fazo in amplitudo vzbujevalnega RF-signalu. Regulacija RF-signalu mora biti dovolj hitra, da lahko sledi spremembam in se sproti prilagaja zahtevam. Glede na način spreminjanja sevalnega diagrama [4] prilagodljive antene na splošno delimo na antene s preklpom med diskretnimi, vnaprej definiranimi sevalnimi diagrami [9]–[17] in antene z zveznim preoblikovanjem sevalnega diagrama.

Prednosti, ki jih ponujajo prilagodljive antene, temeljijo na prostorski delitvi komunikacijskega medija ali prostorskem sodostopu [18]–[22] (angl. spatial division multiple access – SDMA). Poleg frekvenčne in časovne delitve omogočajo dodaten izkoristek komunikacijskega medija. Če se neusmerjena antena zamenja s prilagodljivo, je mogoče izbirati samo del prostora, v katerem so trenutno uporabniki, in tako izločiti motilne signale, ki prihajajo iz drugih smeri. Tako je mogoče, da hkrati in na isti frekvenci nemoteno poteka komunikacija med enotami, ki so sicer v neposredni bližini, a vsaka v drugi smeri. Na tak način je mogoče dodatno povečati zmogljivost prenosnega medija.

Za regulacijo amplitude in faze RF-signalov se uporabljajo različne tehnologije. Glavni izziv je izvedba učinkovite fazne regulacije. Znanih je več tehnik, ki ponujajo dovolj hitro odzivnost:

- Neposredna obdelava signalov v RF-območju

Znane so metode regulacije faze z uporabo p-i-n diod, s katerimi je mogoče poljubno vključiti/izključiti različne odseke prenosne linije in s tem določiti želeno zakasnitev signala [23]–[25]. Druga možnost za regulacijo faze je uporaba elementov s spremenljivo kapacitivnostjo (diode [26], tranzistorji [27] in MEMS-i [28]), s katerimi je mogoče spreminjati valovodne lastnosti linije. To vpliva na hitrost razširjanja valovanja in s tem na fazo RF signala. Znane so tudi metode regulacije faze z zunanjim magnetnim poljem, s katerim je mogoče vplivati na hitrost razširjanja valovanja na liniji iz feromagnetika [29],[30].

- Pretvorba RF/IF in digitalna obdelava signalov

S frekvenčnim mešanjem se RF-signal prestavi na nižjo frekvenco IF (angl. intermediate frequency), kjer se nato signal digitalizira [31]–[33]. V digitalni obliki sledi digitalna obdelava, kar ustreza amplitudni in fazni regulaciji.

- Optična obdelava RF-signala

RF-signali se pretvorijo v optične, kjer je mogoče optično regulirati amplitudo in fazo. Optična regulacija se po ponovni pretvorbi v RF-območje neposredno izraža v RF-signalih. Na fazo RF-signala je mogoče vplivati s fizično dolžino uporabljenega optičnega vlakna, s temperaturo na temperaturno odvisnem prenosnem mediju in valovno dolžino optičnega signala na barvno disperzivnem prenosnem mediju. Amplitudo RF-signala v optični domeni je mogoče preprosto regulirati z nastavljanjem amplitude optičnega nosilca ali pri sami pretvorbi RF/optika in nazaj optika/RF. Za optično obdelavo RF-signalov je na razpolago več tehnik [34]–[51], ki so podrobneje opisane v nadaljevanju v poglavju 3.

1.2 Tehnologija prenosa radiofrekvenčnih signalov prek optične zveze

Prenos radiofrekvenčnih (RF) signalov prek optike (angl. radio over fiber – RoF) je tehnologija, ki se je prvič pojavila v začetku 90-ih let in omogoča transparenten prenos RF-signalov prek optike [52]–[57]. Vzporedno s tehnologijo se je pojavila nova zamisel in arhitektura celičnega omrežja, ki to tehnologijo s pridom uporablja (»pikocelično omrežje«) [58], [59]. Zamisel temelji na omrežju, sestavljenem iz velikega števila zelo majhnih – pikocelic, premera nekaj 100 metrov. Vsako celico pokriva ena terminalna RF-enota, sestavljena iz optoelektričnega pretvornika in linearnega RF-ojačevalnika. Podatkovni signal se do terminalne enote prenaša po optičnem vlaknu v RF-obliki, primerni za antensko oddajo. Vso zahtevno RF-obdelavo opravi centralna enota, kar omogoča postavitve velikega števila preprostih terminalnih postaj. Ker se uporabijo preproste terminalne postaje, stroški takega omrežja ostanejo sprejemljivi.

Trenutna stopnja razvoja optičnih komponent je v fazi, v kateri je mogoče potrebam prenosa radia prek optike zadostiti vsem danes aktualnim brezžičnim omrežjem (npr. GSM, UMTS, WiFi, WiMAX ipd.). Na trgu so dobavljivi: polprevodniški laserji, ki omogočajo direktno modulacijo do 30 GHz [60], [61], zunanji modulatorji, ki segajo do 70 GHz [62], [63], in sprejemniške fotodiode, ki presegajo 100 GHz [64]–[67]. Poleg hitrih optičnih

komponent, s katerimi je mogoče sestaviti RF-zveze prek optike v gigaherčnem območju, so glavna prednost takega vrvičnega prenosa sodobna optična vlakna. Zanje je značilno zelo majhno vstavitveno slabljenje, veliko manjše od drugih medijev za vrvični RF-prenos (koaksialni kabli, valovodi). Optična vlakna omogočajo praktičen vrvični RF-prenos na razdaljah velikostnega razreda nekaj 10 kilometrov [68], [69]. Poleg majhnega vstavitvenega slabljenja so za prenos RF-signalov prek optične zveze značilni:

- odpornost proti elektromagnetnim motnjam,
- odpornost proti presluhu med kanali,
- RF-prenos brez onesnaževanja RF-spektra,
- širokopasovna rešitev.

Poleg prednosti, ki jih prinaša optični prenos RF-signalov, ima ta tudi omejitve [70], [71]. Vsi sestavni elementi: polprevodniški laserji, zunanji optični modulatorji, optična vlakna in optični sprejemniki, so nelinearni, zaradi česar prenosna pot popači signale in omejuje dinamično območje delovanja. Poleg nelinearnosti se v zvezo doda še dodaten šum laserja in optičnega detektorja, ki omejuje občutljivost zveze. Pri načrtovanju je zato treba vse naštete dejavnike upoštevati in pravilno izbrati sestavne elemente za kakovostno delovanje zveze.

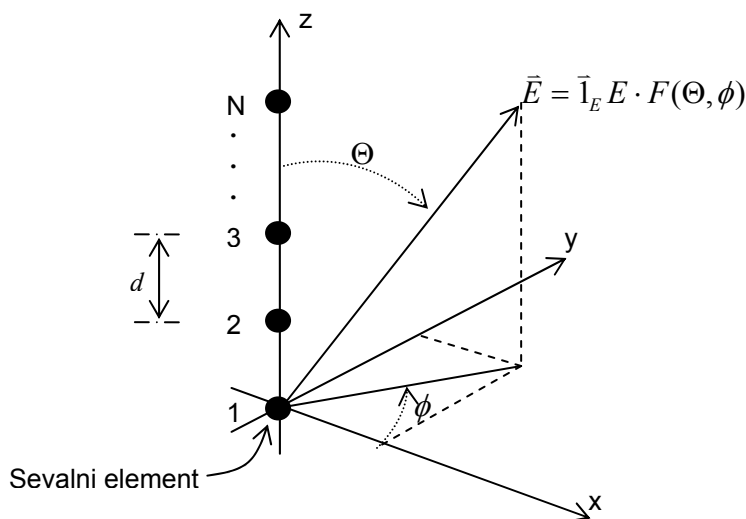
2 Izvedba prilagodljive antene

Prilagodljivo anteno, v smislu antene s prilagodljivim sevalnim diagramom, je mogoče izdelati z antensko skupino. Antenska skupina je večje število anten (sevalnih elementov), združenih v eno sevalno telo. Taka rešitev je pogosto izbrana za izdelavo anten s posebnimi lastnostmi: sevalni diagram, smernost in dimenzije ter možnost oblikovanja sevalnega diagrama. Skupen sevalni diagram je določen s sevalnimi lastnostmi uporabljenih sevalnih elementov in topologijo skupine (1).

$$F_{skupen}(\Theta, \phi) = F_{element}(\Theta, \phi) \cdot F_{topologija}(\Theta, \phi) \quad (1)$$

Primer enodimenzionalne antenske skupine je prikazan na sliki 2. Sevalni elementi so porazdeljeni v eni dimenziji v enakomernem razmiku. Enodimenzionalne skupine omogočajo oblikovanje sevalnega diagrama v eni dimenziji. V drugi dimenziji je sevalni diagram enak izbranemu sevalnemu elementu. Na splošno so mogoče tudi dvodimenzionalne skupine, ki omogočajo oblikovanje sevalnega diagrama v obeh dimenzijah.

Enodimenzionalno antensko skupino je mogoče sestaviti kot osno ali bočno skupino. Prva najmočnejše seva v smeri osi skupine, druga pa pravokotno na os ($\Theta = \pi/2$). Za izvedbo prilagodljive antene je v tem delu izbrana bočna skupina. Njene lastnosti so opisane v nadaljevanju.



Slika 2: Splošen primer enodimenzionalne antenske skupine.

2.1 Topologija antenske skupine

Topologija antenske skupine določa število sevalnih elementov N , razporeditev in razmik d med njimi. Ti dejavniki vplivajo na delovanje antenske skupine in lastnosti sevalnega diagrama [72], [73]. Sevalni diagram skupine pri enakomernem razmiku d med

elementi je mogoče na splošno zapisati z (2). V izrazu sta k valovno število in w_i kompleksna vrednost vzbujanja posameznega sevalnega elementa. Kompleksna vrednost w_i vsebuje podatek o amplitudi in fazi vzbujanja. Izraz velja za skupino iz N elementov v koordinatnem sistemu, kot je prikazan na sliki 2. Pri drugačni orientaciji koordinatnega sistema oblika sevalnega diagrama ostane enaka, spremeni se le zapis.

$$F_{\text{topologija}}(\Theta, \phi) = \sum_{i=1}^N w_i \cdot e^{jkd(i-1)\cos(\Theta)}, \quad w_i = A_i e^{j\phi_i} \quad (2)$$

Število sevalnih elementov v skupini N vpliva na delovanje in sevalni diagram skupine. Ko se število elementov v skupini povečuje, se glavni snop zoži in pojavi se večje število stranskih snopov. Slika 3 prikazuje primer sevalnega diagrama bočne skupine in odvisnost širine glavnega snopa od števila izotropnih sevalnih elementov N [74]. Prikazani primer velja za sofazno vzbujanje ($w_i = 1e^{j0}$, $i = 1, 2 \dots N$). Širino glavnega snopa (-3 dB) je mogoče izraziti s (3), širino med prvima ničloma sevalnega diagrama pa s (4). V izrazih je Θ_0 zorni kot glavnega snopa, d razmik med elementi in λ valovna dolžina RF-signala.

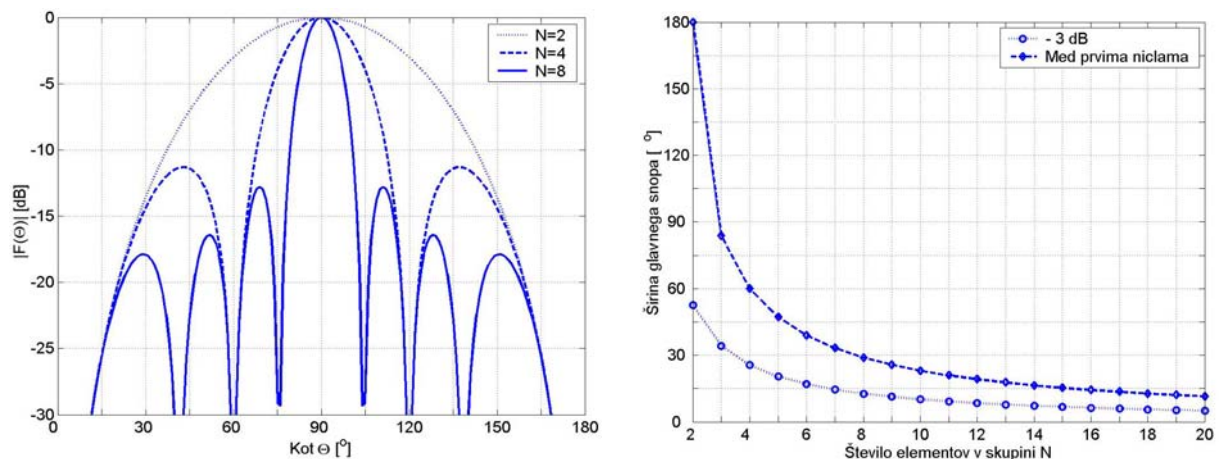
$$\Theta_{3dB} = \arcsin\left[\sin(\Theta_0) + 0,443 \frac{\lambda}{N \cdot d}\right] - \arcsin\left[\sin(\Theta_0) - 0,443 \frac{\lambda}{N \cdot d}\right] \quad (3)$$

$$\Theta_{\text{nicle}} = 2 \arcsin\left(\frac{\lambda}{N \cdot d}\right) \quad (4)$$

Število elementov v bočni skupini N določa število $N - 1$ ničel v sevalnem diagramu, kjer je s (5) in (6) mogoče določiti položaj posamezne ničle. Pri tem je treba upoštevati zorni kot glavnega snopa Θ_0 .

$$\Theta_n = \arcsin\left(\frac{2\pi \cdot n}{Nkd} + \sin \Theta_0\right) \quad n = 1 \dots N/2 \quad (5)$$

$$\Theta_{n(\text{zrcalna})} = \pi - \Theta_n \quad (6)$$



Slika 3: Sevalni diagram skupine (levo) ter širina glavnega snopa (desno) pri različnem številu izotropnih sevalnih elementov N in enakomernem razmiku med elementi ($d = \lambda/2$).

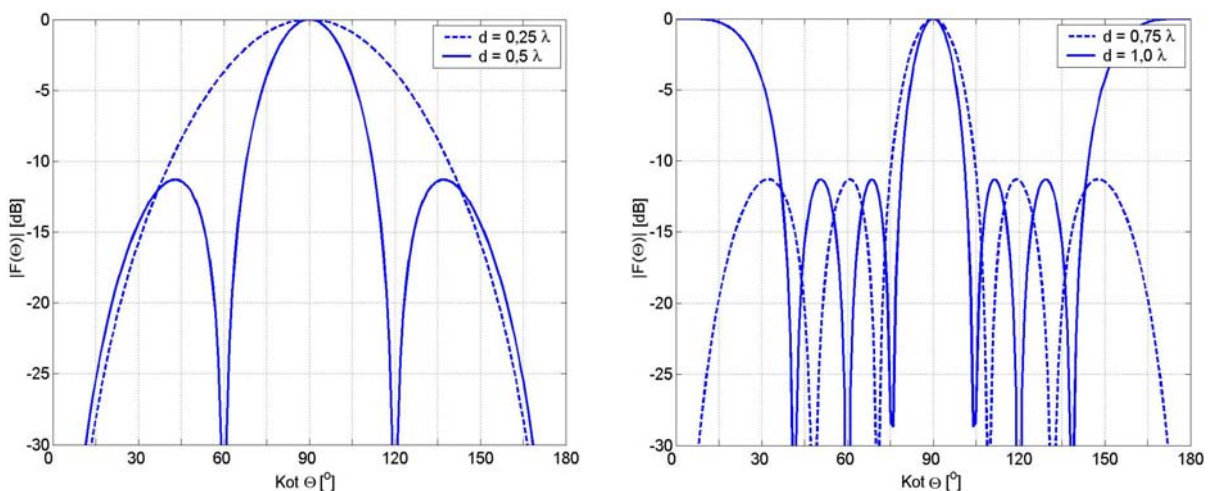
Za praktično uporabo je smiselno izbrati tako število elementov N , da širina glavnega snopa ustreza zahtevanemu območju obsevanja. Na račun ožjega glavnega snopa in nižjih stranskih snopov se poveča smernost skupine.

Smernost antene je na splošno definirana kot razmerje moči na enoto prostorskega kota v določeni smeri (Θ, ϕ) proti povprečni moči, izsevani v celotnem prostoru (7). Navadno je smernost smiselno določati v smeri glavnega snopa $(\Theta_{\max}, \phi_{\max})$. Bolj je antena usmerjena, več moči se izseva v smeri glavnega snopa in manj drugje. Tako nastane večje razmerje moči, zaradi česar ima antena večjo smernost.

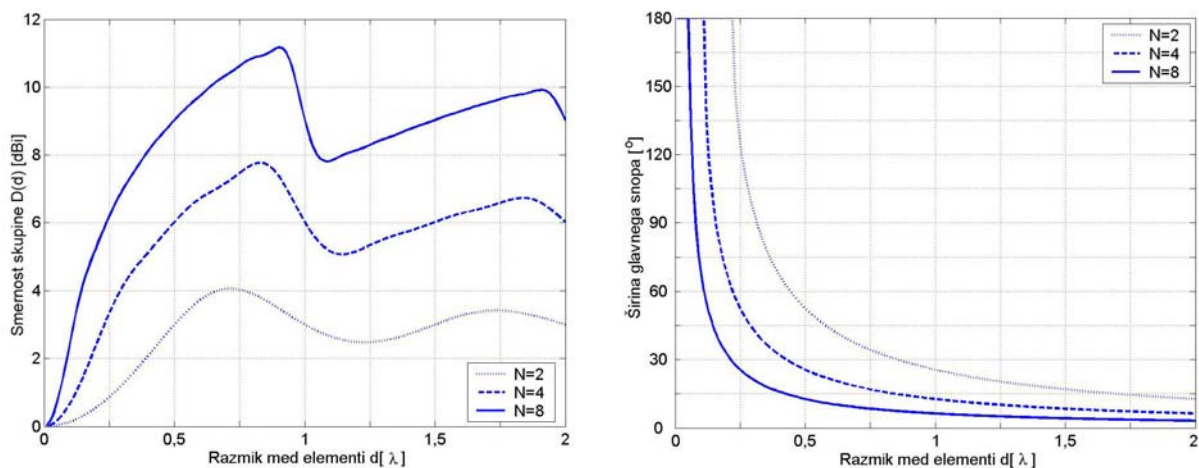
$$D(\Theta_{\max}, \phi_{\max}) = \frac{|F(\Theta_{\max}, \phi_{\max})|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_{4\pi} |F(\Theta, \phi)|^2 d\Omega} \quad d\Omega = \sin \Theta d\Theta d\phi \quad (7)$$

Druga topološka lastnost bočne skupine, ki vpliva na delovanje in obliko sevalnega diagrama, je razmik med sevalnimi elementi d . Ko se spreminja razmik med elementi, se spreminjajo širina glavnega snopa ter število in nivo stranskih snopov. Na sliki 4 so prikazani primeri sevalnih diagramov pri različnih razmikih d med elementi. Vzbujanje je za vse elemente v skupini sofazno ($w_i = 1e^{j0}$, $i = 1, 2 \dots N$).

Ko se večja razmik med elementi, se glavni snop oži in smernost skupine povečuje. Smernost skupine z večanjem razmika narašča do vrednosti, v kateri se pojavijo izraziti stranski snopi. Pri optimalnem kompromisu med širino glavnega snopa ter številom in nivojem stranskih snopov ima skupina največjo vrednost smernosti. Na sliki 5 sta prikazana potek smernosti antenske skupine in širina glavnega snopa (-3 dB) v odvisnosti od razmika d med elementi.



Slika 4: Oblika sevalnega diagrama pri različnem razmiku d med elementi, pri čemer je število elementov $N = 4$.

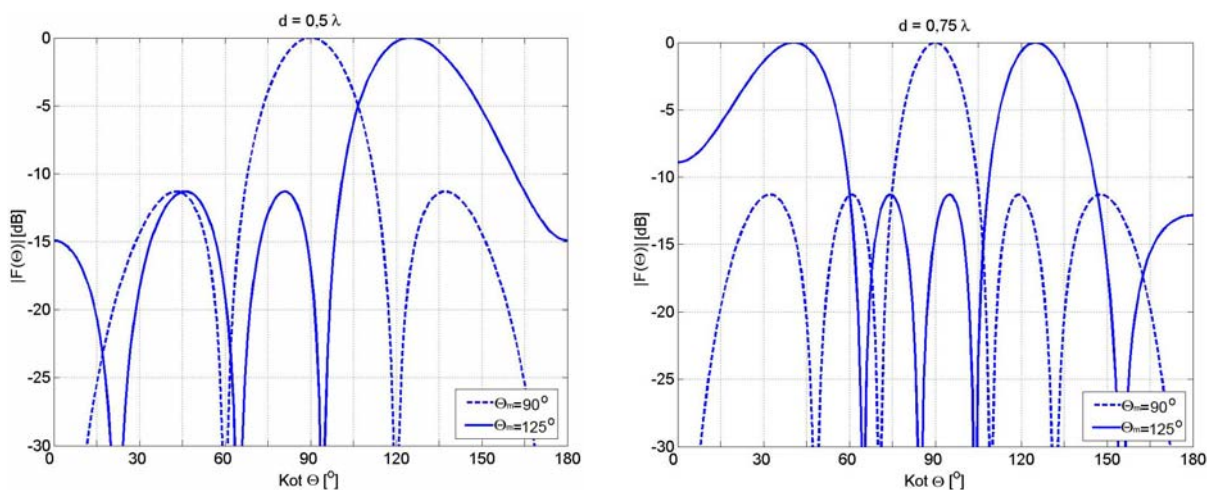


Slika 5: Potek smernosti skupine (levo) in širina glavnega snopa (desno) v odvisnosti od razmika d med elementi.

2.2 Lastnosti sevalnega diagrama pri odklonu glavnega snopa

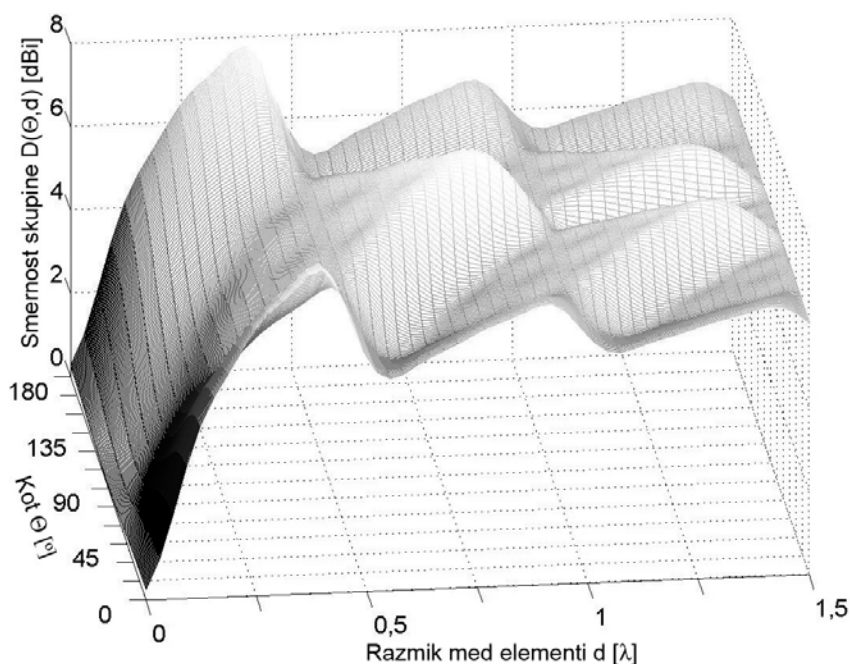
Odklanjanje glavnega snopa je ena izmed osnovnih funkcij oblikovanja sevalnega diagrama. Z ustreznim vzbujanjem w_i sevalnih elementov je mogoče električno spremeniti smer glavnega snopa, fizični položaj skupine pa ostane nespremenjen. Poleg odklona glavnega snopa Θ se pri taki regulaciji spremenijo tudi oblika in lastnosti sevalnega diagrama. Zato električno odklanjanje sevalnega diagrama ni popolnoma ekvivalentno fizičnemu obračanju antene.

Na sliki 6 je prikazan sevalni diagram bočne skupine pri različnih kotih glavnega snopa. Ko se spremeni smer glavnega snopa, se glavni snop nekoliko razširi in pojavijo izrazitejši stranski boki. Popačenje je izrazitejše pri večjih razmikih med elementi d in je neodvisno od števila elementov v skupini N . Razširitev glavnega snopa in povečanje stranskih bokov prispeva k zmanjšanju smernosti skupine. S tem je omejen največji zorni kot Θ_{\max} , ki ga je mogoče nastaviti izdelani antenski skupini, da ta še ohrani sprejemljiv sevalni diagram.



Slika 6: Sevalni diagram skupine v odvisnosti od zornega kota glavnega snopa ($N=4$).

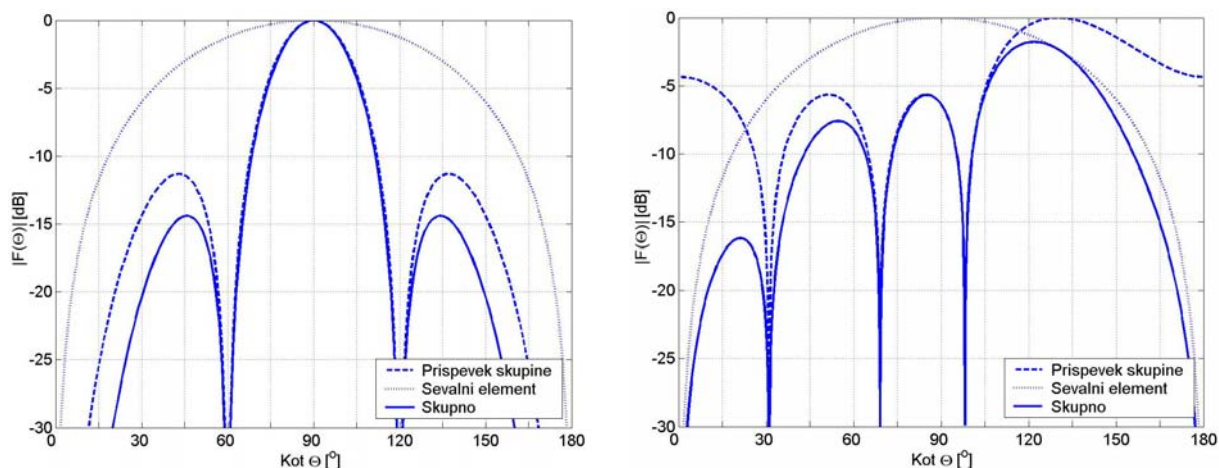
Popačenje sevalnega diagrama pri odklonu glavnega je mogoče ovrednotiti s smernostjo skupine. Na sliki 7 je prikazan potek smernosti v odvisnosti od razmika med elementi in zornega kota glavnega snopa. Pri razmiku $d = 0,5 \lambda$ je smernost konstantna na celotnem območju $\Theta = 0^\circ \dots 180^\circ$. Optimalen razmik med elementi d je odvisen od velikosti območja zornega kota. Ko se večja razmik d , se pri centralnem zornem kotu $\Theta = 90^\circ$ smernost skupine poveča in območje zornega kota zmanjša. Ko glavni snop sevalnega diagrama preseže predvideno območje zornega kota, smernost hitro pade, smerni diagram pa se močno popači.



Slika 7: Smernost skupine v odvisnosti od razmika med elementi d in od zornega kota glavnega snopa Θ ($N = 4$).

2.3 Vpliv sevalnega elementa na sevalne lastnosti antenske skupine

Sevalni element skupaj s topologijo skupine določa skupen sevalni diagram antenske skupine (1). Pri načrtovanju je zato treba izbrati sevalni element, ki izpolnjuje zahteve končne antenske skupine. Sevalni element s širino glavnega snopa lastnega sevalnega diagrama določa uporabno območje zornih kotov celotne antenske skupine. Manj usmerjen element, s širokim glavnim snopom, omogoča odklanjanje glavnega snopa skupine na širšem območju zornih kotov in obratno. Bolj usmerjen sevalni element omogoča izdelavo skupine z večjo skupno smernostjo. Na sliki 8 je prikazan učinek usmerjenega sevalnega elementa na obliko sevalnega diagrama antenske skupine.

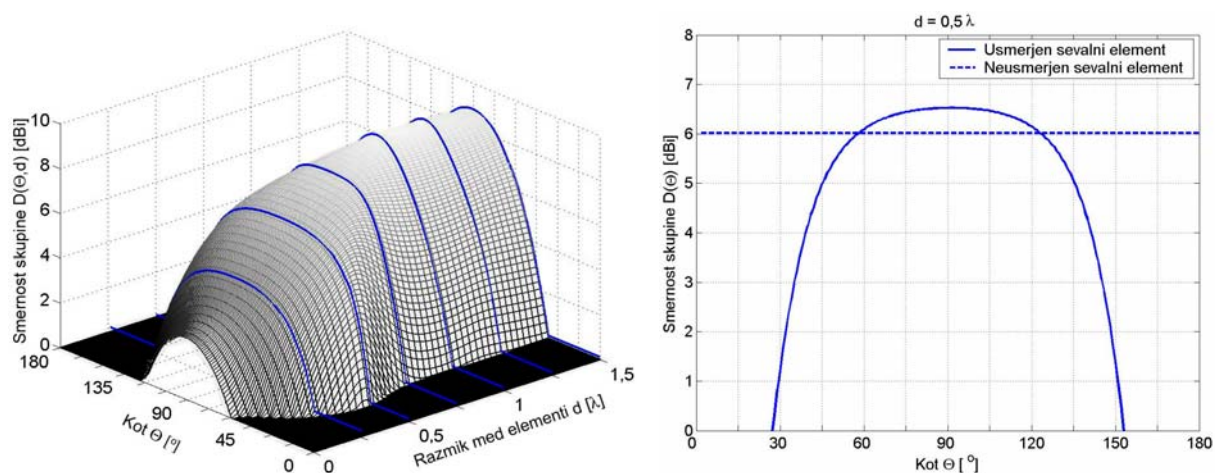


Slika 8: Vpliv usmerjenega sevalnega elementa na sevalne lastnosti skupine ($N=4$).

Ker je sevalni element usmerjen, se glavni snop zoži in nivo stranskih snopov zniža. Na omejenem območju zornih kotov ($\Theta_{min} - \Theta_{max}$) se zaradi tega smernost skupine poveča. Pri večjih zornih kotih Θ vrednost glavnega snopa začne upadati, kar povzroči upadanje smernosti. Zaradi tega se uporabno območje zornih kotov glavnega snopa skupine ($\Theta_{min} - \Theta_{max}$) zmanjša. Razmere so prikazane na sliki 9.

Kot sevalni element je v končni izvedbi prilagodljive antene izbrana krpičasta antena. Krpičasta antena je razmeroma neusmerjen sevalni element s širino snopa $\Delta\Theta_{-3\text{ dB}} = 60^\circ$. Sevalni diagram ne vsebuje izrazitejših stranskih snopov in seva predvsem v polovici prostora pred anteno. Podroben opis, analiza in meritve krpičaste antene in izdelane antenske skupine so zbrani v prilogah A in B.

Glede na izbrani sevalni element in območja zornih kotov skupine je smiselno prilagoditi razdaljo med elementi d . V izdelani antenski skupini je izbrana razdalja med elementi $d = \lambda/2$ in omogoča največje območje zornih kotov s konstantno smernostjo skupine.



Slika 9: Potek smernosti antenske skupine, sestavljene iz $N = 4$ usmerjenih sevalnih elementov, v odvisnosti od zornega kota glavnega snopa ter razmika med elementi d (levo) in pri razmiku $d = 0,5 \lambda$ (desno).

2.4 Oblikovanje sevalnega diagrama antenske skupine z regulacijo vzbujanja

Pri nespremenjeni topologiji antenske skupine je mogoče sevalni diagram oblikovati z ustrežno regulacijo amplitude in faze vzbujanja [72]. S tem se spremenijo vrednosti kompleksnih uteži w_i za posamezen sevalni element in vpliv topologije $F_{topologije}(\Theta, \phi)$ (8). Tako je mogoče oblikovati skupen sevalni diagram antenske skupine (9). Postopek regulacije vzbujanja je shematično prikazana na sliki 10.

$$F_{topologija}(\Theta, \phi) = \sum_{i=1}^N w_i \cdot e^{jkd(i-1)\cos(\Theta)}, \quad w_i = A_i e^{j\phi_i} \quad (8)$$

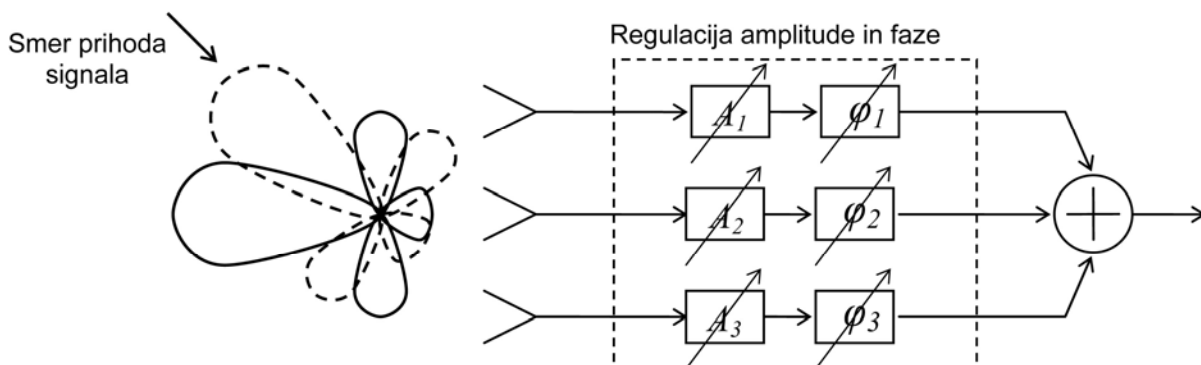
$$F_{skupen}(\Theta, \phi) = F_{elementa}(\Theta, \phi) \cdot F_{topologija}(\Theta, \phi) = F_{elementa}(\Theta, \phi) \sum_{i=1}^N w_i \cdot e^{jkd(i-1)\cos(\Theta)} \quad (9)$$

Oblikovanje sevalnega diagrama se prevede na problem iskanja kompleksnih uteži w_i . Pri končnem računanju je treba upoštevati tudi prispevek sevalnega elementa $F_{elementa}(\Theta, \phi)$, ki ga je mogoče v zapisu (10) s prispevkom topologije združiti v $g_i(\Theta, \phi)$.

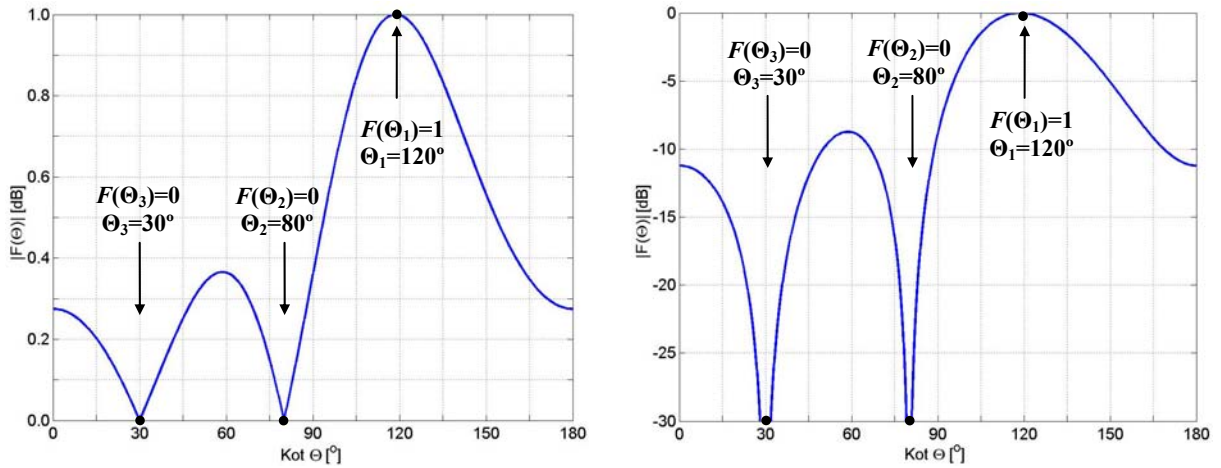
$$F_{celotna}(\Theta, \phi) = F_{elementa}(\Theta, \phi) \sum_{i=1}^N w_i \cdot e^{jkd(i-1)\cos(\Theta)} = \sum_{i=1}^N w_i \cdot g_i(\Theta, \phi) \quad (10)$$

Izraz (10) je smiselno zapisati v matrični obliki (11), iz katere iskane uteži w_i sledijo kot rezultat matričnega računanja. Leva matrika vsebuje podatke o položaju glavnega snopa in ničel ter predstavlja vhodni podatek v postopku določanja uteži w_i . Gre za računanje sistema kompleksih enačb s kompleksnimi neznankami, kjer je samo enačba za položaj glavnega snopa od nič različna $F(\Theta_1, \phi) = 1$ (slika 11). Dobljene rešitve so iskane vrednosti amplitud in faz vzbujanja za zahtevano obliko sevalnega diagrama.

$$\begin{bmatrix} F(\Theta_1, \phi) \\ \vdots \\ F(\Theta_N, \phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1(\Theta_1, \phi) & \cdots & g_N(\Theta_1, \phi) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_1(\Theta_N, \phi) & \cdots & g_N(\Theta_N, \phi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} \quad (11)$$



Slika 10: Postopek regulacije vzbujanja antenske skupine.



Slika 11: Primer sevalnega diagrama z vrednostmi ničel in glavnega snopa pri postopku računanja kompleksnih uteži w_i ($N = 3$). Linearno merilo (levo), logaritemsko merilo (desno).

Pri opisanem postopku določanja vzbujanja je treba biti pozoren na vrednosti vhodnih podatkov. Čeprav obstaja matematična rešitev, je lahko ta zaradi fizikalnih omejitev skupine nesmiselna in ne tvori praktično uporabnega sevalnega diagrama. Če je postavitev ničel nenaravna, se lahko v sevalnem diagramu spremenita položaj in nivo glavnega snopa ter povečajo stranski snopi. V primeru izločanja motenj, je to sprejemljiv kompromis, saj je prednost zaradi prisotnosti ničle večja v primerjavi s popačenjem glavnega snopa.

V primeru odklanjanja glavnega snopa, ne glede na položaj ničel, se določanje iskanih uteži w_i poenostavi (12). Treba je določiti le fazno razliko $\Delta\varphi$ med sosednjimi vzbujevalnimi signali (13) pri konstantni amplitudi. Kot Θ_1 je zahtevan položaj glavnega snopa.

$$w_i = 1 \cdot e^{j(i-1)\Delta\varphi} \quad (12)$$

$$\Delta\varphi = kd \sin(\Theta_1) \quad (13)$$

Opisano regulacijo vzbujanja prilagodljive antene je mogoče optično realizirati na različne načine. V nalogi je opisana inovativna optična metoda regulacija z regulacijo optične moči in valovne dolžine optičnih signalov. Izhodna optična moč neposredno vpliva na amplitudo RF-signala, medtem ko valovna dolžina vpliva na pripadajočo RF-fazo. Pregled drugih obstoječih metod optične regulacije vzbujanja sledi v nadaljevanju.

3 Pregled tehnologij optične regulacije vzbujanja prilagodljive antene

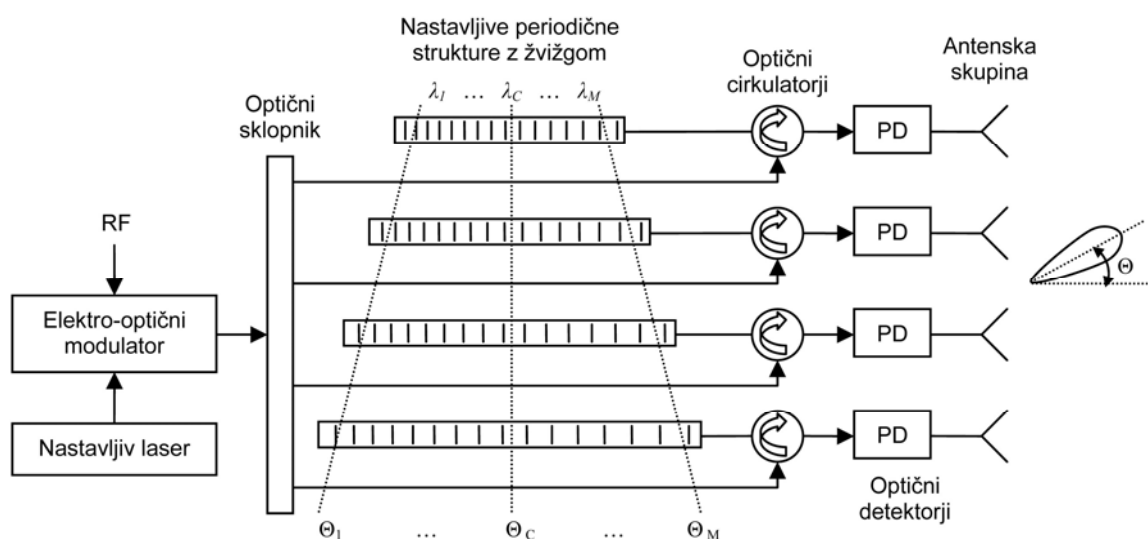
Optično vlakno kot valovodna struktura ima lastno hitrost razširjanja valovanja. Ta določa čas potovanja optičnega signala skozi optični valvod. Časovne zakasnitve, ki nastanejo med optičnim prenosom, se neposredno izražajo v fazni zakasnitvi prenašanega RF-signala. Na čas potovanja skozi izbrani optični valvod je mogoče vplivati na več načinov.

Amplitudo RF-signala v optični domeni je mogoče preprosto regulirati z nastavitvijo amplitude optičnega nosilca ali pri sami pretvorbi RF/optika in nazaj optika/RF. Za optično regulacijo RF-signalov za vzbujanje antenskih skupin so znane tehnike, opisane v nadaljevanju.

3.1 Regulacija z uporabo periodičnih struktur

Periodične strukture se za regulacijo faze RF-signalov uporabljajo kot selektivna zrcala, kot je prikazano na sliki 12. Fizično mesto odboja je odvisno od valovne dolžine vstopnega optičnega signala. Ta določa skupno dolžino poti, ki jo mora optični signal prepotovati, in s tem časovno (fazno) zakasnitev. Tako je mogoče s spreminjanjem valovne dolžine optičnega signala regulirati fazno zakasnitev [34]–[38].

Metoda omogoča zvezno nastavljanje valovne dolžine optičnega signala in s tem zvezno nastavljanje faze vzbujanja za posamezen antenski element v skupini. To omogoča zvezno odklanjanje glavnega snopa sevalnega diagrama. Metoda kot taka ne omogoča amplitudne nastavitve signalov, zato položaja ničel v sevalnem diagramu ni mogoče nastaviti. Metoda je omejena le na odklanjanje glavnega snopa.

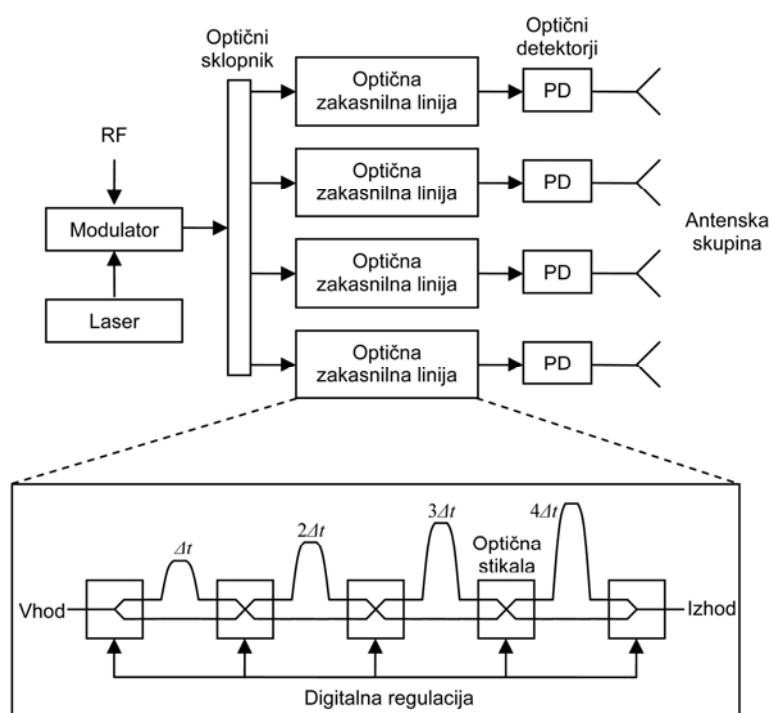


Slika 12: Metoda optične regulacije RF-signalov antenske skupine z uporabo periodičnih struktur.

3.2 Regulacija z uporabo optičnih stikal in optičnih zakasnilnih linij

Regulacije RF-faze je v tem primeru izvedena z verigo optičnih vlaken različnih dolžin, med katerimi so vstavljena optična stikala. Z vključitvijo posameznih stikal, se določi, kateri odsek optičnega vlakna je v verigi in kateri ne. Tako je mogoče sestaviti različno dolge optične poti in s tem različne časovne zakasnitve med posameznimi signali [39]–[42]. Shema opisane metode je prikazana na sliki 13.

Optična zakasnilna linija je sestavljena iz točno določenih odsekov optičnih vlaken, zato je regulacija časovne zakasnitve diskretna. Z opisano metodo je mogoče diskretno uklanjati glavni snop v vnaprej določenih smereh. Regulacija amplitude posameznim signalom ni mogoča, zato opisana metoda ne omogoča poljubne nastavitve položaja ničel v sevalnem diagramu.



Slika 13: Metoda optične regulacije RF-signalov antenske skupine z uporabo optičnih stikal in odsekov optičnih vlaken.

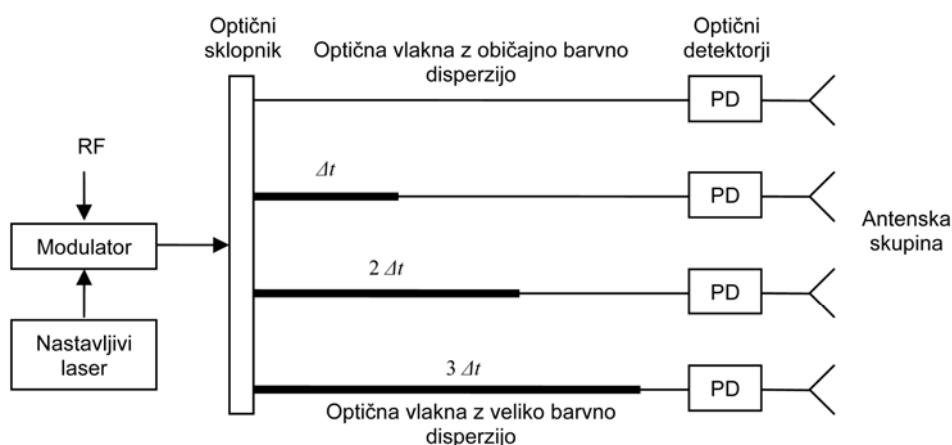
3.3 Regulacija z uporabo optičnih vlaken z veliko barvno disperzijo

Sistem za optično regulacijo faze je sestavljen iz kombinacije navadnih vlaken in vlaken z velikim koeficientom barvne disperzije [43]–[48]. Za ta namen se uporabljajo namensko izdelana optična vlakna z veliko barvno disperzijo ($D = 70 - 90 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$). Shema opisane metode je prikazana na sliki 14.

Optične povezave so sestavljene tako, da ima vsaka naslednja povezava večji delež vlaken z veliko barvno disperzijo. S tem vnašajo večjo odvisnost časovne zakasnitve od

valovne dolžine optičnega signala. Deleži močno disperzivnega vlakna so skrbno izbrani v enakomernih korakih. Vsaka naslednja optična povezava doda zakasnitev Δt več od predhodne, pri čemer se lahko zakasnitev spreminja v območju $-T < \Delta t < +T$.

Uporaba laserja z zvezno nastavitvijo valovne dolžine omogoča zvezno nastavitvev faznega zasuka vzbujanja med elementi v skupini. Tako je mogoče zvezno regulirati glavni snop sevalnega diagrama. Metoda ne omogoča nastavljanja amplitude signala za posamezni element v antenski skupini, zato tudi ni mogoče poljubno nastavljanje položaja ničel v sevalnem diagramu.



Slika 14: Metoda optične regulacije RF-signalov antenske skupine z uporabo vlaken z velikim koeficientom barvne disperzije.

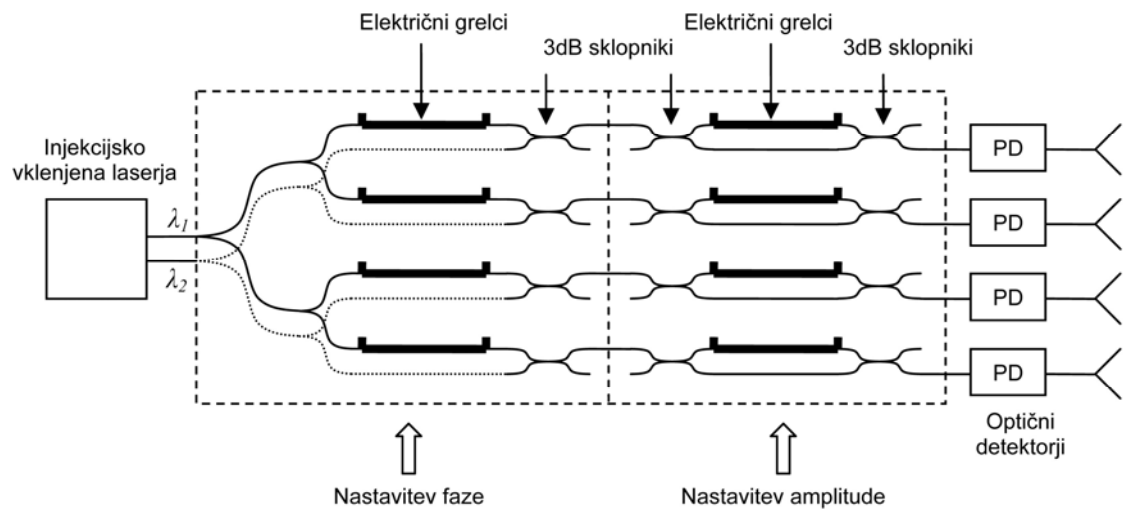
3.4 Regulacija z uporabo namensko izdelanih optičnih valovodnih struktur

Za ta namen se uporabljajo planarni optični valovodi iz kremenovega stekla (SiO_2/Si), opremljeni z električnimi grelniki [49]–[51]. S temperaturo je mogoče spreminjati lomni količnik valovoda, ki se odraža na hitrosti valovanja svetlobe skozi strukturo in s tem na časovni zakasnitvi signala. Shema opisane metode je prikazana na sliki 15. Sistem za optično regulacijo RF-signalov je izdelan iz dveh delov: prvi poskrbi za nastavitev faze, drugi za nastavitev amplitude.

Tako je mogoče zvezno nastaviti amplitudo in fazo signala za posamezen element v antenski skupini in poljubno oblikovati sevalni diagram skupine. Zaradi majhnih dolžin tako izdelanih optičnih valovodov, je delovanje sistema omejeno na zelo visoke frekvence. Pri nizkih frekvencah je ustvarjena časovna zakasnitev premajhna za doseganje dovolj velikega faznega zasuka. Postopek je bil prvič predstavljen za frekvenco 60 GHz.

Zaradi visoke frekvence delovanja se pri opisani metodi RF-signal generira z mešanjem dveh optičnih signalov. Za ta namen sta uporabljena dva injekcijsko vključena

laserja. Po fazni in amplitudni regulaciji se signali pretvorijo v elektromagnetno valovanje na fotodiodah (PD).



Slika 15: Metoda optične regulacije RF-signalov antenske skupine z uporabo namensko izdelanih optičnih valvodov.

4 Predlagana metoda optične regulacije vzbujanja prilagodljive antene

Za optično regulacijo vzbujanja prilagodljive antene so pri predlagani metodi uporabljeni le standardni optični sestavni elementi (laserji, fotodiode, sklopniki in enorodovno optično vlakno). Posebne namensko izdelane komponente niso potrebne. Optična regulacija amplitude in faze RF-signalov je izpeljana z uporabo optičnih komponent sicer potrebnih za prenos RF-signala prek optične zveze.

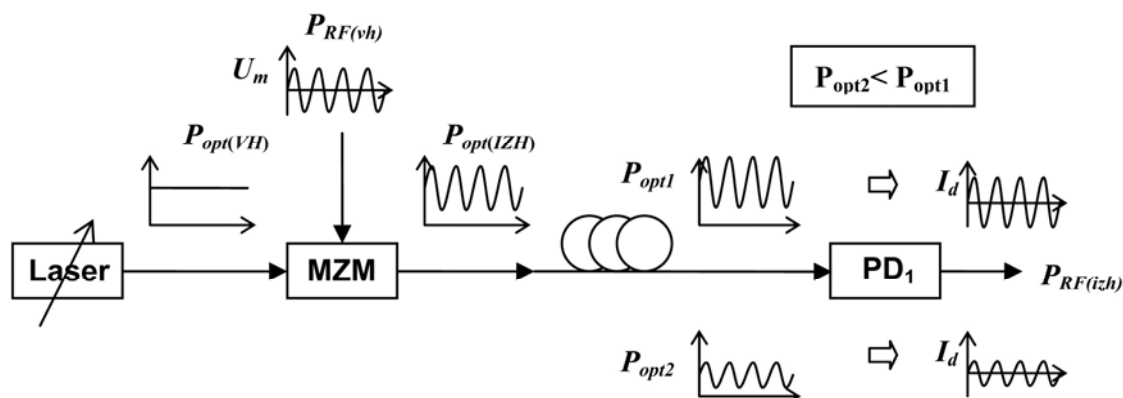
Na tak način je z regulacijo vzbujanja prilagodljive antene združen optični prenos RF-signala. Iste sistemske komponente so uporabljene tako, da sta v enem sistemu združeni obe tehnologiji.

4.1 Optična regulacija amplitude RF-signala z regulacijo moči optičnih signalov

Predlagani način optične regulacije amplitude RF-signalov je izveden z regulacijo moči optičnih signalov. Sprememba moči optičnih signalov $P_{opt(VH)}$ se neposredno kaže v amplitudi izhodnega RF-signala $P_{RF(izh)}$, kot je ponazorjeno na sliki 16.

Optični signal $P_{opt(VH)}$ iz laserja vstopi v Mach-Zehnderjev amplitudni modulator. V njem se razdeli v dve optični veji, v katerih je mogoče z zunanjim električnim poljem vplivati na fazo svetlobe. Električno polje je določeno z modulacijskim RF-signalom $P_{RF(vh)}$. Ko se optična signala ponovno združita, je skupna optična moč $P_{opt(IZH)}$ odvisna od medsebojne faze obeh prispevkov (14). Za opisano amplitudno modulacijo se izkorišča Mach-Zehnderjev interferometrični pojav [75].

$$P_{opt(IZH)} = \frac{1}{2} P_{opt(VH)} (1 + \cos(\Delta\varphi_{opt})) \quad (14)$$



Slika 16: Optična regulacija amplitude RF-signala.

Nastala fazna razlika (15) je odvisna od jakosti modulacijskega RF-signala $U_m(t)$ in karakteristične napetosti modulatorja U_π . Ta je določena z lastnostmi materiala, iz katerega je modulator izdelan, ter vpliva na prenosno karakteristiko in učinkovitost modulacije (slika 17).

$$\Delta\varphi_{opt} = \frac{\pi U_m(t)}{U_\pi} \quad (15)$$

Učinkovitost modulacije ali elektro-optične pretvorbe je ponazorjena s strmino odziva v delovni točki (DT) in jo je mogoče določiti iz prenosne karakteristike (14). Delovanje modulatorja je smiselno postaviti na sredino karakteristike, kjer je odziv najbolj linearen. Na tem delu je mogoče prenosno karakteristiko poenostavljeno zapisati kot (16), kjer se kosinusna odvisnost zamenja z argumentom kosinusne funkcije.

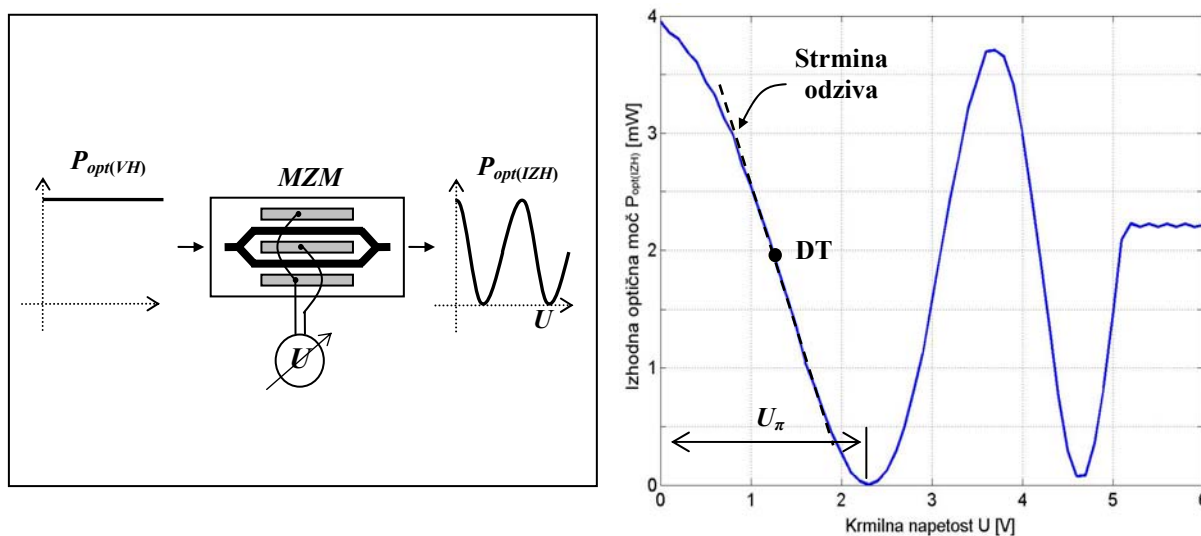
$$P_{opt(IZH)} = \frac{1}{2} P_{opt(VH)} \left(\underbrace{1}_{=} + \underbrace{\frac{\pi U_m(t)}{U_\pi}}_{\approx} \right) \quad (16)$$

Po modulaciji je izhodni optični signal sestavljen iz enosmerne (=) in izmenične komponente (\approx). Za optični prenos RF-signala je pomemben le izmenični del (17). Enosmerna komponenta se po sprejemu izloči, zato ne vpliva na prenos.

$$P_{opt(IZH)} = \frac{1}{2} P_{opt(VH)} \frac{\pi U_m(t)}{U_\pi} \quad (17)$$

Strmina odziva (elektro-optične pretvorbe) se navadno izraža kot razmerje izhodne optične moči proti ekvivalentni jakosti električnega toka modulacijskega signala (W/A). Veličina je smiselna za primerjavo z učinkovitostjo sprejemniških fotodiod (PD) (18), kjer ima odziv fotodiode s_d ravno inverzen značaj (A/W).

$$I_d(t) = s_d P_{opt(IZH)} \quad (18)$$



Slika 17: Prenosna karakteristika uporabljenega amplitudnega MZM-modulatorja.

Vrednost napetosti $U_m(t)$ modulacijskega RF-signalu je mogoče pretvoriti v električni tok $I_m(t)$ prek karakteristične upornosti električnega dela MZM-modulatorja R_M (19).

$$P_{opt(IZH)} = \frac{1}{2} P_{opt(VH)} \frac{\pi R_M I_m(t)}{U_\pi} \quad (19)$$

Od tod izraz za strmino odziva oziroma učinkovitost MZM-modulatorja (20) in (21).

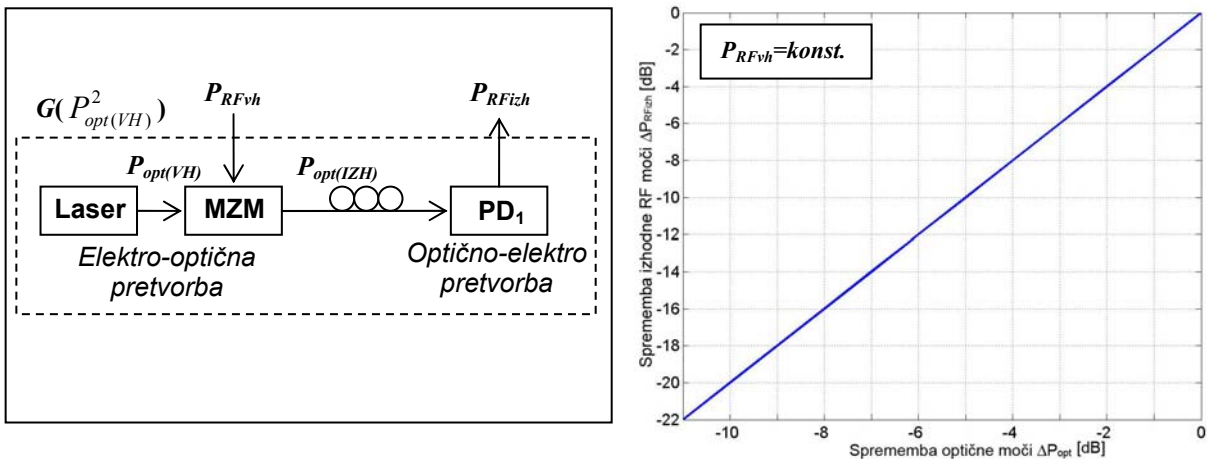
$$P_{opt(IZH)} = s_m I_{RF}(t) \quad (20)$$

$$s_m = \frac{P_{opt(VH)} \pi R_M}{2U_\pi} \quad (21)$$

Iz izraza (21) je razvidno, da je učinkovitost modulacije s_m odvisna od lastnosti modulatorja U_π in vhodne optične moči $P_{opt(VH)}$. Pri konstantni moči modulacijskega RF-signalu je mogoče regulirati izmenični del izhodnega optičnega signala z nastavitvijo vhodne optične moči $P_{opt(VH)}$.

Celotna zveza in optični prenos RF-signalu sta ponazorjena na sliki 18. Prenosno karakteristiko zveze je mogoče ovrednotiti kot razmerje moči izhodnega RF-signalu P_{RFizh} proti vhodnemu P_{RFvh} . To razmerje definira ojačanje zveze G , ki nosi informacijo o ojačanju ali slabljenju zveze (22). Ojačanje je določeno z učinkovitostjo modulatorja s_m in fotodiode s_d , kjer sta R_m in R_d pripadajoči električni impedanci.

$$G = s_m^2 s_d^2 \frac{R_d}{R_m} \quad (22)$$



Slika 18: Optična zveza in prenos RF-signalu (levo) in odvisnost RF-moči od optične na koncu optične zveze (desno).

Ojačanje take optične zveze je mogoče regulirati s spreminjanjem učinkovitosti modulatorja s_m prek vhodne optične moči $P_{opt(VH)}$. Z ojačanjem optične zveze G se neposredno spreminja vrednost izhodnega RF-signalu P_{RFizh} (23). Večja vrednost ojačanja je posledica

večje izmenične komponente moduliranega optičnega signala in obratno. Tako je v predlagani metodi izvedena optična regulacija amplitude RF-signala z uporabo standardnih laserskih modulov. Da pa je regulacija pravilna, je treba upoštevati kvadratično odvisnost ojačanja optične zveze $G = f(P_{opt}^2)$.

$$P_{RF(izh)} = G \cdot P_{RFvh} \quad (23)$$

Uporabljeni laserji omogočajo zvezno nastavljanje izhodne optične moči, zato je regulacija amplitude RF-signala prav tako zvezna. Predvideno območje regulacije izhodne optične moči laserjev znaša $\Delta P_{opt(VH)} = 11$ dB, kar ustreza $\Delta P_{RF(izh)} = 22$ dB območju moči RF-signala. Največja izhodna moč za uporabljene laserje je omejena na $P_{opt(VH)} = -9$ dBm.

Uporabljeni amplitudni MZM-modulatorji so vgrajeni v isto ohišje skupaj z DFB-laserji. To zagotavlja stabilno in zanesljivo delovanje ter preprostejše električno krmiljenje. Zgradba in lastnosti uporabljenih laserskih modulov (LD_i) so opisane v prilogi C.1.

4.1.1 Umerjanje amplitudnega odziva sistema

Za pravilno delovanje amplitudne regulacije je treba sistem predhodno umeriti. Razlike se pojavijo zaradi neenakih odzivov s_m uporabljenih MZM-modulatorjev. Uporabljeni MZM-modulatorji imajo po priloženi specifikaciji naslednje vrednosti karakteristične napetosti U_π : LD₁ = 2,590 V, LD₂ = 2,170 V, LD₃ = 2,340 V. Te so v območju toleranc, vendar so odstopanja za opisan primer uporabe prevelika in jih ni mogoče zanemariti.

Poleg različnih odzivov modulatorjev, se pojavijo tudi odstopanja med posameznimi kanali zaradi neenakosti na RF- in optičnih prenosnih poteh. Odstopanja nastanejo na spojih, povezavah, RF-ojačevalnikih in drugih pasivnih elementih. Posamezni vplivi so lahko zelo majhni in sami po sebi zanemarljivi, a v celoti prispevajo opazne razlike. Za pravilno delovanje je treba vse neenakosti upoštevati.

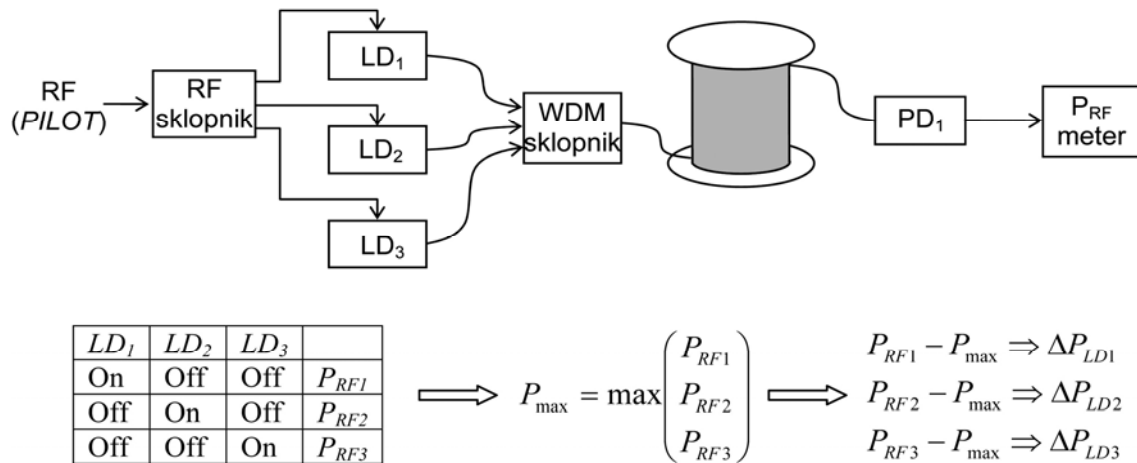
Postopek umerjanja je prikazan na sliki 19. Umerjanje je izpeljano na podlagi primerjave RF-odzivov na fotodiodi (PD₁) na koncu optične zveze. Vsi laserski moduli (LD_i) so modulirani z enako vrednostjo RF-signala. Modulacijski signal je referenčni RF-signal (*PILOT*). Da je moč modulacijskega RF-signala enaka za vse tri laserje, poskrbi skrbno načrtovan RF-sklopnik, ki referenčni RF-signal enakomerno razdeli na tri enake dele. Električen načrt in tiskanina RF-sklopnika je prikazana v prilogah D.3 in E.3.

Izmerjene razlike med posameznimi amplitudnimi odzivi so posledica neenakosti v prenosnih poteh med posameznimi kanali. Kontrolni algoritem izmerjene razlike upošteva in

ustrezno popravi moč optičnih nosilcev. Glede na izmerjeno vrednost poveča ali zmanjša optično moč posameznega laserja.

Med meritvijo amplitudnega odziva deluje samo merjeni laser. Preostala dva sta izključena, da ne motita meritve. Za meritev moči RF-signala je uporabljeno posebej izdelano električno vezje. To je sestavljeno iz integriranega vezja z logaritmskim detektorjem RF-moči in A/D-pretvornika. Izhod iz logaritmskega detektorja je analogna napetost, ki je proporcionalna merjeni vrednosti RF-moči. A/D-pretvornik pretvori analogne vrednosti v digitalne, v obliko primerno za obdelavo z osebnim računalnikom. Natančna električna shema vezja za meritev moči RF-signala je prikazana v prilogi D.4.

Za tvorjenje referenčnega RF-signala (*PILOT*) poskrbi električno vezje z oscilatorjem in stabilnim kvarčnim kristalom. Referenčni signal mora biti dovolj frekvenčno in močnostno stabilen, da se med postopkom umerjanja ne spreminja. Natančen načrt električnega vezja je prikazan v prilogi D.5.



Slika 19: Postopek umerjanja amplitudnega odziva.

4.2 Optična regulacija faze RF-signala z uporabo barvne disperzije standardnega optičnega vlakna

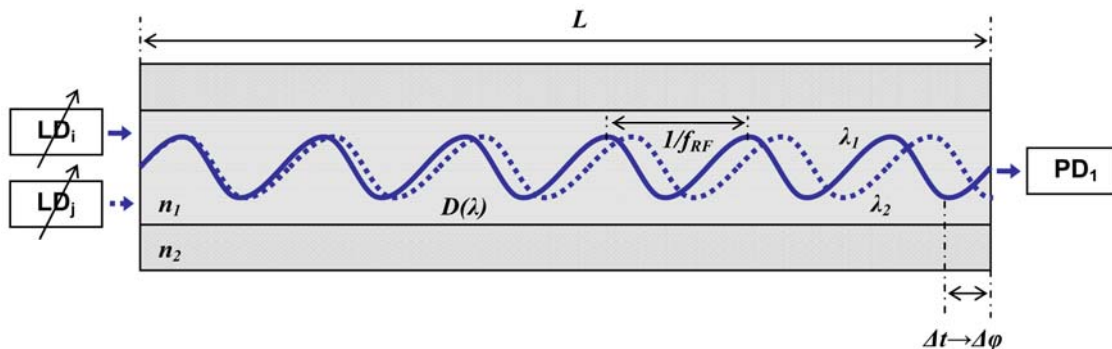
Fazna zakasnitev RF-signala ($\Delta\varphi$) je neposredno posledica časovne zakasnitve (Δt) na optični prenosni poti. S spreminjanjem časovne zakasnitve je mogoče vplivati na fazo RF-signala (24).

$$\Delta\varphi(\lambda, \Delta\lambda) = \Delta t(\lambda, \Delta\lambda) \cdot f_{RF} \cdot 360^\circ \quad (24)$$

Časovna zakasnitev je posledica barvne disperzije $D(\lambda)$ optičnega vlakna [76], [79]. Različne valovne dolžine (barve) potujejo skozi optično vlakno z različno hitrostjo (slika 20). Zaradi tega nastanejo časovne zakasnitve med optičnimi signali različnih valovnih dolžin λ . S spreminjanjem valovne dolžine optičnega nosilca je mogoče na koncu optične zveze nastavljanje časovne zakasnitve le-tega. Tako je v predlagani metodi izvedena optična

regulacija faze RF-signala z uporabo barvne disperzije optičnega vlakna. Odnos med časovno zakasnitvijo Δt in spremembo valovne dolžine $\Delta\lambda$ je mogoče izraziti s (25), kjer je L dolžina optičnega vlakna in $D(\lambda)$ koeficient barvne disperzije.

$$\Delta t(\lambda, \Delta\lambda) = L \cdot \int_{\lambda - \Delta\lambda/2}^{\lambda + \Delta\lambda/2} D(\lambda) d\lambda \quad (25)$$



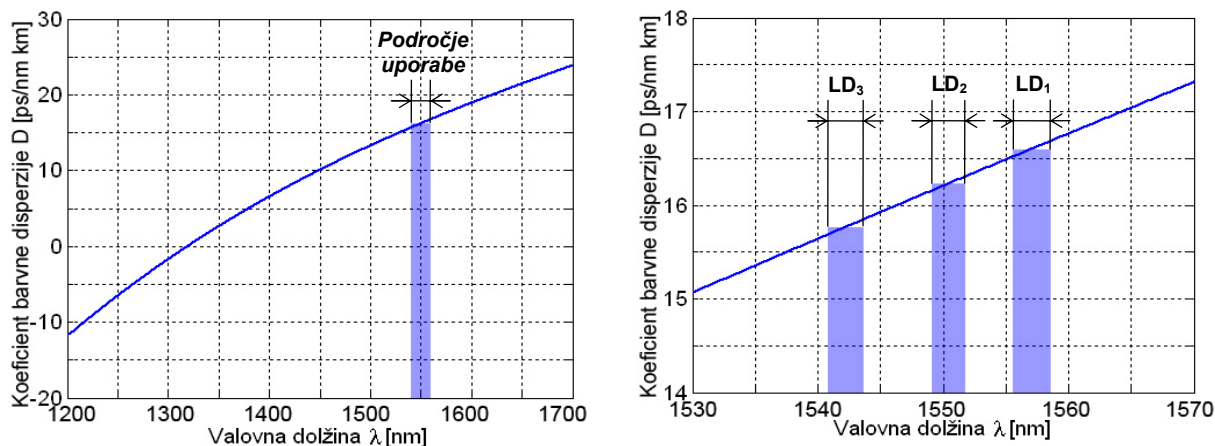
Slika 20: Optična regulacija faze RF-signala.

Barvna disperzija je nelinearna funkcija valovne dolžine (26), kjer je c hitrost svetlobe v praznem prostoru in $n(\lambda)$ lomni količnik stekla. Potek koeficienta barvne disperzije v odvisnosti od valovne dolžine je za standardno enorodovno optično vlakno (G.652) prikazan na sliki 21.

$$D(\lambda) = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n(\lambda)}{d\lambda^2} \quad (26)$$

Barvna disperzija je posledica odvisnosti lomnega količnika stekla od valovne dolžine. To odvisnost je mogoče izraziti s tako imenovano Sellmeierjevo enačbo (27), v kateri se koeficienti A_i in a_i razlikujejo za različne tipe stekla in jih proizvajalci po navadi navedejo [77]–[79]. Navadno je za standardna optična vlakna sam potek koeficienta barvne disperzije dobro znan in ga ni treba posebej določati.

$$n = \sqrt{1 + \frac{A_1 \lambda^2}{\lambda^2 - a_1^2} + \frac{A_2 \lambda^2}{\lambda^2 - a_2^2} + \frac{A_3 \lambda^2}{\lambda^2 - a_3^2}} \quad \lambda [\mu m] \quad (27)$$

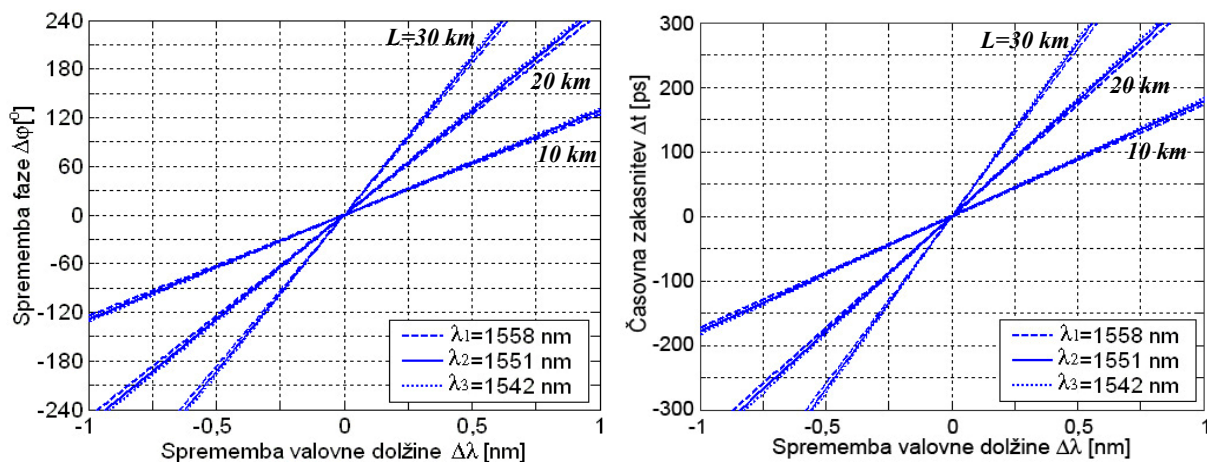


Slika 21: Barvna disperzija v odvisnosti od valovne dolžine za enorodovno optično vlakno (G.652).

Zaradi nelinearnega poteka barvne disperzije $D(\lambda)$, fazna zakasnitev ni preprosta funkcija valovne dolžine. Odvisna je od dolžine vlakna L in vrednosti disperzije pri izbrani centralni valovni dolžini (28). Za pravilno nastavitve faze RF signala je zato potrebno natančno poznati vrednosti iskanih parametrov. Za praktično uporabo je iskani parameter produkt fizične dolžine in koeficienta barvne disperzije vlakna $L \cdot D(\lambda)$. Ta pri znani RF-frekvenci določa vrednost fazne zakasnitve na spremembo valovne dolžine ($\Delta\varphi/\Delta\lambda$ [$^{\circ}/nm$]).

$$\Delta\varphi(\lambda, \Delta\lambda) = f_{RF} \cdot 360^{\circ} \cdot L \cdot \int_{\lambda-\Delta\lambda/2}^{\lambda+\Delta\lambda/2} D(\lambda) d\lambda \quad (28)$$

Pri poznavanju parametrov fazne zakasnitve optične zveze je mogoče po (28) nastaviti želeno fazno zakasnitev RF-signala, tako da se primerno nastavi valovna dolžina laserja. Laserji, uporabljeni v predlaganem načinu regulacije RF-faze, delujejo na centralnih valovnih dolžinah $\lambda_1 = 1557,0$ nm, $\lambda_2 = 1550,4$ nm in $\lambda_3 = 1542,2$ nm ter omogočajo zvezno regulacijo v območju $\Delta\lambda = 2,6$ nm. Zvezna regulacija valovne dolžine omogoča zvezno regulacijo faze RF-signala. Območje regulacije faze $\Delta\varphi$ se razlikuje za različne optične zveze. Odvisno je od fizične dolžine L in karakteristike barvne disperzije $D(\lambda)$ uporabljenega vlakna. Primer fazne zakasnitve za uporabljene centralne valovne dolžine na treh različnih dolžinah optičnega vlakna (G.652) je prikazan na sliki 22.



Slika 22: Fazna zakasnitev pri RF-frekvenci $f_{RF} = 2,0$ GHz (levo) in časovna zakasnitev (desno) v odvisnosti od valovne dolžine pri različnih dolžinah optičnih vlaken.

4.2.1 Umerjanje faznega odziva sistema

Umerjanje sistema za pravilno regulacijo faze je sestavljeno iz meritve parametrov fazne zakasnitve optične zveze ($\Delta\varphi/\Delta\lambda$ [$^{\circ}/nm$]). Kontrolni algoritem ob prvem zagonu sistema nima podatkov o zakasnitvah v optični zvezi, zato jih je treba določiti. Meritve je potrebno opraviti za valovne dolžine vseh uporabljenih optičnih nosilcev.

Samo meritev je mogoče nekoliko poenostaviti z linearizacijo poteka barvne disperzije. Poenostavitev je upravičljiva in ne prinese napak, saj predlagana regulacija deluje na ozkem območju valovnih dolžin. Na ozkem območju valovnih dolžin ima potek praktično obliko premice (slika 21 desno) in jo je s tako matematično funkcijo mogoče poenostavljeno opisati.

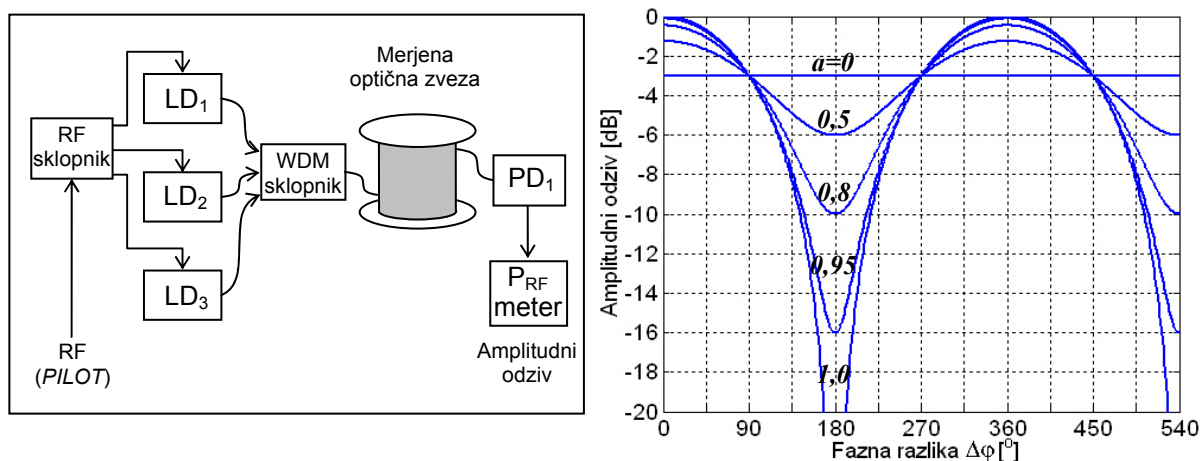
Ob upoštevanju linearnega poteka barvne disperzije je izraz za fazno zakasnitev mogoče zapisati z (29), kjer sta a in b koeficienta aproksimirane premice. Vrednosti koeficientov oziroma iskani parametri fazne zakasnitve K_i se določijo z meritvijo faze (30).

$$\Delta\varphi(\lambda, \Delta\lambda) = f_{RF} \cdot 360^\circ \cdot L \cdot \left[\frac{a}{2} \lambda^2 + b\lambda \right]_{\lambda-\Delta\lambda/2}^{\lambda+\Delta\lambda/2} = f_{RF} \cdot 360^\circ \cdot L \cdot (a\lambda + b)\Delta\lambda = K_i \cdot \Delta\lambda \quad (29)$$

$$K_i = L \cdot (a\lambda_i + b) \cdot f_{RF} 360^\circ = \frac{\Delta\varphi_i}{\Delta\lambda} \quad [^\circ/nm] \quad (30)$$

Meritev faze je izpeljana iz amplitudnega odziva, ki nastane pri seštevanju dveh RF-signalov. Vsota je signal enake frekvence, kateremu se amplituda A spreminja glede na medsebojno fazo med signaloma $\Delta\varphi$ (31). Pri enakomernem povečevanju fazne razlike se pojavi značilen interferenčni amplitudni odziv, prikazan na sliki 23 (desno). Gre za periodično funkcijo, kjer je $\Delta\varphi$ fazna in a amplitudna razlika med signaloma. Pri amplitudni razliki med signaloma se zmanjša izrazitost interferenčnega pojava in s tem točnost meritve.

$$A = \frac{1}{2}(1 + a \cdot \cos(\Delta\varphi)) \quad (31)$$



Slika 23: Postopek merjenja časovne zakasnitve optičnega vlakna (levo) in amplitudni odziv (desno).

Praktična izvedba meritve je prikazana na sliki 23 (levo). Referenčni RF-signal (PILOT) sofazno in z enako močjo modulira dva laserja: LD₁ in LD₂, LD₂ in LD₃ ter LD₁ in LD₃. Modulirana svetlobna signala se preneseta po merjeni optični zvezi na sprejemno stran in združita na fotodiodi PD₁. Na fotodiodi se signala seštejeta in pojavi se amplitudni odziv. Fazna razlika med RF-signaloma nastane zaradi različnih valovnih dolžin optičnih nosilcev.

Pri meritvi parametra fazne zakasnitve K_i laser LD_i preleti svoje območje valovnih dolžin, medtem ko referenčni laser (LD_j) sveti s konstantno valovno dolžino. Ko je meritev za izbrani laser končana, se postopek ponovi še za ostale laserje, pri čemer se vlogi merjenega in referenčnega laserja zamenjata. Absolutna vrednost valovne dolžine referenčnega laserja ni pomembna, pomembno je samo, da je stabilna.

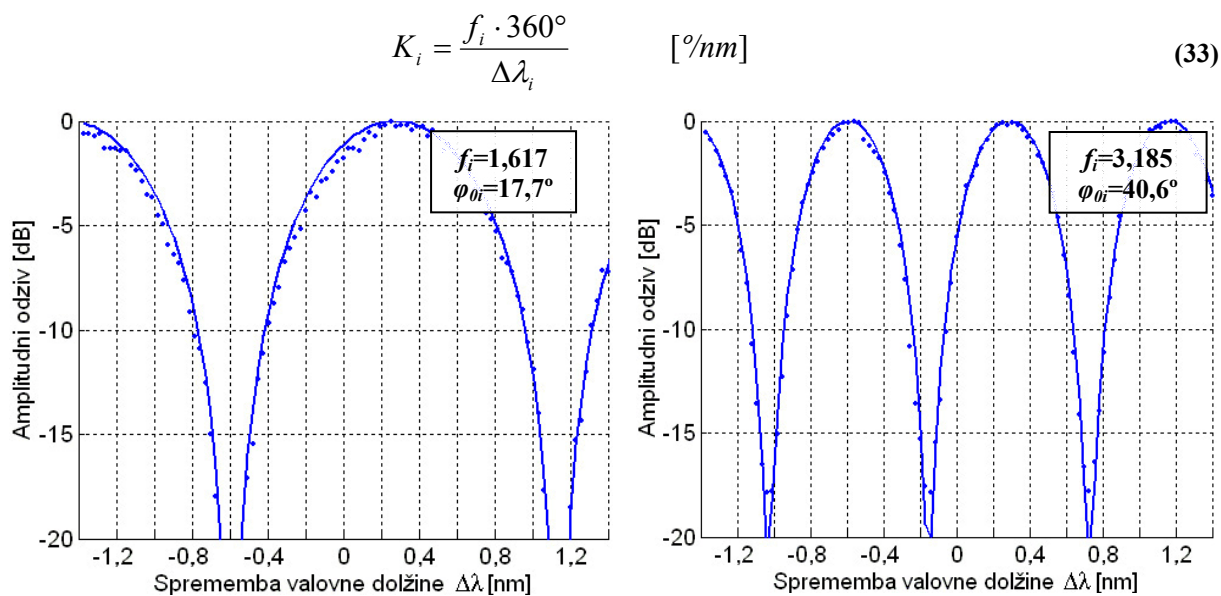
Primer izmerjenega amplitudnega odziva je prikazan na sliki 24. Zaradi šuma in motenj je izmerjeni rezultat nekoliko popačen. Ob normalnem delovanju sistema motnje niso velike, tako da je fazno razliko mogoče ročno preprosto določiti iz izmerjenega odziva. Take motnje povzročajo težave avtomatiziranemu merilnemu procesu, ki lahko zaradi tega določi napačno vrednost. Da bi bil vpliv napak na točnost meritve čim manjši, je treba uporabiti primerno merilno tehniko.

Kot učinkovita se je izkazala primerjalna metoda, pri kateri algoritem išče tisti signal, ki se najbolj prilega izmerjenim vrednostim. Iskani signal je tisti y_A , ki tvori najmanjšo napako (32). Iskana parametra iz izmerjenega odziva sta ekvivalentna frekvenca f_i in faza φ_{0i} periodičnega odziva.

$$|y - y_A|^2 = \min \quad (32)$$

$$y(\lambda) \equiv \text{izmerjen signal}, \quad y_A(\lambda) = 10 \log \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(f_i + \varphi_{0i}) \right)$$

Iz ekvivalentne frekvence izmerjenega odziva f_i in znanega preleta valovne dolžine $\Delta\lambda_i$ je mogoče določiti iskano konstanto fazne zakasnitve K_i merjenega optičnega vlakna za posamezno valovno dolžino λ_i (LD_i) (33). Ekvivalentna frekvenca f_i je brez enot in vsebuje informacijo o številu celih period amplitudnega odziva (360°) za izbran prelet valovnih dolžin $\Delta\lambda_i$.



Slika 24: Primer izmerjenega amplitudnega odziva za $L = 18$ km (levo) in $L = 33$ km (desno) standardno optično vlakno G.652.

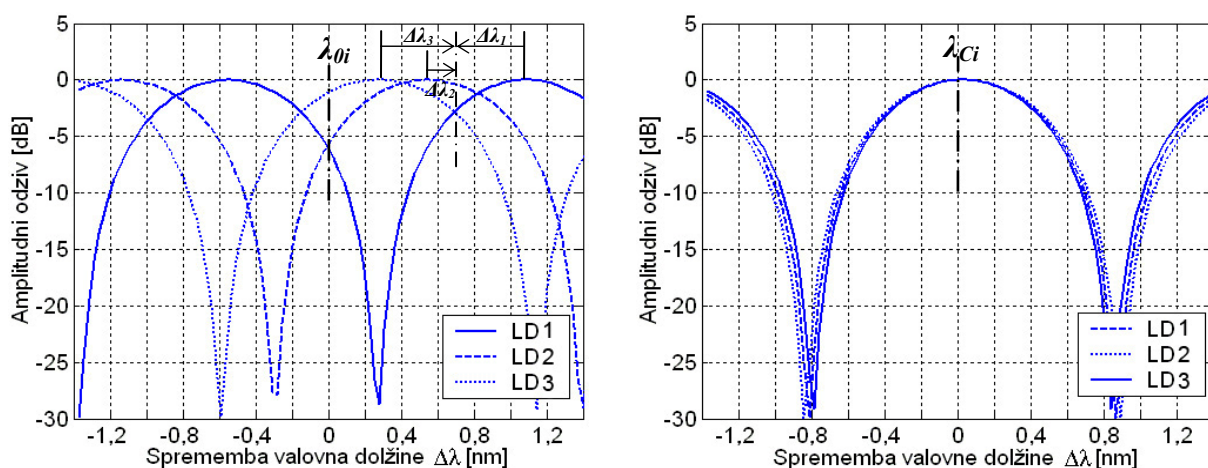
Potem ko so parametri fazne zakasnitve K_i določeni, lahko kontrolni algoritem izračuna potrebno nastavitve valovne dolžine posameznega laserja $\Delta\lambda_i$ za zahtevan fazni zasuk $\Delta\varphi$ pripadajočega RF-signala (34).

$$\Delta\lambda_i = \frac{1}{K_i} \Delta\varphi \quad i = 1 \dots 3 \quad (34)$$

Po končanem določanju parametrov fazne zakasnitve K_i je potrebno za uporabljene laserje določiti še pripadajoče centralne valovne dolžine λ_{Ci} . To so tiste vrednosti, pri katerih signali prispejo do fotodiode v fazi ($\Delta\varphi_{ij} = 0^\circ$). V takem primeru ima prilagodljiva antena glavni snop smernega diagrama usmerjen pod zornim kotom $\Theta = 0^\circ$, sistem pa je pripravljen za nadaljnje oblikovanje sevalnega diagrama. Centralne valovne dolžine so referenčne vrednosti za nadaljnjo regulacijo.

Centralne valovne dolžine je mogoče določiti z meritvijo začetnega kota φ_{0i} iz amplitudnega odziva. Ta nosi informacijo, v kakšnih razmerjih so signali pri začetni valovni dolžini λ_{0i} . Primer je prikazan na sliki 25. Na podlagi medsebojnih faznih razlik je mogoče natančno določiti, za koliko je treba popraviti valovno dolžino posameznega optičnega signala $\Delta\lambda_i$. Potrebno je poiskati take popravke, da bo nova centralna valovna dolžina λ_{Ci} čim bolj na sredini delovnega območja valovnih dolžin laserja. Pri taki rešitvi je absolutna sprememba valovne dolžine najmanjša in območje regulacije sistema največje.

Da bi bila meritev začetnega kota φ_{0i} natančna in bi pokazala dejansko stanje sistema, je treba zagotoviti, da so vsi laserji modulirani sofazno. Za to poskrbi smerni sklopnik, ki je načrtovan tako, da enakomerno razdeli moč referenčnega signala (*PILOT*) in zagotovi enako fazo za vse tri modulatorske signale.



Slika 25: Določitev centralnih valovnih dolžin.

Vrednosti centralnih valovnih dolžin se razlikujejo za različne optične poti. Zaradi tega je postopek določanja centralnih valovnih dolžin del procesa umerjanja sistema, skupaj z

določitvijo konstant zakasnitev in umerjanjem amplitudnega odziva. Primeri izmerjenih parametrov fazne zakasnitve in centralnih valovnih dolžin za tri različne optične zveze so zbrani v tabeli 1.

Ko se konča postopek amplitudnega in faznega umerjanja ter določijo centralne valovne dolžine, ima kontrolni algoritem vse potrebne podatke za izbrano optično zvezo. Na njihovi podlagi je mogoče izvajati predlagano regulacije faze in amplitude RF-signalov. Za zahtevano fazo in amplitudo RF-signala kontrolni algoritem določi potrebno vrednost valovne dolžine in moči pripadajočega optičnega nosilca (laserja LD_i).

	L = 18,7 km (G.652)			L = 33,7 km (G.652)			L = 29,5 km (G.655)			
	λ_0 [nm]	K [°/nm]	D [ps/nm·km]	λ_C [nm]	K [°/nm]	D [ps/nm·km]	λ_C [nm]	K [°/nm]	D [ps/nm·km]	λ_C [nm]
LD ₁	1557,0	220	16,34	1556,58	405	16,69	1557,05	77,4	3,64	1558,97
LD ₂	1550,4	214	15,89	1550,59	392	16,15	1550,18	76,6	3,61	1550,38
LD ₃	1542,2	208	15,44	1542,64	379	15,62	1542,15	75,8	3,57	1540,19

Tabela 1: Primer izmerjenih kalibracijskih parametrov za tri različne optične zveze.

4.3 Optični prenos in seštevanje RF-signalov z uporabo standardne sprejemniške fotodiode

V predlagani konfiguraciji sistema poteka optični prenos po enem optičnem vlaknu. Signali iz laserjev so v eno vlakno združeni z optičnim sklopnikom. Za ta namen je uporabljen standardni štirikanalni optični WDM-sklopnik. Ta ima vstavitveno slabljenje 0,7 dB in širino kanala 6 nm. Natančne lastnosti sklopnika so opisane v prilogi C.5.

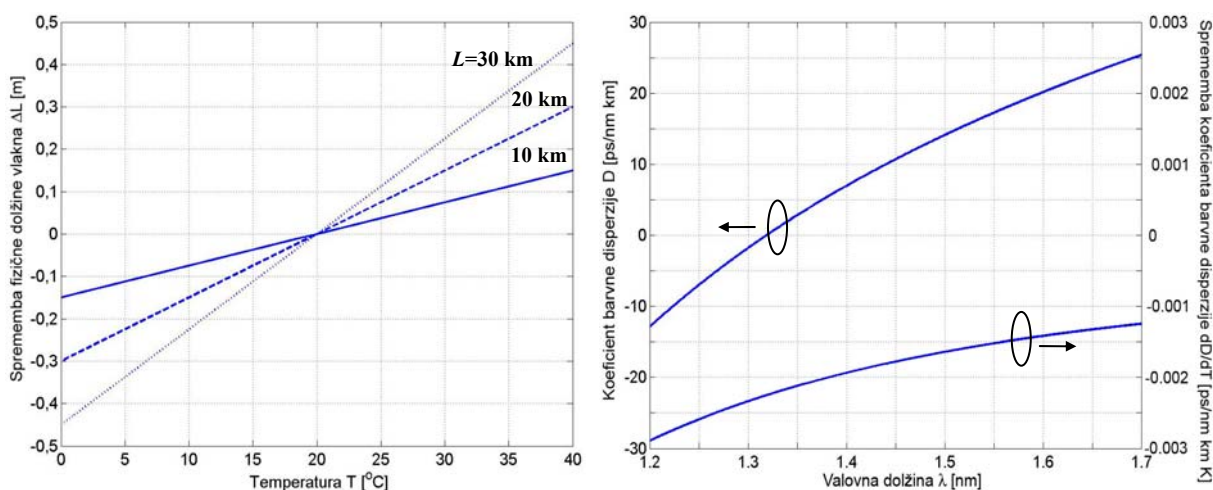
Med optičnim prenosom so na optičnem vlaknu prisotni zunanji vplivi okolja. Ti vplivajo na prenosne lastnosti zveze. Poleg mehanskih obremenitev (zunanji pritiski in krivine), ki vplivajo na slabljenje optičnega vlakna, ima velik vpliv tudi temperatura. S temperaturo se zaradi raztezanja in krčenja stekla spreminja fizična dolžina optičnega vlakna L . Pri večjih dolžinah (nekaj 10 kilometrov) lahko majhna temperaturna odvisnost ($dL/dT = 7,5 \cdot 10^{-7} \text{ K}^{-1}$) povzroči precejšnjo spremembo dolžine optične poti. Vpliv raztezanja stekla na spremembo fizične dolžine optičnega vlakna ΔL je prikazan na sliki 26 (levo). Pojav je moteč, ker se zaradi spremembe fizične dolžine ΔL spremeni faza RF-signala $\Delta\varphi$.

V primeru prenosa po enem optičnem vlaknu, so prenosni pogoji za vse signale enaki. Zunanji vplivi na vstavitveno slabljenje in fizično dolžino optičnega vlakna učinkujejo na vse signale enako. S tem ostanejo razmerja amplitud in faz RF-signalov enaka, tako da je delovanje sistema na opisane pojave odporno.

S temperaturo se poleg raztezanja spreminjajo tudi lastnosti stekla, iz katerega je optično vlakno izdelano. Ker se spremeni lomni količnik, se spremenijo tudi lastnosti barvne

dispersije [80], [81]. Na sliki 26 (desno) je prikazana temperaturna odvisnost koeficienta barvne disperzije za različne valovne dolžine za standardno optično vlakno (G.652). Odvisnost je majhna in delovanja praktično ne moti. Pri velikih temperaturnih spremembah lahko vodi do odstopanj v regulaciji. V takem primeru je treba optično zvezo ponovno umeriti.

Prenos signalov po enem optičnem vlaknu je smiselna rešitev s stališča stabilnosti delovanja. Vendar pa se na račun stabilnosti zmanjša odpornost sistema proti okvaram. V primeru prekinitve edinega optičnega vlakna celoten sistem odpove.



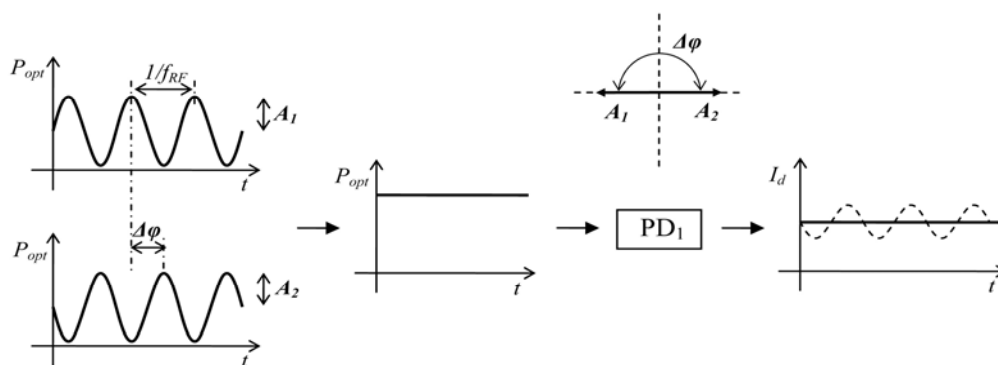
Slika 26: Vpliv temperature na lastnosti standardnega optičnega vlakna: fizična dolžina (levo) in koeficient barvne disperzije (desno).

Po skupnem optičnem vlaknu se RF-signali na različnih valovnih dolžinah prenašajo neodvisno drug od drugega. Seštejejo se na koncu optične zveze na sprejemniški fotodiodi (PD_I). Za ta namen je uporabljen standardni PIN-FET modul Nortel Networks model PP-10G. Modul s pripadajočim električnim vezjem sta opisana v prilogah C.3 in D.2.

Odziv sprejemniške fotodiode je sorazmeren vpadnim optičnim signalom. Izhodni tok iz fotodiode je I_D neposredno odvisen od celotne vpadne optične moči P_{opt} (35), kjer je s_d odzivnost uporabljene fotodiode. Optična moč posameznega optičnega nosilca P_{opt} zaradi elektro-optične modulacije niha z modulacijsko RF-frekvenco. Fazna in amplitudna razlika med RF-signali se neposredno kaže v celotni jakosti optične moči (36) in posledično na izhodnem signalu iz fotodiode. To je predlagani način vektorskega seštevanja RF-signalov z uporabo standardne sprejemniške fotodiode. Postopek je ponazorjen na sliki 27.

$$I_D = s_d \sum_{i=1}^N P_{opt_i} \quad (35)$$

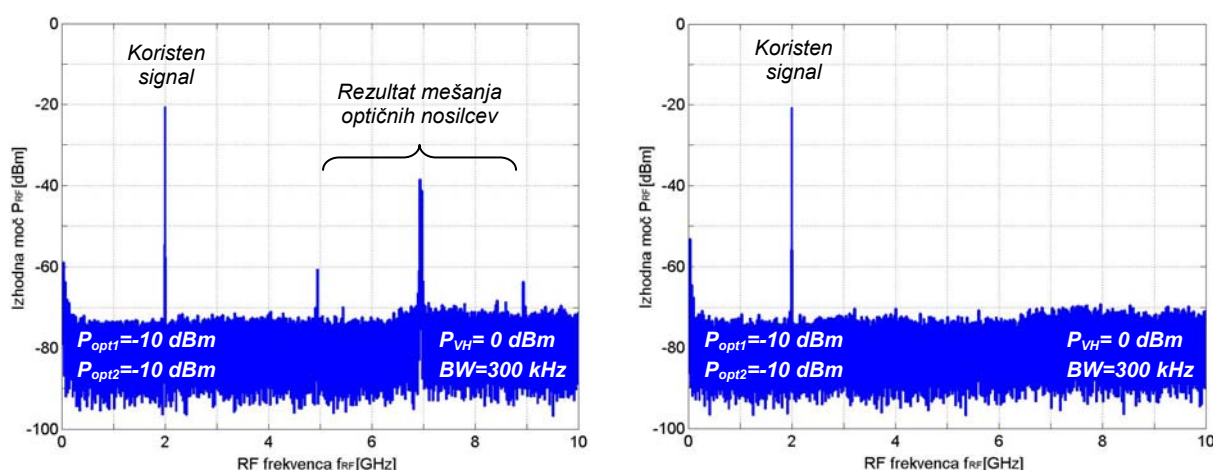
$$\sum_{i=1}^N P_{opt_i} = \left| A_1 P_{opt} e^{j\varphi_1} + A_2 P_{opt} e^{j\varphi_2} + \dots + A_N P_{opt} e^{j\varphi_N} \right| \quad (36)$$



Slika 27: Vektorsko seštevanje RF-signalov z uporabo standardnega PIN-FET modula (PD_1).

Poleg nekoherentnega seštevanja optičnih signalov (seštevanje optičnih moči) na sprejemni fotodiodi obstaja tudi koherentno optično seštevanje. Pri koherentnem seštevanju jakost in obliko izhodnega signala določata medsebojna optična faza in frekvenca optičnih nosilcev. Jakost izhodnega signala iz fotodiode je sorazmerna vpadni optični moči, frekvenca izhodnega signala pa je enaka razliki optičnih frekvenc. Rezultat koherentnega seštevanja je tako imenovano mešanje optičnih nosilcev [83] in se pojavi kot dodaten RF-signal na izhodu fotodiode.

Pri majhni razliki v valovni dolžini (frekvenci) optičnih signalov lahko mešalni produkt nastane v bližini koristnega RF-signala in pokvari prenosne lastnosti zveze (dodaten šum in motnje). Na centralni valovni dolžini $\lambda = 1550$ nm ustreza razlika v valovni dolžini $\Delta\lambda = 0,056$ nm frekvenčni razliki $\Delta f_{opt} = 7,0$ GHz. Tak signal je mogoče z uporabljenimi fotodiodami brez težav zaznati. Primer je prikazan na sliki 28. Če so razlike v valovni dolžini $\Delta\lambda$ večje, se mešalni produkt pojavi zunaj frekvenčnega območja uporabljene fotodiode in ne moti zveze.



Slika 28: RF-spekter na izhodu fotodiode pri razliki v valovni dolžini optičnih nosilcev: $\Delta\lambda = 0,056$ nm (levo) in $\Delta\lambda = 8,0$ nm (desno).

Zaradi opisanega pojava pri predlagani tehniki optične regulacije RF-signalov ni mogoče uporabiti optičnih nosilcev z enako centralno valovno dolžino oziroma blizu skupaj.

Za pravilno delovanje se zahteva minimalna razlika v valovni dolžini $\Delta\lambda_{min}$, ki tvori koherentne mešalne produkte zunaj frekvenčnega območja uporabljenega optičnega sprejemnika ($\Delta\lambda_{min} > 0,1 \text{ nm} \rightarrow f_{RF} > 12,5 \text{ GHz}$).

4.4 Delovanje sistema na različnih optičnih zvezah in frekvenčno območje delovanja

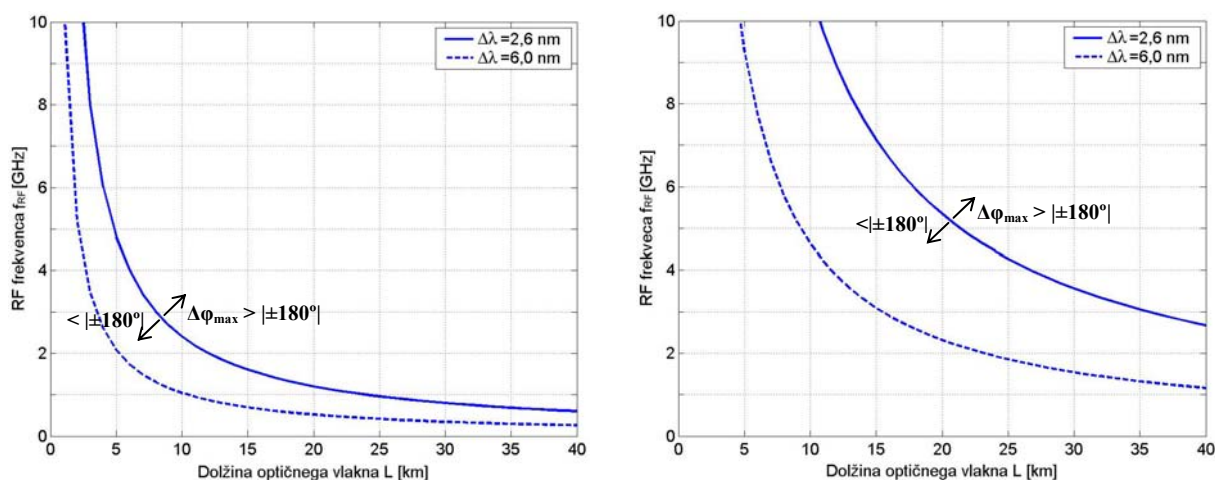
Delovanje predlaganega načina regulacije RF-signalov je odvisno od karakteristike optične prenosne poti. Za uspešno regulacijo faze RF-signalov mora imeti optično vlakno dovolj velik koeficient barvne disperzije D in dolžino L . V nasprotnem primeru je razpoložljiva časovna zakasnitev optične zveze Δt nezadostna in delovanje sistema ni mogoče.

Pri dani časovni zakasnitvi Δt je delovanje omejeno z največjo fazno zakasnitvijo $\Delta\varphi_{max}$ in/ali spodnjo frekvenco RF-signala f_{RFmin} (37). Pri nižji RF-frekvencah je vrednost največje fazne zakasnitve manjša. Največja vrednost fazne zakasnitve določa največjo vrednost zornega kota antenske skupine Θ_{max} , ki ga je mogoče s predlagano regulacijo nastaviti (38). V izrazu sta k valovno število in d razmik med sevalnimi elementi.

$$\Delta\varphi_{max} = \Delta t \cdot f_{RFmin} \cdot 360^\circ \quad (37)$$

$$\Delta\Theta_{max} = \arcsin\left(\frac{\Delta\varphi_{max}}{k \cdot d}\right) \quad (38)$$

Za pravilno delovanje sistema in popolno oblikovanje sevalnega diagrama je potrebna fazna zakasnitev $\Delta\varphi_{max} \geq |\pm 180^\circ|$. V nasprotnem primeru ($\Delta\varphi_{max} < |\pm 180^\circ|$) je možnost oblikovanja sevalnega diagrama omejena. S tem pogojem je pri dani optični zvezi določena spodnja frekvenčna meja delovanja. Slika 29 prikazuje spodnjo frekvenčno mejo delovanja v odvisnosti od dolžine optične zveze L za dva različna tipa optičnega vlakna.



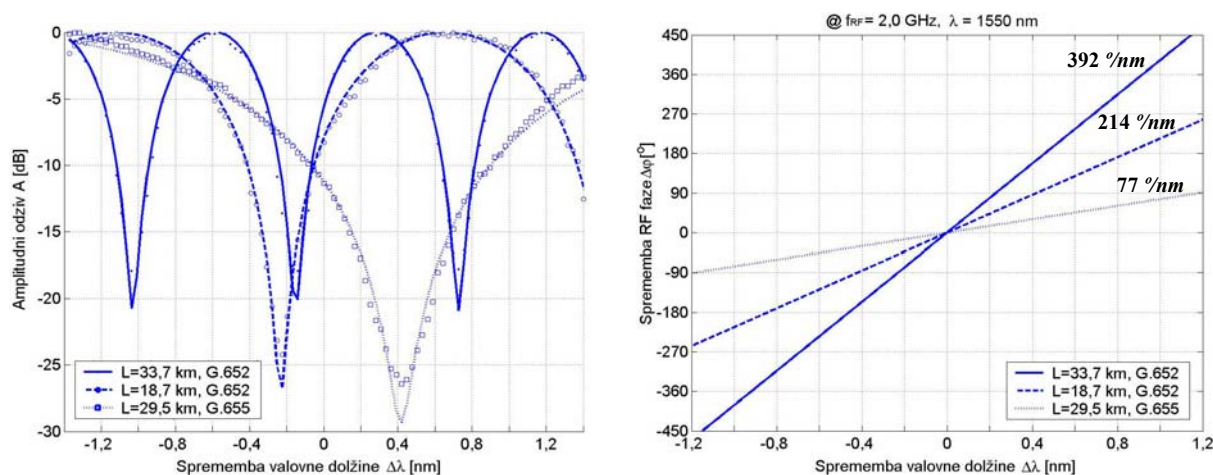
Slika 29: Področje delovanja sistema v odvisnosti od dolžine vlakna in RF-frekvence za dva različna tipa optičnega vlakna: G.652 (levo) in G.655 (desno).

Primer izmerjene karakteristike fazne zakasnitve za tri različne optične zveze je prikazan na sliki 30. Levo je prikazana fazna odvisnost v obliki interferenčnega amplitudnega odziva, desno so izmerjene vrednosti preračunane in prikazane v obliki konstant fazne zakasnitve K_f .

Primer prikazuje rezultate za dva tipa optičnih vlaken: standardno (G.652) in disperzijsko premaknjeno (angl. non-zero dispersion-shifted G.655). Drugo ima na uporabljeni valovni dolžini manjšo konstanto disperzije ($D = 3,6 \text{ ps/nm}\cdot\text{km} @ \lambda = 1550 \text{ nm}$), zaradi česar je kljub dolžini zveze $L = 29,5 \text{ km}$ možnost regulacije faze RF-signala manjša.

Pri optični zvezi z omejeno regulacijo faze $\Delta\varphi_{max} < |\pm 180^\circ|$ je mogoče območje regulacije faze povečati, tako da se poveča območje regulacije valovne dolžine laserjev $\Delta\lambda$. S tem se zniža tudi spodnja frekvenčna meja delovanja $f_{RF\ min}$ (slika 29).

V opisanem sistemu je delovno območje laserjev nastavljeno na $\Delta\lambda = 2,6 \text{ nm}$. To ni največje območje, ki ga uporabljeni laserji zmorejo ($\Delta\lambda = 6,0 \text{ nm}$), vendar je namenoma izbrano nekoliko manjše, da ne bi ti delovali na mejah zmogljivosti, temveč v okolici optimalnega območja. Uporabljeni laserji LCM155Wxxxx-20A so izdelani za stabilno delovanje na izbrani valovni dolžini. Sistem za regulacijo temperature laserja je namenjen stabilizaciji izhodne valovne dolžine in ne nastavljanju le-te v širšem področju. Zaradi tega je pri optičnih zvezah z majhno vrednostjo koeficienta barvne disperzije $L \cdot D$ predlagan način regulacije faze RF-signala omejen. Preostali optični sestavni elementi, kot so laserji, sklopniki in fotodiode, ostanejo isti, tako da se druge funkcionalnosti in lastnosti sistema ne spremenijo (amplitudna regulacija, občutljivost zveze in dinamično območje).



Slika 30: Izmerjen amplitudni odziv (levo) in fazna odvisnost od valovne dolžine (desno) za tri različne optične zveze $f_{RF} = 2 \text{ GHz}$.

Zgornja frekvenčna meja delovanja je določena z zmogljivostjo uporabljenih elektro-optičnih elementov. To je frekvenca, pri kateri uporabljeni sestavni elementi še omogočajo

elektro-optično pretvorbo in obratno. V izdelanem sistemu zgornjo frekvenčno mejo določajo uporabljeni MZM–modulatorji, vgrajeni v laserskih modulih. Ti omogočajo delovanje do $f_{RF} = 2,5$ GHz. Uporabljene fotodiode uspešno delujejo do frekvence $f_{RF} = 10$ GHz. Sam optični prenos (optično vlakno) s stališča zgornje frekvenčne meje ni problematičen in z uporabo zmogljivejših elementov omogoča delovanje sistema na višjih frekvencah.

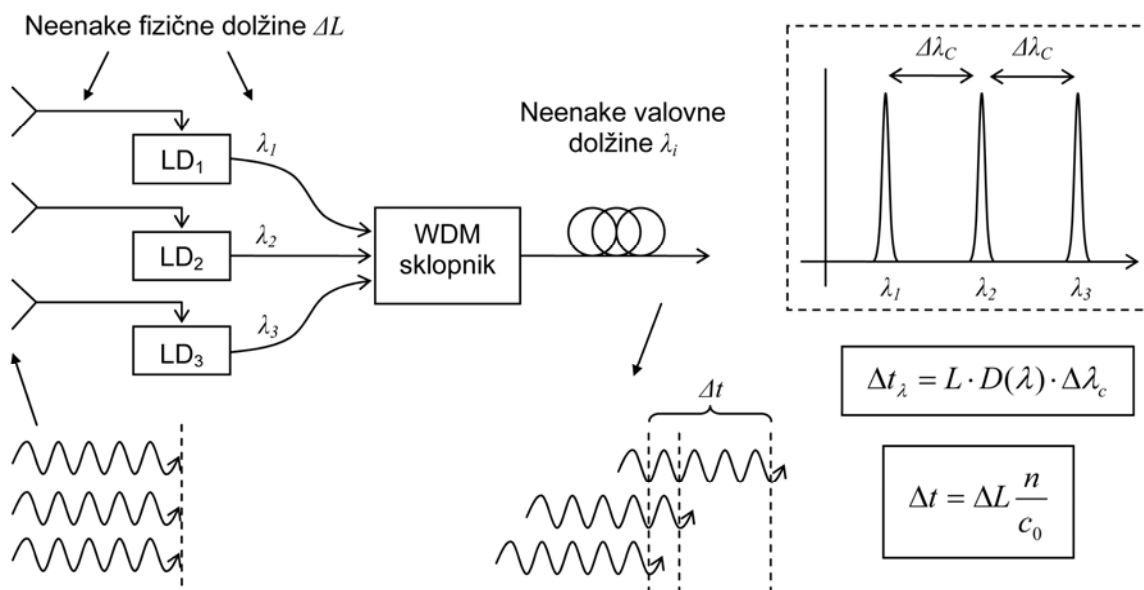
4.5 Parazitne zakasnitve in prenosna karakteristika sistema

Za oblikovanje sevalnega diagrama antenske skupine so zakasnitve med posameznimi elementi nujno potrebne. V skupinah iz N sevalnih elementov in z medsebojnim razmikom $d = \lambda/2$ te med sosednjimi elementi ne presegajo $\Delta\varphi = |180^\circ|$. Pri večjih faznih razlikah v vznujanju se oblika sevalnega diagrama $F(\Theta, \phi)$ ne spremeni (39) in (40), temveč se periodično ponavlja.

$$F(\Theta, \phi)@(180^\circ + \Delta\varphi) = F(\Theta, \phi)@(\Delta\varphi - 180^\circ) \quad (39)$$

$$\Delta\varphi = n \cdot 180^\circ + \Delta\varphi \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad (40)$$

V izdelanem sistemu nastanejo na prenosni poti med posameznimi kanali dodatne zakasnitve. Te so bistveno večje od zakasnitev, potrebnih za regulacijo vznujanja, in nezaželene (parazitne). Vzroki za take zakasnitve so različne fizične dolžine med posameznimi povezavami ΔL in velike razlike v valovnih dolžinah optičnih signalov $\Delta\lambda_c$. Razmere so ponazorjene na sliki 31.



Slika 31: Vzroki za nezaželene zakasnitve v sistemu.

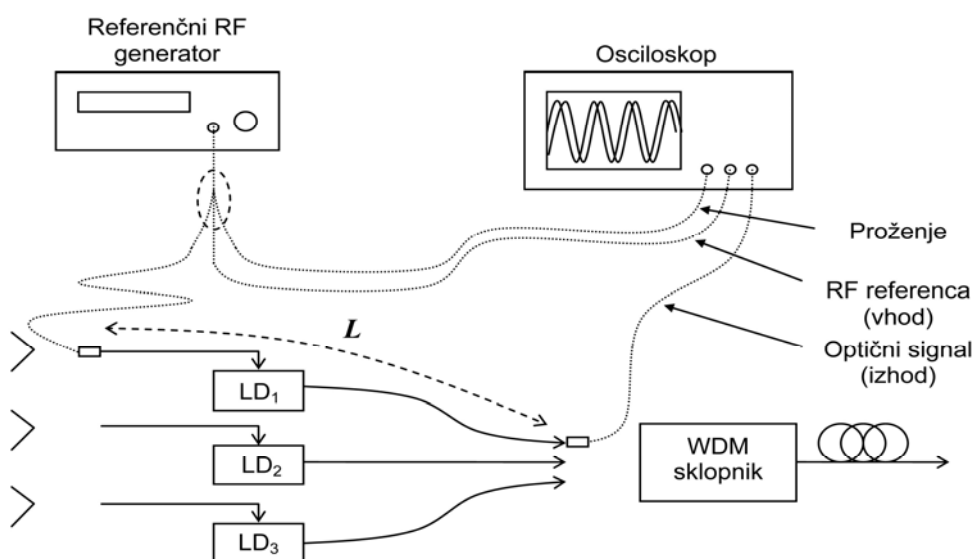
Razlike v fizičnih dolžinah posameznih prenosnih poti ΔL je mogoče s skrbnim načrtovanjem uspešno odpraviti. Potrebno je izdelati enako dolge RF- in optične povezave za vse signale. Od WDM-sklopnika naprej so vsi signali na istem mediju in ni treba več skrbeti na razlike v fizičnih dolžinah valovodov.

Postopek meritve fizičnih dolžin za izdelan sistem je prikazan na sliki 32. Za tako meritev sta potrebna referenčni RF-generator in optični visokofrekvenčni osciloskop. Fizično dolžino povezave je mogoče določiti iz časovne zakasnitve signala pri znani hitrosti razširjanja valovanja. Iskani čas je mogoče natančno določiti iz meritev faze pri znani spremembi frekvence opazovanega signala. S tako meritvijo je mogoče natančno določiti dolžine povezav in razlike med njimi (ΔL). Rezultati, izmerjeni za vse tri povezave, so zbrani v tabeli 2. Zaradi skrbnega načrtovanja vseh povezav so razlike zelo majhne ($< 0,4 \text{ ns}$) in jih je mogoče preprosto kompenzirati z ustrežno nastavitvijo centralnih valovnih dolžin λ_C .

Laser	λ_0 [nm]	$f_{\text{začetna}}$ [MHz]	$f_{\text{končna}}$ [MHz]	Δf [MHz]	$\Delta\phi$ [°]	t [ns]	Δt [ps]	L [m]	ΔL [m]
LD ₁	1557,0	1888,20	1932,90	44,70	360	22,371	-356	4,469	-0,076
LD ₂	1550,4	1878,20	1922,20	44,00	360	22,727	0	4,545	0
LD ₃	1542,2	1876,65	1920,00	43,35	360	23,068	341	4,608	0,063

Tabela 2: Časovne zakasnitve signala na prenosni poti od antene do optičnega WDM-sklopnika

V izdelanem sistemu je razmik med optičnimi nosilci vezan na izbrani WDM-sklopnik. Zaradi velike razlike v valovni dolžini med optičnimi signali se zaradi barvne disperzije $D(\lambda)$ pojavijo dodatne zakasnitve Δt_λ . V gigaherčnem območju lahko te znašajo nekaj period RF-signala. Vrednost parazitnih zakasnitev zaradi razlik v valovni dolžini je mogoče določiti iz poteka koeficienta barvne disperzije za uporabljeno optično vlakno (41) in (42). V izrazih sta a in b izmerjena koeficienta linearnega približka pri dolžini optičnega vlakna L . Vrednosti parazitnih zakasnitev med kanali so navedene v tabeli 3.



Slika 32: Postopek meritve časovnih zakasnitev med posameznimi kanali.

$$D(\lambda) = a\lambda + b \quad a = 0.0606 \text{ ps/nm}^2 \text{ km} \quad b = -77.993 \text{ ps/nm km} \quad (41)$$

$$\Delta t(\lambda, \Delta\lambda) = L \cdot \int_{\lambda}^{\lambda+\Delta\lambda} D(\lambda) d\lambda = L \left[\frac{a}{2} \lambda^2 + b\lambda \right]_{\lambda}^{\lambda+\Delta\lambda} = L \left[\frac{a \cdot \Delta\lambda^2}{2} + (a\lambda + b)\Delta\lambda \right] \quad (42)$$

		@ G.652		@ L = 18,7 km	@ $f_{RF} = 2,0$ GHz
Laser	λ_C [nm]	D [ps/nm km]	$\Delta\lambda$ [nm]	Δt_L [ps]	$\Delta\varphi$ [°]
LD ₁	1556,58	16,34	5,99	1853	3,71 · 360
LD ₂	1550,59	15,89	0	0	0
LD ₃	1542,64	15,44	-7,95	-2333	-4,67 · 360

Tabela 3: Vrednosti časovnih zakasnitev za uporabljene valovne dolžine za izbrano optično vlakno.

Vrednosti celotnih parazitnih zakasnitev med kanali v izdelanem sistemu so navedene v tabeli 4. Celotna zakasnitev vključuje prispevek zaradi razlike v fizičnih dolžinah in razlik v valovnih dolžinah. Če je sistem umerjen, znaša zakasnitev cel mnogokratnik periode RF-signalu ($\Delta\varphi = n \cdot 360^\circ$). V takem primeru so vsi signali v fazi in antenska skupina ima glavni snop sevalnega diagrama pri zornem kotu $\Theta = 0^\circ$.

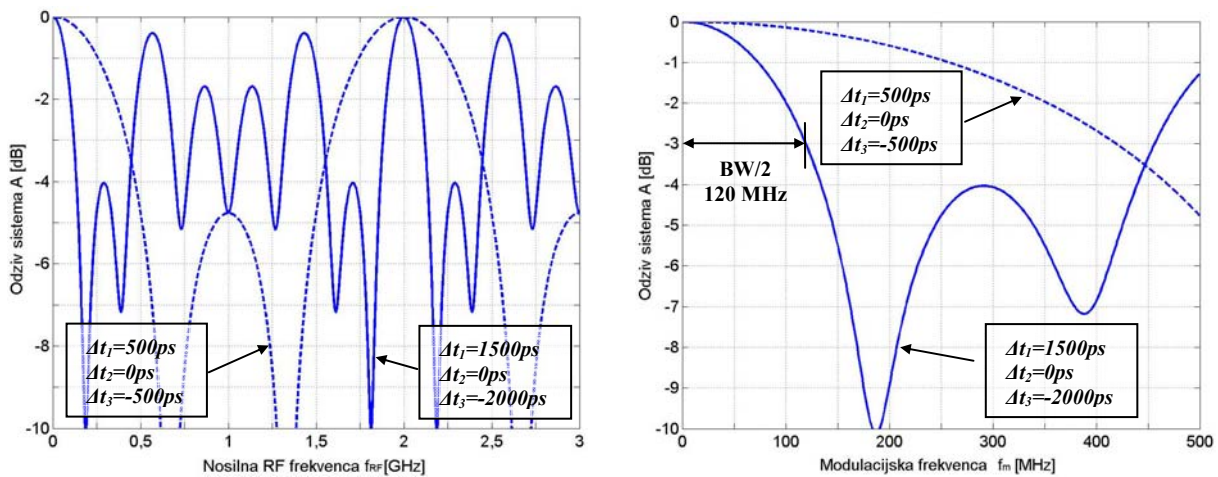
		@ G.652	@ L = 18,7 km			@ $f_{RF} = 2,0$ GHz
Laser	λ_C [nm]	D [ps/nm km]	Δt_L [ps]	Δt [ps]	$\Delta t_L + \Delta t$ [ps]	$\Delta\varphi$ [°]
LD ₁	1556,58	16,34	1853	-356	1497	2,99 · 360
LD ₂	1550,59	15,89	0	0	0	0
LD ₃	1542,64	15,44	-2333	341	-1992	-3,99 · 360

Tabela 4: Vrednosti celotnih časovnih zakasnitev za izbrano optično vlakno in umerjen sistem.

Posledica parazitnih zakasnitev je frekvenčno odvisna prenosna karakteristika sistema in določa prenosno pasovno širino sistema BW. Prenosna karakteristika sistema v odvisnosti od frekvence je prikazana na sliki 33. Na sliki sta prikazani prenosna karakteristika izdelanega sistema (polna črta) in karakteristika sistema pri najmanjših možnih zakasnitvah med kanali (prekinjena črta). Najmanjša možna zakasnitev je tista, ki tvori sofazen odziv na koncu optične zveze (43) pri minimalni razliki v valovnih dolžinah med optičnimi kanali $\Delta\lambda_C \neq 0$ nm. Za prikazani primer standardnega optičnega vlakna G.652 dolžine $L = 18,7$ km znaša minimalna razlika med kanali $\Delta\lambda_C = 1,74$ nm pri $\lambda_C = 1550$ nm ($\Delta t_L = 500$ ps).

$$\Delta\varphi_{ij} = n \cdot 360^\circ \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad (43)$$

Kljub velikim parazitnim zakasnitvam zaradi neoptimalne razporeditve kanalov ima izdelani sistem pri izbrani centralni frekvenci $f_{RF} = 2$ GHz pasovno širino $BW = 240$ MHz. Prenosni pas in centralno frekvenco je mogoče prestaviti na drugo vrednost, tako da se nastavijo nove vrednosti centralnih valovnih dolžin uporabljenih optičnih nosilcev. S tem se optimalno delovanje sistema prestavi v drugo frekvenčno območje.

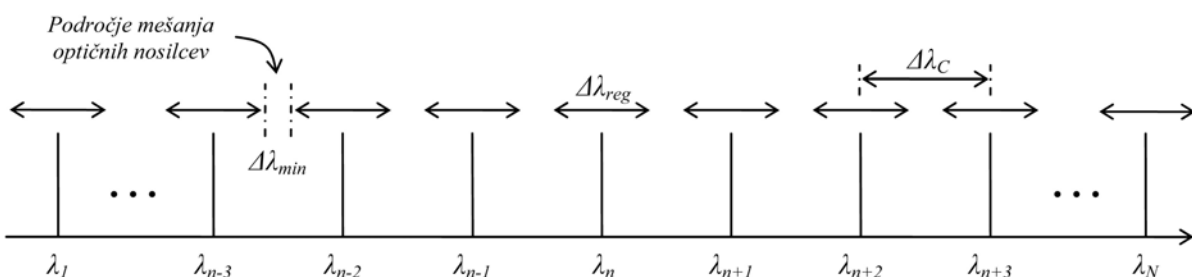


Slika 33: Prenosna karakteristika sistema v odvisnosti od nosilne frekvenca (levo) in modulacijske frekvenca (desno).

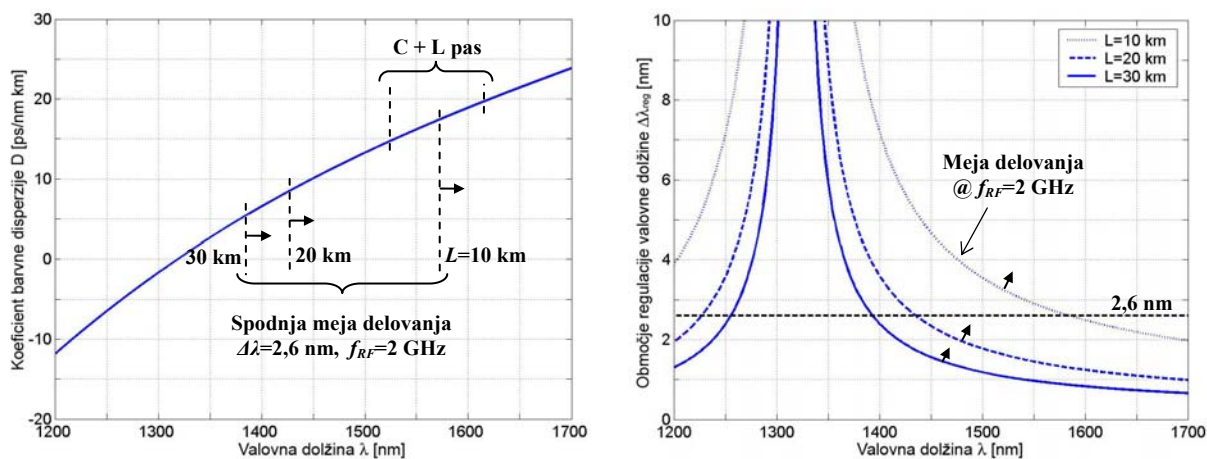
4.6 Število in razporeditev optičnih kanalov v sistemu

V predlaganem načinu optične regulacije vzbujanja je število optičnih kanalov N določeno s številom sevalnih elementov v antenski skupini. Razporeditev optičnih kanalov (nosilcev) je prikazana na sliki 34. Za pravilno delovanje sistema je treba zagotoviti dovolj veliko območje regulacije valovne dolžine $\Delta\lambda_{reg}$ in razmik med nosilci $\Delta\lambda_C$. Razmik mora biti dovolj velik, da med regulacijo sosednji nosilci ne zaidejo v območje optičnega mešanja $\Delta\lambda_{min}$.

Pri taki razporeditvi je število nosilcev N omejeno. Osnovna omejitev izvira iz poteka barvne disperzije na širšem območju valovnih dolžin. Pri majhni vrednosti koeficienta barvne disperzije je predlagana regulacija faze RF-signalu neučinkovita. Pri standardnem optičnem vlaknu (G.652) koeficient barvne disperzije upada z valovno dolžino (slika 35, levo). Najmanjšo vrednost $D = 0$ ps/nm km ima pri valovni dolžini $\lambda = 1320$ nm. Za pravilno regulacijo vzbujanja so uporabne tiste valovne dolžine, ki omogočajo zahtevano regulacijo faze RF-signalu ($\Delta\varphi \geq |\pm 180^\circ|$). Najmanjša vrednost uporabne valovne dolžine λ_{min} določa mejno vrednost uporabnega območja valovnih dolžin.



Slika 34: Razporeditev optičnih nosilcev.



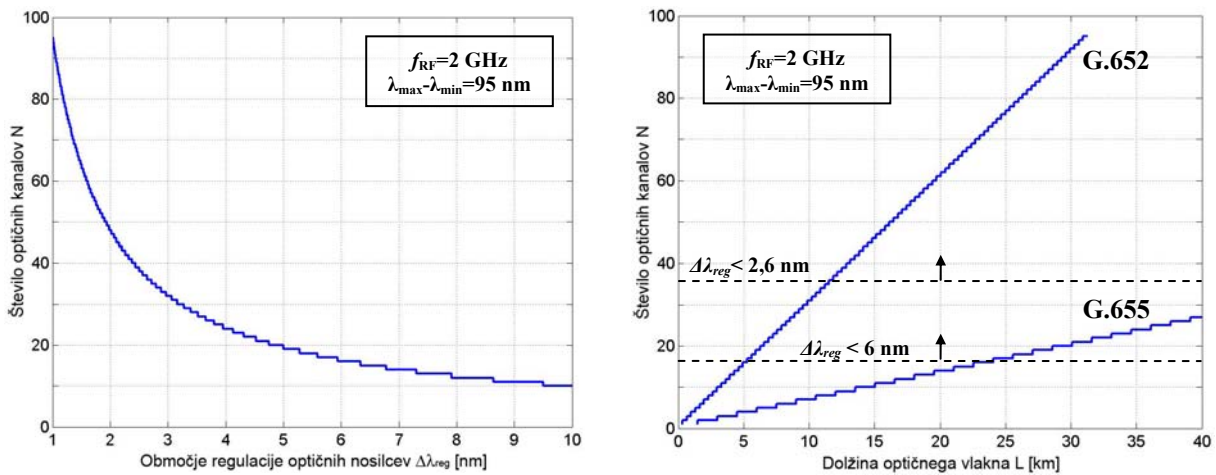
Slika 35: Potek koeficienta barvne disperzije (levo) in območje regulacije valovne dolžine oziroma razmik med optičnimi kanali (desno) v odvisnosti od valovne dolžine za standardno optično vlakno G.652.

Pri optičnih nosilcih z manjšo vrednostjo koeficienta barvne disperzije ($\lambda < \lambda_{min}$) je mogoče ohraniti območje regulacije faze, tako da se uporabi večje področje regulacije valovne dolžine $\Delta\lambda_{reg}$. Območje regulacije v odvisnosti od valovne dolžine je prikazano na sliki 35 (desno). Z grafa je razvidno, da pri manjši vrednosti koeficienta barvne disperzije območje regulacije $\Delta\lambda_{reg}$ naraste. S tem naraste tudi potreben razmik med optičnimi nosilci $\Delta\lambda_C$, zato pod mejno vrednostjo valovne dolžine λ_{min} iz praktičnega razloga ni smiselno dodajati novih optičnih nosilcev.

Poleg fizikalnih omejitev so tehnične omejitve uporabnega območja valovnih dolžin določene z razpoložljivim območjem valovnih dolžin uporabljenih optičnih komponent. Uporabljen model laserskih modulov se izdeluje samo za optična pasova C (1530–1565 nm) in L (1565–1625 nm). Prav tako so temu območju prilagojeni uporabljeni modeli optičnih sprejemnikov in sklopnikov. Na C + L pasu je na razpolago območje $\lambda_{max} - \lambda_{min} = 95$ nm optične pasovne širine. Pri območju regulacije optičnih nosilcev $\Delta\lambda_{reg} = 2,6$ nm je mogoče na tem območju združiti do $N = 36$ optičnih nosilcev (44).

$$N = \frac{\lambda_{max} - \lambda_{min}}{\Delta\lambda_{reg}} \quad (44)$$

Območje regulacije $\Delta\lambda_{reg}$ je poleg zmogljivosti uporabljenih laserjev določeno z minimalno vrednostjo disperzije $L \cdot D(\lambda)$. To je vrednost, pri kateri je predlagana tehnika fazne regulacije RF-signala še učinkovita in omogoča pravilno delovanje. Število kanalov N v odvisnosti od območja regulacije $\Delta\lambda_{reg}$ je prikazano na sliki 36 (levo). Na sliki 36 (desno) pa je prikazano število kanalov v odvisnosti od dolžine optične zveze. V tem primeru je območje regulacije $\Delta\lambda_{reg}$ določeno z razpoložljivo vrednostjo barvne disperzije $L \cdot D(\lambda)$ optične zveze. Pri večjih dolžinah optičnega vlakna je disperzija večja in zahtevano območje $\Delta\lambda_{reg}$ manjše. V takem primeru je mogoče v optično vlakno združiti večje število optičnih nosilcev N .

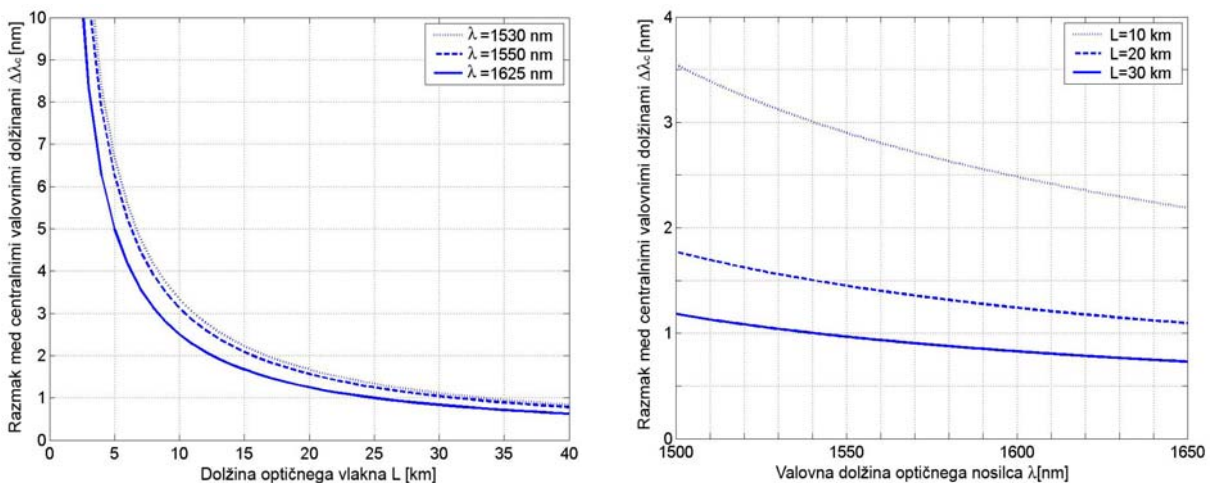


Slika 36: Število optičnih kanalov N v odvisnosti od območja regulacije optičnih nosilcev (levo) in v odvisnosti od lastnosti optične zveze (desno).

Pri določanju razporeditve optičnih nosilcev N je treba upoštevati, poleg razpoložljivega območja valovnih dolžin in območja regulacije $\Delta\lambda_{reg}$, predvsem vrednosti centralnih valovnih dolžin λ_C . Te določajo začetni položaj nosilcev ter omogočajo pravilno regulacijo in delovanje sistema. Odvisne so od lastnosti uporabljenega optičnega vlakna in se spreminjajo z dolžino L in vrednostjo koeficienta barvne disperzije $D(\lambda)$.

Za pravilno regulacijo se zahteva tak razmik med centralnimi valovnimi dolžinami $\Delta\lambda_C$, da so RF-signali ob sprejemu v fazi (45). Iz izraza sledi, da je možnosti več. S stališča prenosne karakteristike sistema je smiselna čim manjša fazna razlika. Tedaj so parazitne zakasnitve v sistemu najmanjše. Odvisnost minimalnega razmika $\Delta\lambda_C$ ($\Delta\varphi_{ij} = 360^\circ$) od dolžine optičnega vlakna (G.652) je prikazana na sliki 37 (levo). Iz grafov je razvidno, da je v primeru manjše vrednosti koeficienta barvne disperzije $L \cdot D(\lambda)$ potreben večji razmik $\Delta\lambda_C$ med optičnimi nosilci in obratno.

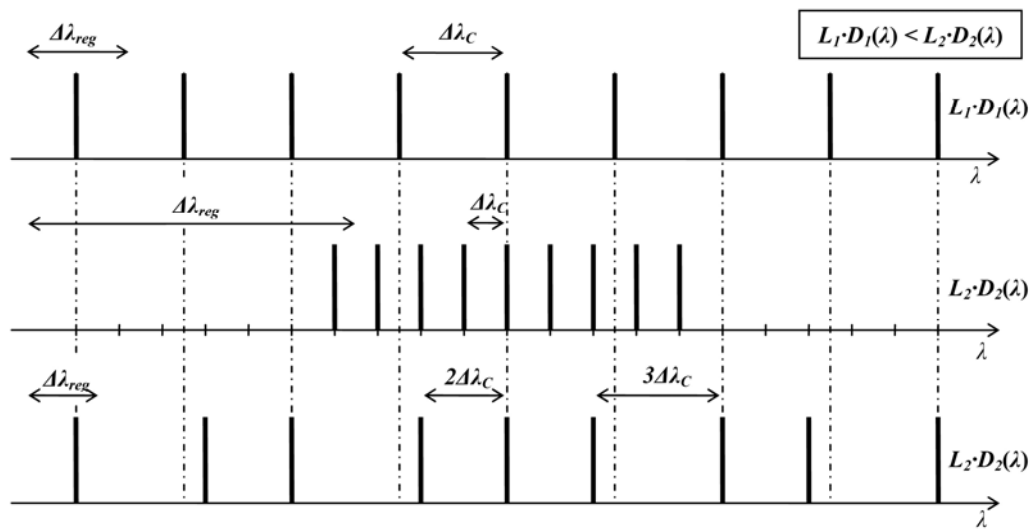
$$\Delta\varphi_{ij} = n \cdot 360^\circ \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad (45)$$



Slika 37: Odvisnost minimalnega razmika med nosilci $\Delta\lambda_C$ od dolžine optičnega vlakna L (levo) in valovne dolžine optičnega nosilca λ (desno).

V primeru večjega števila optičnih nosilcev N je težko zagotoviti minimalen razmik med valovnimi dolžinami $\Delta\lambda_C$ v širokem razponu različnih optičnih zvez. Za to bi bilo potrebno zagotoviti veliko območje regulacije optičnih nosilcev $\Delta\lambda_{reg}$. Razmere so ponazorjene na sliki 38.

Pri danem območju regulacije $\Delta\lambda_{reg}$ je mogoče vrednosti centralnih valovnih dolžin razporediti z večjim medsebojnim razmikom $\Delta\lambda_C$, ki ustreza mnogokratniku minimalnega razmika $\Delta\lambda_C = n \cdot \Delta\lambda_{C(min)}$. Pri taki razporeditvi se povečajo parazitne zakasnitve v sistemu, vendar pa sistem ohrani sposobnost delovanja na različnih optičnih zvezah.



Slika 38: Razporeditev optičnih nosilcev pri različnih lastnostih optičnega vlakna.

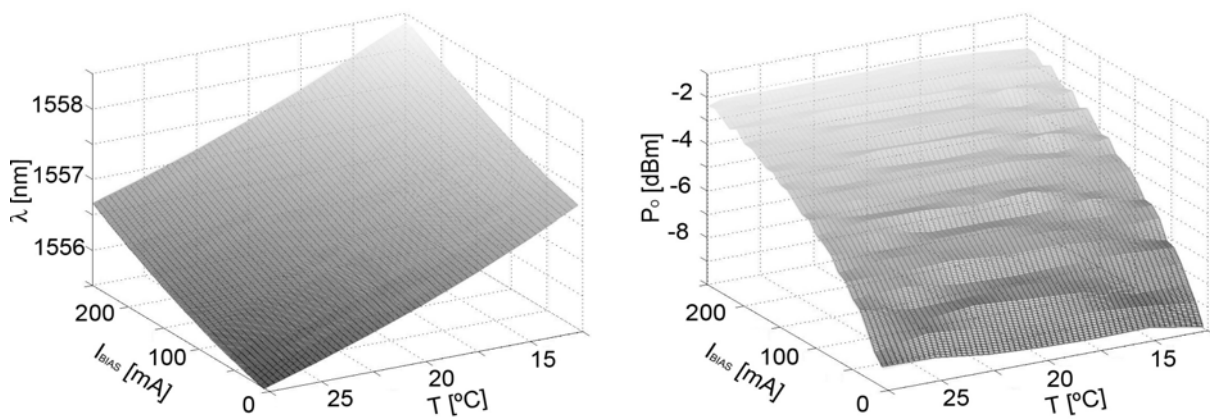
4.7 Električna regulacija optičnih signalov

Predlagani način električne regulacije optičnih signalov je izveden z regulacijo krmilnih signalov laserskih modulov. Optično moč P_{opt} in valovno dolžino λ je mogoče nastavljati z regulacijo napajalnega toka I_{BLAS} , slabljenjem vgrajenega elektro-optičnega slabilnika A in temperature T laserja. Temperaturo je mogoče električno regulirati z vgrajeno Peltierjevo toplotno črpalko in temperaturno odvisnim uporom (NTK). Natančna zgradba in opis uporabljenega modela laserskega modula sta v prilogi C.1.

Za tako regulacijo optičnih signalov je potrebno poznati natančen potek izhodnih karakteristik laserja. Na podlagi teh je mogoče določiti potrebne vhodne parametre za zahtevane izhodne vrednosti optičnega signala (46), (47). Dodatni merilni instrumenti pri regulaciji niso potrebni.

$$P_{opt} = f(I_{BLAS}, T, A) \quad (46)$$

$$\lambda = g(I_{BLAS}, T) \quad (47)$$



Slika 39: Primer izhodne karakteristike optične moči in valovne dolžine za enega od uporabljenih laserjev.

Izhodne karakteristike se med laserji razlikujejo, zato jih je treba za vse uporabljene module predhodno izmeriti. Zaradi zahtevnega poteka izhodnih karakteristik je karakteristike smiselno hraniti v obliki numerične matrike. Analitičen opis ne omogoča primerne natančnosti. Primera karakteristik za enega od uporabljenih laserjev sta prikazani na sliki 39.

Oba izhodna parametra (λ in P_{opt}) sta odvisna od napajalnega toka in temperature, zaradi česar je regulacija kompleksnejša. Z regulacijo enega se spreminja tudi drugi parameter. Taka regulacija ni enolična preslikava vhodnih in izhodnih parametrov.

Za dodatno neodvisno regulacijo izhodne optične moči se uporablja vgrajen elektroabsorpcijski slabilnik. Nastavitev moči z vgrajenim optičnim slabilnikom ne vpliva na vrednost valovne dolžine, kar poenostavi regulacijo. Z regulacijo napajalnega toka I_{BIAS} in temperature T je mogoče nastaviti natančno vrednost valovne dolžine λ , s slabljenjem A pa natančno vrednost optične moči P_{opt} .

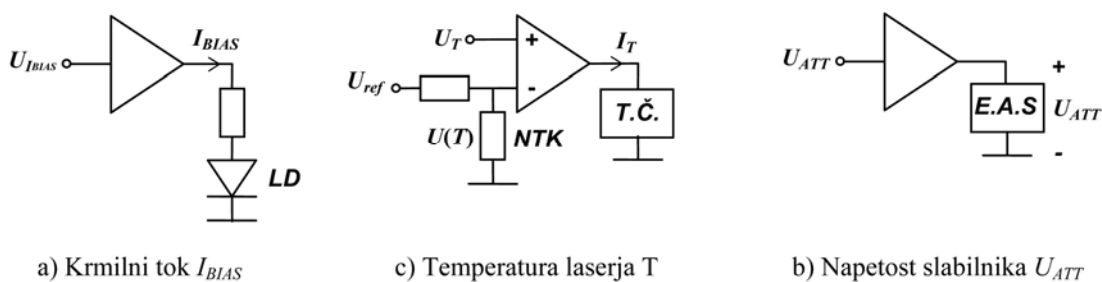
Električno regulacijo optičnih signalov opravlja ustrezna krmilna elektronika. Sestavljena je iz električnih vezij za regulacijo signalov, potrebnih za delovanje laserja. V uporabljeni konfiguraciji laserski moduli potrebujejo za delovanje naslednje signale:

- napajalni tok I_{BIAS} ,
- električni tok I_T za regulacijo temperature T ,
- napetost za regulacijo elektro-optičnega slabilnika U_{ATT} in
- napetost za regulacijo delovne točke MZM-modulatorja U_{MZM} .

Prvi trije se spreminjajo glede na regulacijske vrednosti kontrolnega algoritma. Napetost delovne točke MZM-modulatorja je ročno nastavljena na vrednost za optimalno delovanje modulatorja.

Vsi krmilni signali (I_{BIAS} , I_T , U_{ATT}) so napetostno krmiljeni, kot je prikazano na sliki 40. Napajalni tok I_{BIAS} je neposredno določen z vrednostjo električne napetosti na vmesnem ojačevalniku. Temperatura modula se nastavlja prek električnega toka I_T skozi toplotno

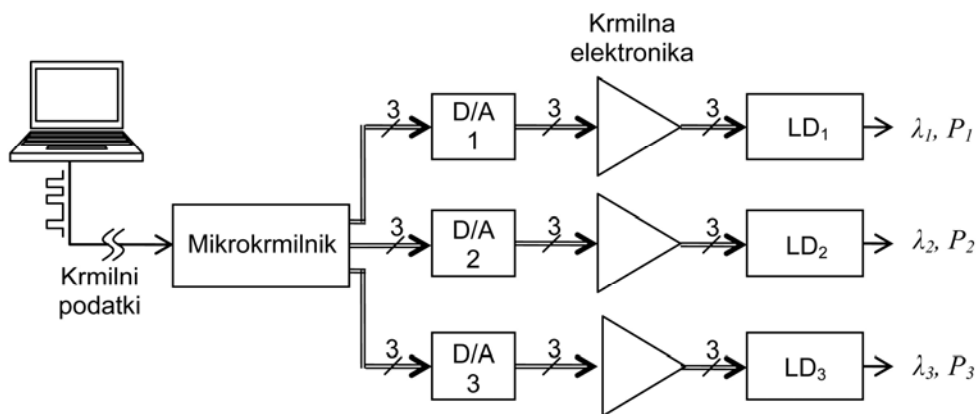
črpalko (T. Č.). Temperaturna stabilizacija je izvedena z NTK-uporom v uporovnem delilniku in primerjalnikom napetosti. Napetost U_T določa nastavljeno vrednost temperature T . Električna napetost U_{ATT} za elektro-optični slabilnik (E.A.S) je enaka izhodni vrednosti D/A-pretvornika. Vmesni ojačevalnik (napetostni sledilnik) je potreben za razbremenitev izhodne stopnje D/A-pretvornika.



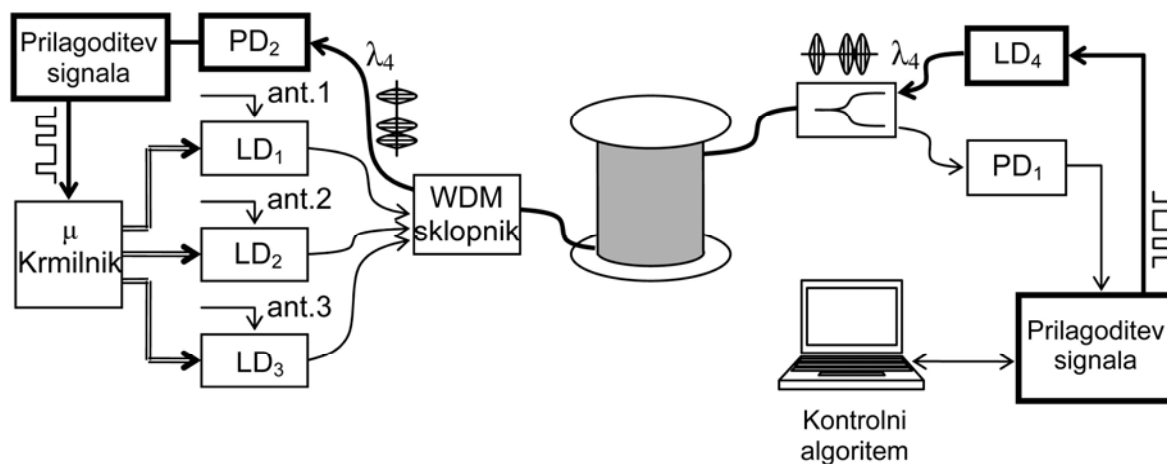
Slika 40: Napetostna regulacija krmilnih signalov.

Postopek regulacija se začne, ko krmilni algoritem v osebni računalniku določi vrednosti krmilnih signalov in pošlje ukaze v digitalni serijski obliki (*DATA*) do mikrokrmilnika. Za komunikacijo se uporablja asinhronski serijski prenos s hitrostjo 9,6 kbit/s. Ko mikrokrmilnik sprejme bitno zaporedje, ga prebere in določi, kateremu laserju so ukazi namenjeni. Iz sprejetega ukaza razbere zahtevane tri nastavitve in jih naslovi na pripadajoče 8-bitne digitalno-analogne (D/A) pretvornike. D/A-pretvornikom sledi opisana krmilna elektronika. Shema krmilnega vezja je prikazana na sliki 41. Natančen električni načrt je v prilogi D.1.

Osebni računalnik s krmilnim algoritmom ni v neposredni bližini krmilne elektronike, temveč se nahaja na strani sprejemniške fotodiode. Za prenos krmilnih podatkov iz sprejemne strani do krmilne elektronike na antensko stran se uporablja isto optično vlakno, po katerem se prenaša sprejeti RF-signal. Taka postavitvev je s praktičnega vidika smiselna, saj omogoča nadzor nad sistemom iz enega centralnega mesta, ki je lahko oddaljen več 10 kilometrov.



Slika 41: Električna shema krmilnega vezja.



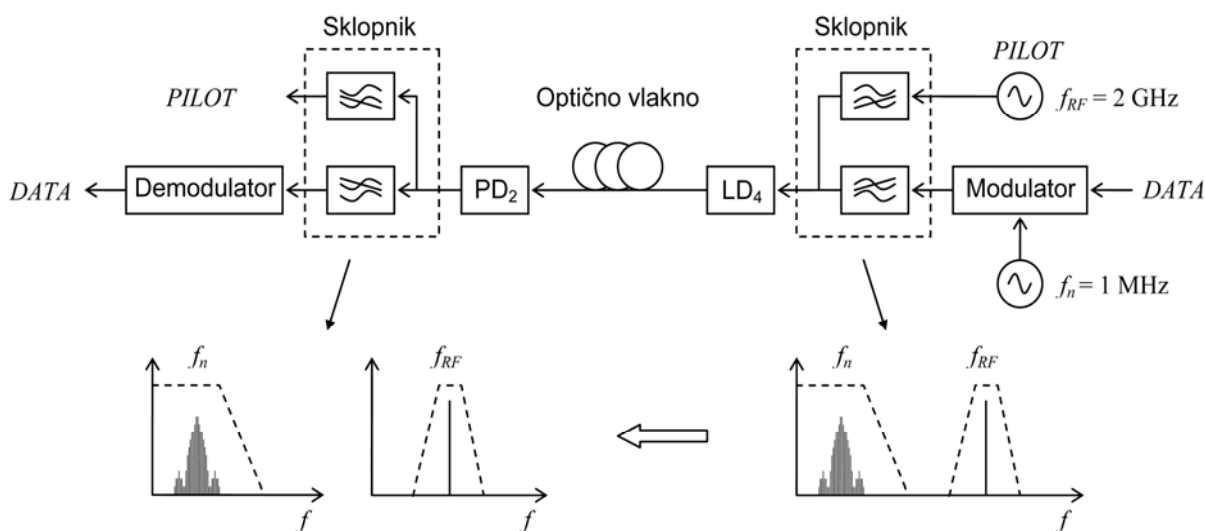
Slika 42: Optični prenos krmilnega signala.

Za optični prenos krmilnih podatkov po istem optičnem vlaknu se uporablja četrti optični nosilec na valovni dolžini $\lambda_4 = 1533,0$ nm. Prenos signala je prikazan na sliki 42. Digitalne signale iz računalnika je treba pred optičnim prenosom preoblikovati tako, da ustrezajo prenosnemu mediju. Za ta namen se uporabljajo laser LD₄ in sprejemniška fotodioda PD₂ ter dodatni električni vezji, ki pred oddajo in po sprejemu poskrbita, da so signali združljivi z digitalnimi vezji.

Na računalniški strani je vezje za prilagoditev signalov sestavljeno iz modulatorja, ki s kontrolnimi podatki (*DATA*) amplitudno modulira frekvenčni podnosilec $f_n = 1$ MHz. Moduliranemu podatkovnemu signalu se z uporabo sklopnika doda še kalibracijski referenčni RF-signal $f = 2$ GHz (*PILOT*). Tako sestavljeni signal neposredno modulira laser LD₄ in je primeren za prenos prek optičnega vlakna.

Vezje za prilagoditev signalov na antenski strani je vgrajeno za sprejemniško fotodiodo PD₂. Sestavljeno je iz RF-sklopnika za ločitev podatkovnega in referenčnega RF-signala ter demodulatorja. Sprejeti signal se demodulira in oblikuje v obliko, primerno za komunikacijo z digitalnimi vezji (mikrokrmilnik). Postopek modulacije in demodulacije ter optični prenos kontrolnih signalov so prikazani na sliki 43. Natančne sheme električnih vezji so v prilogah D.6, D.7, D.8 in D.9. Zgradba in lastnosti uporabljenega laserja LD₄ in fotodiode PD₂ sta opisani v prilogah C.2 in C.4.

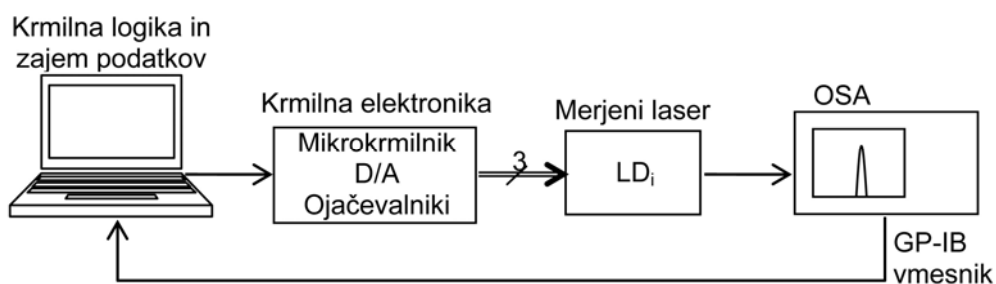
Za opisano regulacijo optičnih signalov potrebuje krmilni algoritem natančen potek izhodnih karakteristik laserjev. Zato jih je potrebno pred začetkom delovanja sistema izmeriti in shraniti. Postopek meritve je v celoti voden z osebnim računalnikom. Ta krmili merjeni laser ter zajema vrednosti izhodnega optičnega signala z uporabo optičnega merilnega inštrumenta. Za ta namen je uporabljen optični spektralni analizator (OSA – ANDO AQ6317). Ta opravi meritev valovne dolžine λ in optične moči P_{opt} istočasno in vrednosti prek GP-IB-vmesnika sporoči krmilnemu algoritmu.



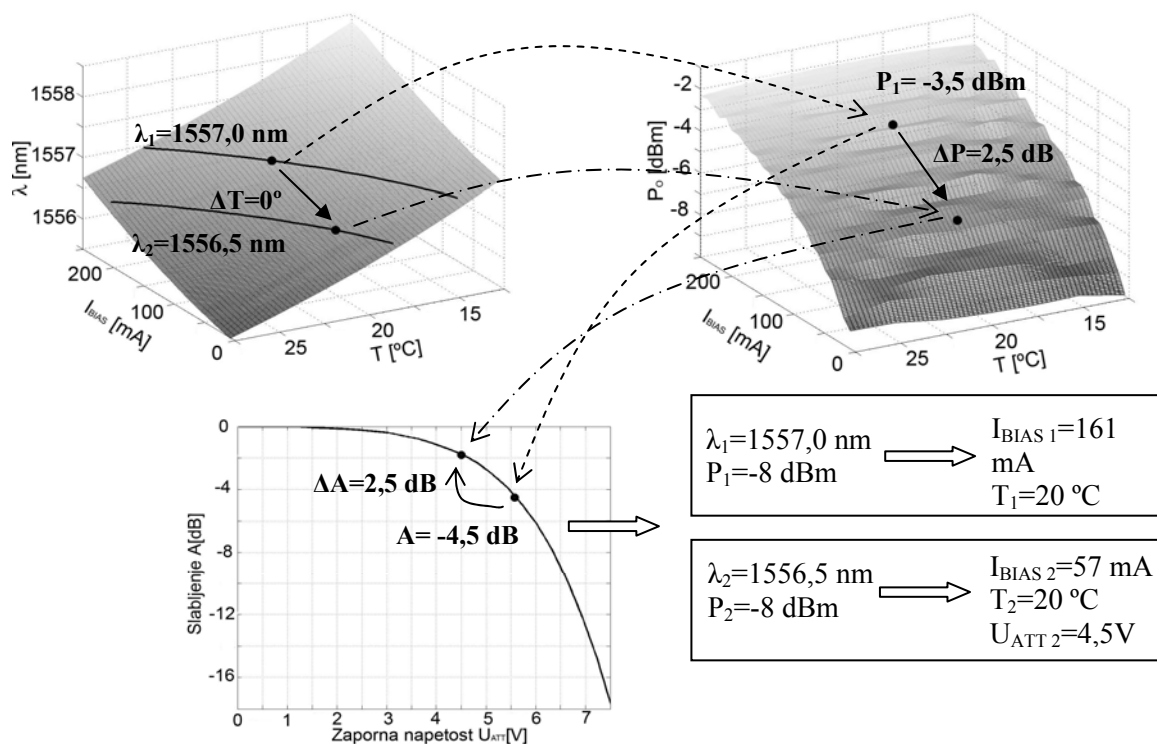
Slika 43: Postopek modulacije in demodulacije ter optični prenos kontrolnih signalov.

Med meritvijo krmilna elektronika v enakomernih korakih spreminja napajalni tok I_{BIAS} in temperaturo laserja T . Sinhronizirano se izmerjene vrednosti iz optičnega merilnega inštrumenta preberejo in shranijo v spomin na osebnem računalniku. Na enak način, z nastavitvijo napetosti U_{ATT} , poteka meritve karakteristike slabljenja vgrajenega elektroabsorpcijskega slabilnika. Postopek meritve je prikazana na sliki 44. Natančnost izmerjenih karakteristik določa natančnost nastavitvev optičnih signalov. Poznejših meritev med delovanjem sistema ni mogoče opraviti, zato je natančnost izmerjenih podatkov ključnega pomena. V ta namen je potrebno izbrati čim bolj točen merilni inštrument.

Na podlagi izmerjenih karakteristik in zahtevane vrednosti optičnega signala krmilni algoritem določi potrebne vhodne vrednosti krmilnih signalov. Ker je temperaturni odziv počasnejši od električnega, je algoritem za regulacijo zasnovan tako, da preide sistem iz trenutnega v novo stanje izhodnih vrednosti z minimalno potrebno spremembo temperature ΔT . Valovno dolžino je mogoče nastavljanje v veliki meri samo z nastavitvijo napajalnega toka I_{BIAS} , le za večje spremembe je potrebna spremeniti temperaturo laserja. Delovanje algoritma je prikazano na sliki 45, kjer so ponazorjeni posamezni koraki v algoritmu.



Slika 44: Postopek meritve karakteristik laserja.



Slika 45: Delovanje algoritma za nastavitve optične moči in valovne dolžine laserja.

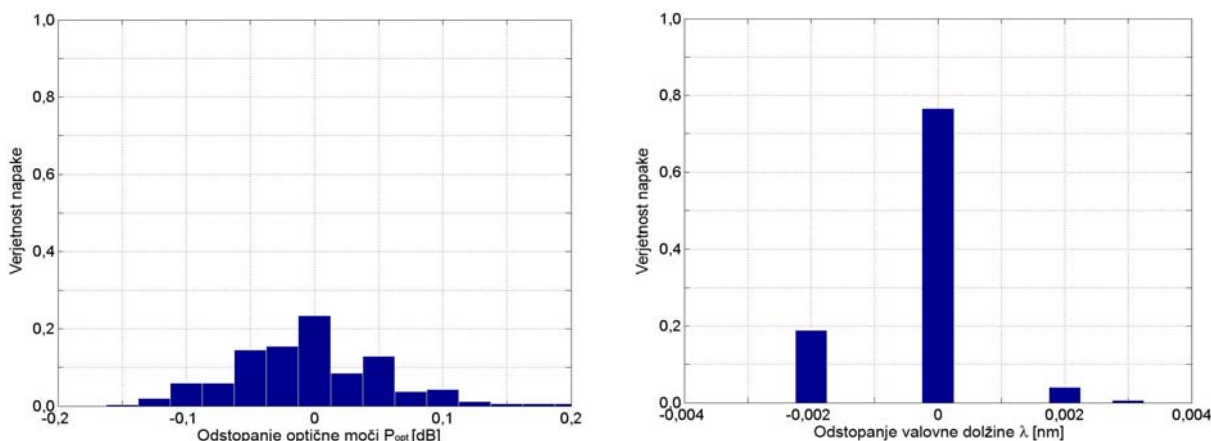
4.7.1 Napake regulacije

V primeru idealnega delovanja sistema, je mogoče zahtevano vrednost amplitude in faze RF-signala natančno nastaviti z optično močjo in valovno dolžino optičnega signala. V izdelanem sistemu so prisotne napake regulacije, ki povzročajo odstopanja od želene vrednosti nastavitve. Napake nastanejo zaradi:

- merilnih napak pri merjenju karakteristik laserjev $\lambda(I_{BIAS}, T)$, $P_{opt}(I_{BIAS}, T)$ in $A(U_{ATT})$,
- kvantizacijske napake krmilne elektronike (D/A-pretvorba) in
- merilne napake pri določanju koeficientov fazne zakasnitve optične zveze K_i .

Napake pri meritvi izhodnih karakteristik laserjev močno vplivajo na delovanje sistema, saj se neposredno kažejo kot napake regulacije optičnih signalov. Za ta namen je treba izbrati merilni inštrument, ki ima napake meritve čim manjše. Izbran optični spektralni analizator (OSA – ANDO AQ6317) je ugoden za meritev izhodnih karakteristik, vendar pa ni zelo natančen. Manjša natančnost izmerjenih rezultatov gre na račun hitrosti meritve, ki je kritična pri velikem številu meritev.

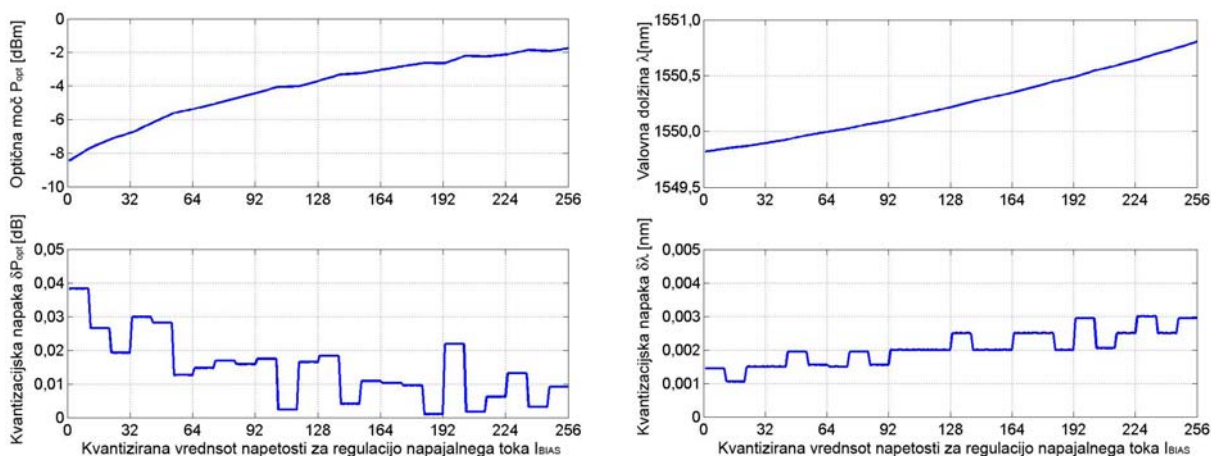
Odstopanja so izrazita pri meritvi moči optičnega signala, ki so v velikostnem razredu $\delta P_{opt} < 0,1$ dB ($\delta < 2,3$ %). Pri meritvi valovne dolžine so odstopanja manjša $\delta \lambda_i < 0,01$ nm in v območju $\Delta \lambda_i = 2,6$ nm znašajo $\delta < 0,4$ %. Vrednost odstopanj je mogoče določiti z izvajanjem ponovljenih meritev in primerjavo rezultatov. Izmerjena odstopanja so prikazana na sliki 46.



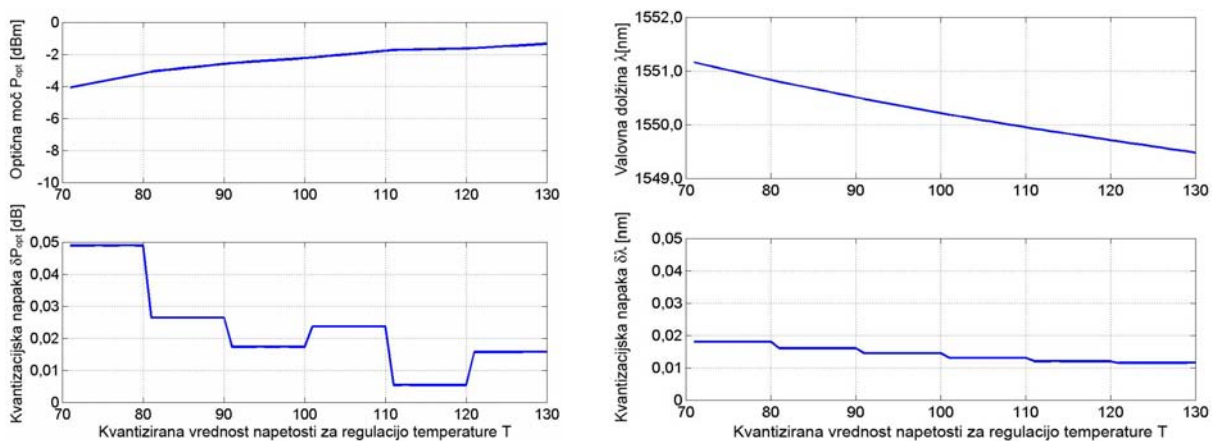
Slika 46: Odstopanja meritev izhodnih karakteristik optične moči (levo) in valovne dolžine (desno).

Pri meritvi valovne dolžine na širšem območju se je izkazalo, da inštrument vnaša bistveno večjo napako $\delta\lambda_i < 0,2$ nm (angl. offset). Ta je posledica zamenjave merilnega območja inštrumenta in se pojavi pri prehodu iz meritve enega laserja na drugega. Vendar je za natančnost delovanja je ta napaka zanemarljiva, kajti pri centralni valovni dolžini $\lambda_i = 1550,0$ nm znaša $\delta < 0,01$ % in jo je mogoče pri postopku kalibracije izločiti.

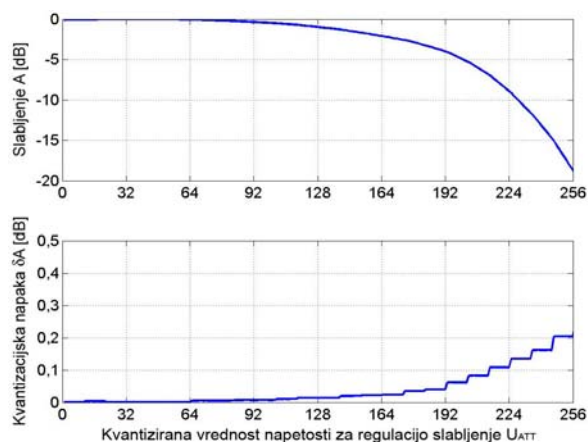
Napaka zaradi kvantizacije je posledica digitalno-analogne pretvorbe (D/A) pri krmiljenju laserjev. Kljub natančni vrednosti optičnega nosilca je sistem pri nastavljanju krmilnih signalov omejen na diskretne vrednosti, določene s koraki D/A-pretvorbe. Pri uporabi 8-bitnih D/A-pretvornikov znaša največja napaka pri nastavitvi optične moči $\delta_k P_{opt} < 0,05$ dB in valovne dolžine $\delta_k \lambda_i < 0,02$ nm. Zaradi nelinearnega poteka izhodnih karakteristik se vrednost napake spreminja. Pri večji strmini karakteristike je napaka večja in obratno. Izmerjene vrednosti napak so prikazane na slikah od 47 do 49. Tovrstne napake je mogoče zmanjšati z uporabo D/A-pretvornikov z manjšim korakom kvantizacije oziroma daljšo bitno besedo.



Slika 47: Kvantizacijska napaka optične moči (levo) in valovne dolžine (desno) zaradi diskretne nastavitve napajalnega toka I_{BIAS} laserja.



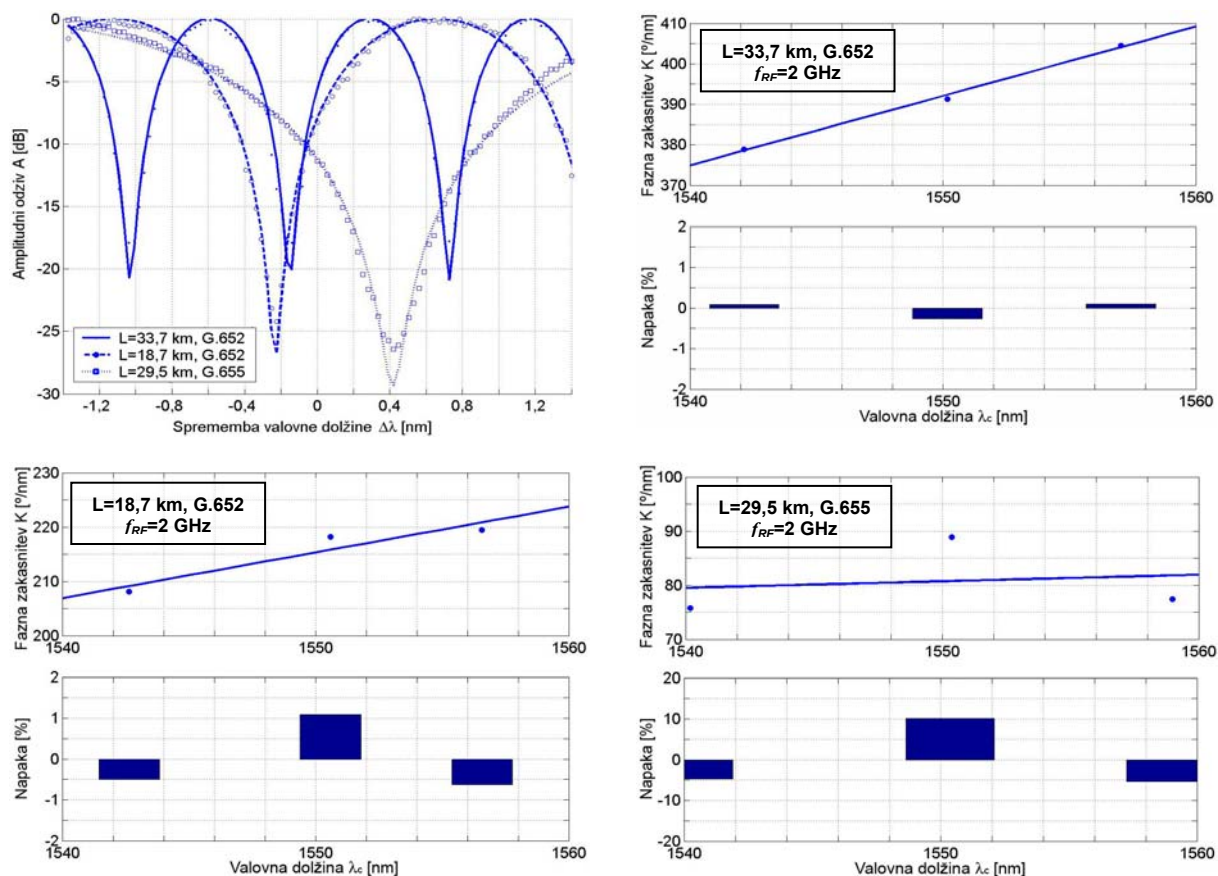
Slika 48: Kvantizacijska napaka optične moči (levo) in valovne dolžine (desno) zaradi diskretne nastavitve temperature laserja.



Slika 49: Kvantizacijska napaka optičnega slabljenja zaradi diskretne nastavitve napetosti elektro-optičnega slabilnika.

Z uporabo 8-bitne besede (256 diskretnih stanj) je kvantizacijska napaka v velikostnem razredu uporabljenega merilnega inštrumenta. Pri dani natančnosti izmerjenih karakteristik laserjev natančnejša D/A-pretvorba ne pripomore k zmanjšanju celotne napake regulacije.

Napake pri določanju koeficientov fazne zakasnitve optične zveze K_i nastanejo pri postopku določanja ekvivalentne frekvence f_i iz izmerjenega interferenčnega odziva (slika 50 levo zgoraj). Napaka se neposredno izraža v odstopanju fazne regulacije RF-signala, zato je pomembno, da je čim manjša. Pri kratkih optičnih zvezah oziroma zvezah z majhnim koeficientom barvne disperzije $D(\lambda)$ je interferenčni odziv neizrazit in nastane velika napaka meritve. Za natančno meritev je potrebno večje število period interferenčnega odziva. Rešitev za povečanje natančnosti je v razširitvi območja regulacije valovne dolžine laserjev $\Delta\lambda$ in/ali v izbiri višje frekvence referenčnega RF-signala (PILOT). Ocene napak za tri različne optične zveze so prikazane na sliki 50. Za praktično uporabne optične zveze so tovrstne napake v velikostnem razredu napak zaradi merilnega inštrumenta in D/A-pretvorbe. To na trenutni stopnji razvoja sistema potrjuje učinkovitost izbrane merilne metode.



Slika 50: Interferenčni amplitudni odziv (levo zgoraj) in odstopanja koeficientov fazne zakasnitve K_i za različne optične zveze.

V tabeli 5 so zbrane vrednosti za opisane napake v sistemu. Za primerjavo so preračunane v ekvivalentno napako kota $\delta\Theta$, ki nastane pri vzburjanju prilagodljive antene. Napake niso zanemarljive in v določeni meri pokvarijo delovanje sistema. Absolutna vrednost napake je dovolj majhna ($\delta\Theta < 1,3^\circ$), da omogoča uspešno delovanje in testiranje sistema. Za zahtevnejšo aplikacijo je mogoče napake zmanjšati s predhodno opisanimi ukrepi.

					$L = 18,7 \text{ km, G.652}$ $f_{RF} = 2,0 \text{ GHz}$	
IZVOR NAPAKE	δP_{opt} [dB]	$\delta\lambda$ [nm]	K_i [%]	δP_{RF} [dB]	$\delta\varphi_{RF}$ [°]	$\delta\Theta$ [°]
Merilni inštrument	< 0,1	< 0,01	/	< 0,2	< 2,2	< 0,7
D/A-pretvorba	< 0,1	< 0,02	/	< 0,2	< 4,3	< 1,3
Koeficient fazne zakasnitve	/	/	< 1,1	/	< 3,1	< 0,9

Tabela 5: Ocene napak v izdelanem sistemu.

4.8 Uporabniški vmesnik in krmilni algoritem

Uporabniški vmesnik in krmilni algoritem sta izdelana v programskem okolju Matlab. Matlab je matematično orodje, strukturirano v obliki višjega programskega jezika. Osnovni programski paket vsebuje veliko število funkcij za matematično obdelavo in prikaz podatkov. S temi funkcijami in uporabo klasičnih programskih ukazov, kot so zanke, skoki, pogojne

odločitve itd., je mogoče napisati namenske programe za specifične aplikacije. Poleg obdelave podatkov na višjem nivoju je v Matlabu na voljo neposreden dostop do serijskega vmesnika in operiranje s podatki na bitnem nivoju. Ta se uporablja za komunikacijo s krmilnim algoritmom in merilnimi inštrumenti.

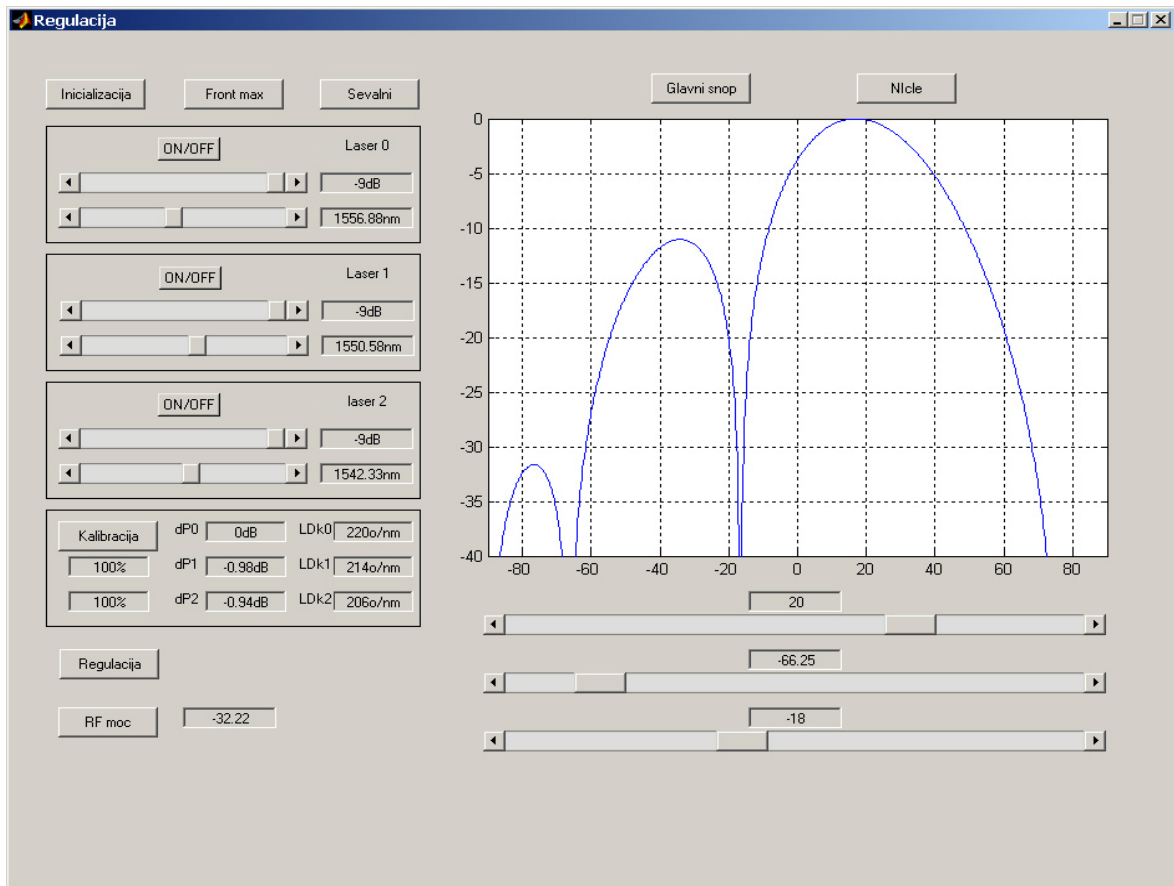
Preprost dostop do bitnega nivoja in zmogljiva obdelava podatkov na enem mestu sta ključni prednosti uporabljenega programskega okolja, ki omogočata preprost in učinkovit razvoj sistema. Negativne posledice univerzalnosti so za ozko usmerjene aplikacije velika zasedenost sistemskih zmogljivosti, saj je večina razpoložljive funkcionalnosti neuporabljena. Značilnosti opisanega programskega okolja so zbrane v tabeli 6.

Končni videz izdelanega uporabniškega vmesnika je prikazan na sliki 51. Za preprostejši nadzor in upravljanje sistema, je uporabniški vmesnik izdelan v grafični obliki z uporabo tipk, drsnikov in polj za vnos numeričnih vrednosti. Za posameznim grafičnim objektom je pripadajoči del programa, ki se izvrši ob pritisku na objekt. Nove funkcije in aplikacije je mogoče dodajati z dodajanjem novih objektov. Poleg grafičnega vnosa podatkov je na zaslonu prikazano trenutno stanje sistema, ki omogoča celovit vpogled v delovanje. Poleg grafičnega vmesnika je mogoče delovanje sistema nadzirati tudi v osnovnem oknu z vnašanjem tekstovnih ukazov v ukazni vrstici. Primer izpisa je prikazan na sliki 52.

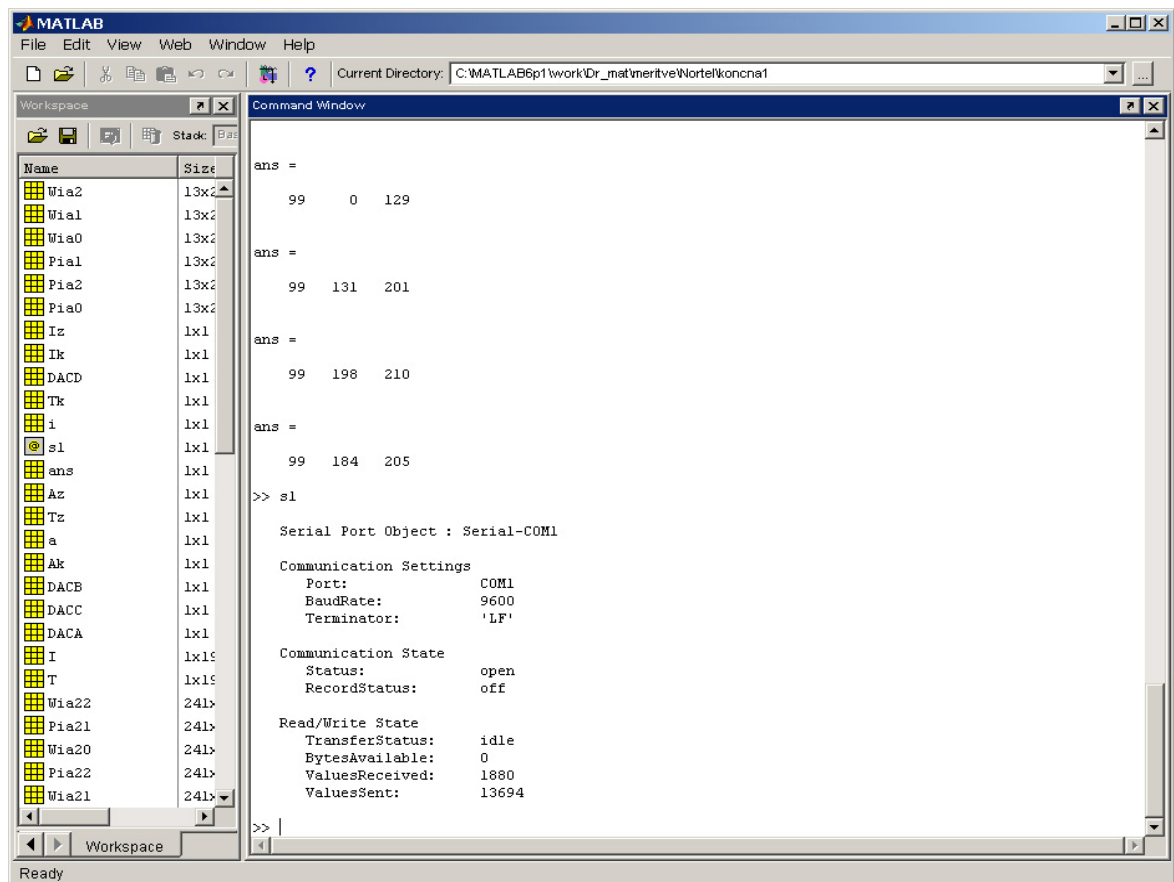
Izdelan uporabniški vmesnik omogoča oblikovanje sevalnega diagrama z uporabo drsnikov ali numeričnim vnosom vrednosti. Algoritem samodejno določi potrebne nastavitve laserjev in jih prikaže na zaslonu. S tipko »Inicializacija« se vzpostavi začetno stanje optičnih nosilcev. Laserjem se nastavi začetna vrednost napajalnega toka (I_{BIAS}) in temperature (T). S tipko »Kalibracija« se začne proces umerjanja amplitudnega in faznega odziva. Ko je umerjanje optične zveze končano, se izmerjene vrednosti izpišejo na zaslonu. Kalibracijske vrednosti se potrjujejo s tipko »Front max«, ki ustrezno popravi izhodne vrednosti laserjev in sistem je pripravljen na delovanje. S tipko »Sevalni« se izračuna nova oblika sevalnega diagrama, v primeru dodatnega oblikovanja sevalnega diagrama z ročno nastavitvijo posameznih izhodnih parametrov laserjev. S tipko »Regulacija« se končne nastavitve pošljejo krmilni elektroniki na antensko stran in regulacija se izvrši.

Prednosti	Slabosti
<ul style="list-style-type: none"> • preprosta obdelava in prikaz podatkov • programiranje v višjem programskem jeziku • veliko funkcij je že realiziranih • neposreden dostop do serijskih vmesnikov (bitni nivo) • preprost vpogled in nadzor nad izvajanjem algoritma • preprosto spreminjanje in dodajanje funkcij 	<ul style="list-style-type: none"> • sistemsko potratna rešitev • počasno delovanje

Tabela 6: Značilnosti programskega okolja Matlab.



Slika 51: Uporabniški grafični vmesnik v programskem okolju Matlab.



Slika 52: Osnovno okno z ukazno vrstico v programskem okolju Matlab.

5 Sevalni diagrami prilagodljive antene, oblikovani s predlagano metodo optične regulacije vzbujanja

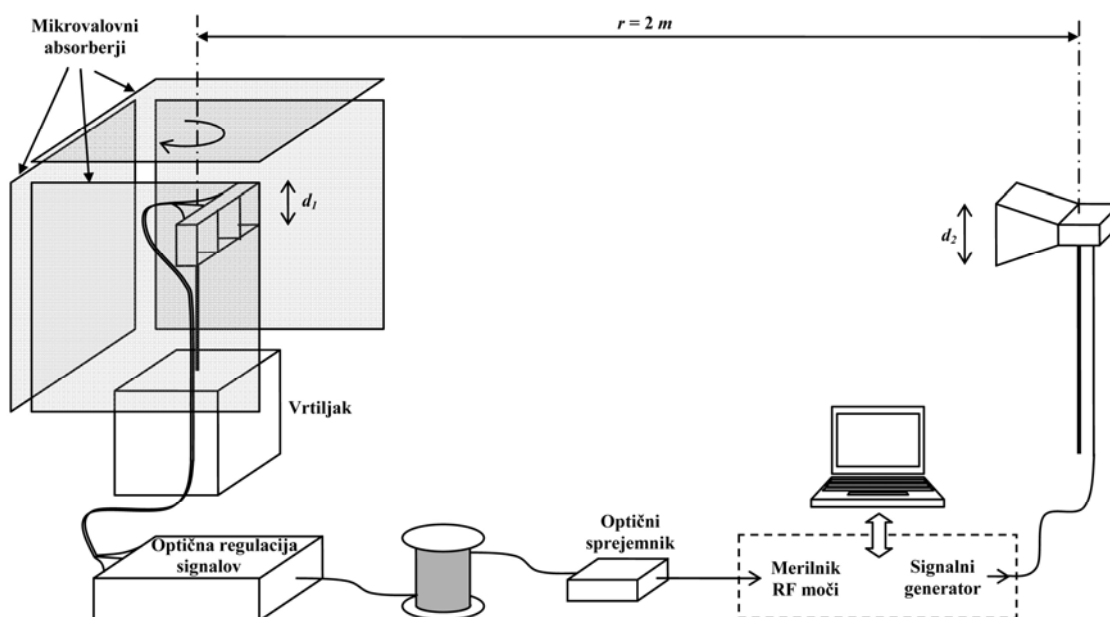
V nadaljevanju so kot rezultat optične obdelave vzbujanja prilagodljive antene prikazani različni sevalni diagrami. Izmerjene vrednosti so prikazane skupaj z izračunanimi rezultati matematičnega modela in pripadajočimi nastavitvami optičnih signalov.

Meritev je izvedena po priporočilih za tovrstno merjenje [82]. Postavitev merilnega sistema je prikazana na sliki 53. Sevalni diagram je izmerjen s spektralnim analizatorjem (merilnik RF-moči), ki pri konstantni oddajni moči izmeri vrednosti sprejete RF v odvisnosti od zornega kota merjene antene Θ . Vrtiljak, izdelan iz koračnega motorja, enakomerno zavrti anteno za kot $\Theta=0^\circ \dots 360^\circ$. Za sinhronizacijo in zajemanje podatkov poskrbi algoritem na osebem računalniku. Za pravilnost rezultatov je potrebno zagotoviti naslednje pogoje meritve:

- Referenčna in merjena antena morata biti v območju Fraunhofer-jevega področja (48) na medsebojni razdalji r , kjer je λ_{RF} valovna dolžina merjene RF-frekvence in d_i dimenzija uporabljenih anten.

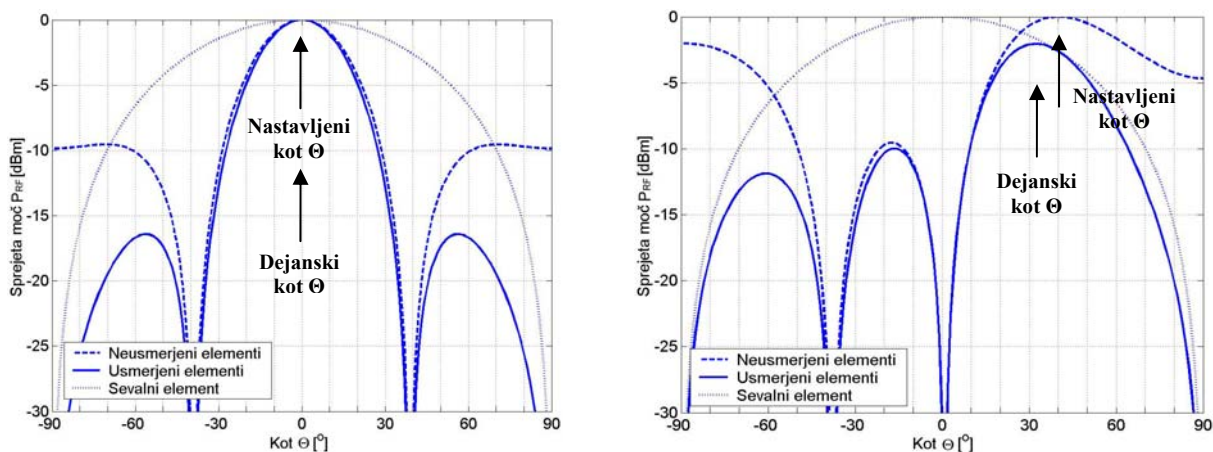
$$r > \frac{2d_1^2}{\lambda_{RF}} + \frac{2d_2^2}{\lambda_{RF}} \quad (48)$$

- V okolici merjene antene ne sme biti motenj zaradi odbojev signala. Te je mogoče učinkovito izločiti z namestitvijo mikrovalovnih absorberjev.
- Nivo merjenega signala mora biti višji od okoliških motenj in šuma. To je mogoče doseči z dovolj veliko oddajno močjo in izbiro nezasedenega frekvenčnega območja.

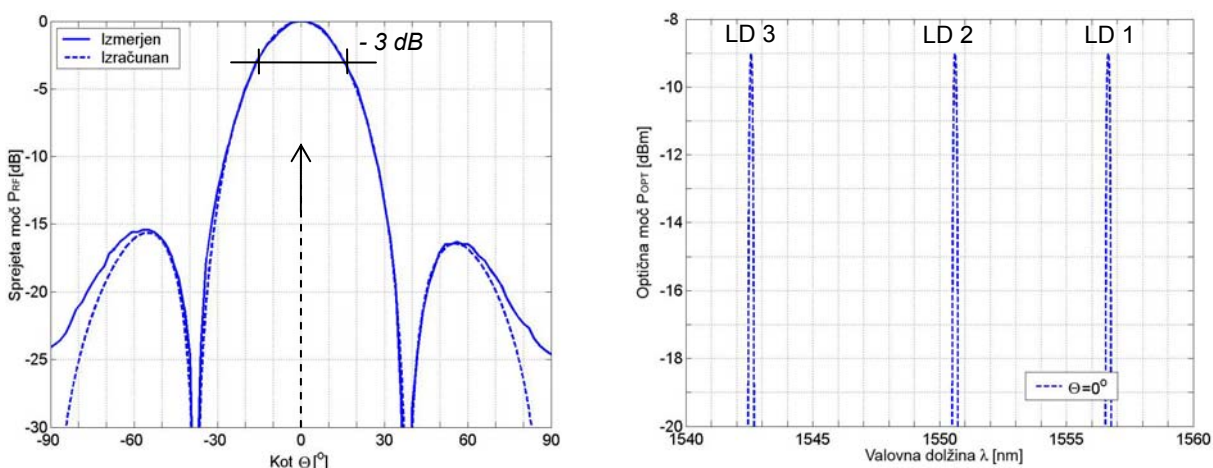


Slika 53: Postopek merjenja sevalnega diagrama antenske skupine.

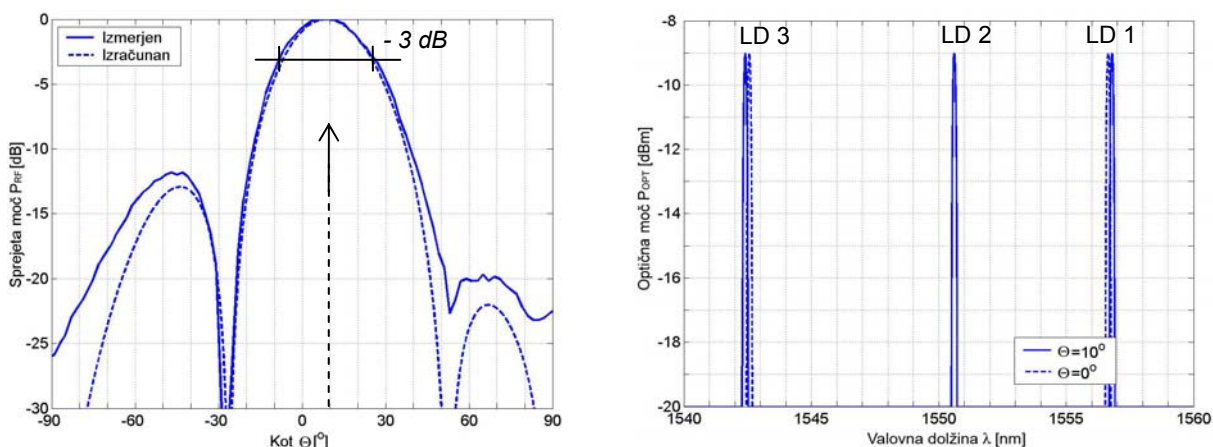
Izmerjeni sevalni diagrami so prikazani na slikah od 55 do 59. Prikazani so primeri različnih regulacij signalov za različne kote odklona Θ glavnega snopa. Pri večjih kotih Θ je vpliv sevalnega elementa izrazitejši, kar se pozna kot zamik glavnega snopa od nastavljenega kota (slika 54). To je pričakovan pojav in ga je potrebno upoštevati pri dejanskem oblikovanju sevalnega diagrama. Položaj ničel v prvi skupini prikazanih rezultatov ni nadzorovan in te se postavijo po naravnih zakonitostih skupine.



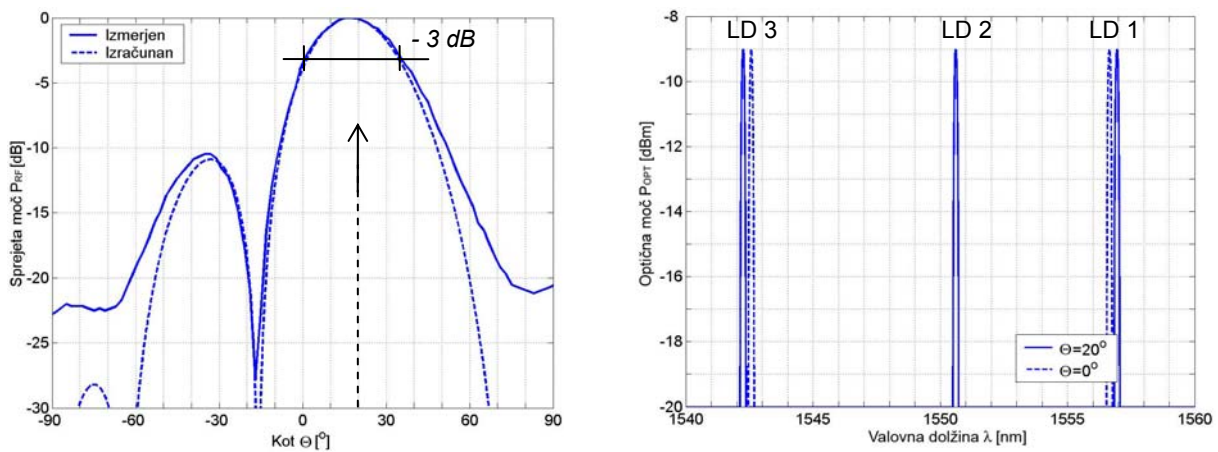
Slika 54: Zamik glavnega snopa od nastavljenega kota Θ zaradi vpliva sevalnega elementa.



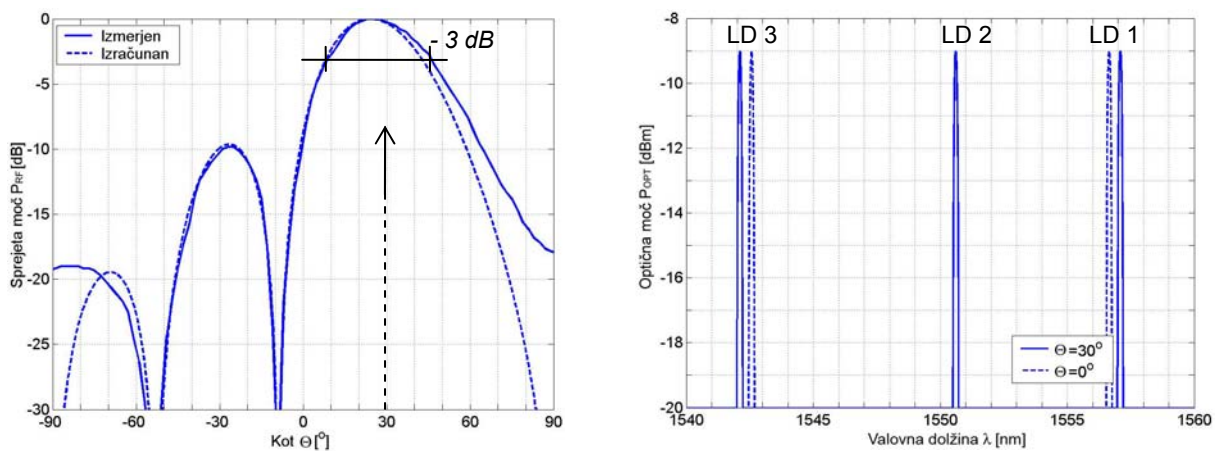
Slika 55: Sevalni diagram in nastavitev optičnih signalov pri glavnem snopu skupine $\Theta = 0^\circ$.



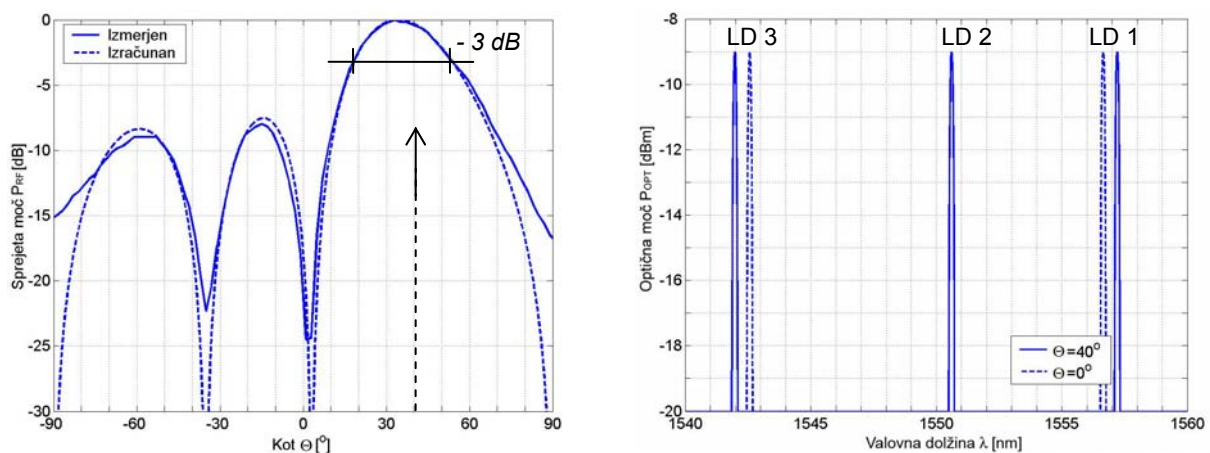
Slika 56: Sevalni diagram in nastavitev optičnih signalov pri glavnem snopu skupine $\Theta = 10^\circ$.



Slika 57: Sevalni diagram in nastavev optičnih signalov pri glavnem snopu skupine $\Theta = 20^\circ$.

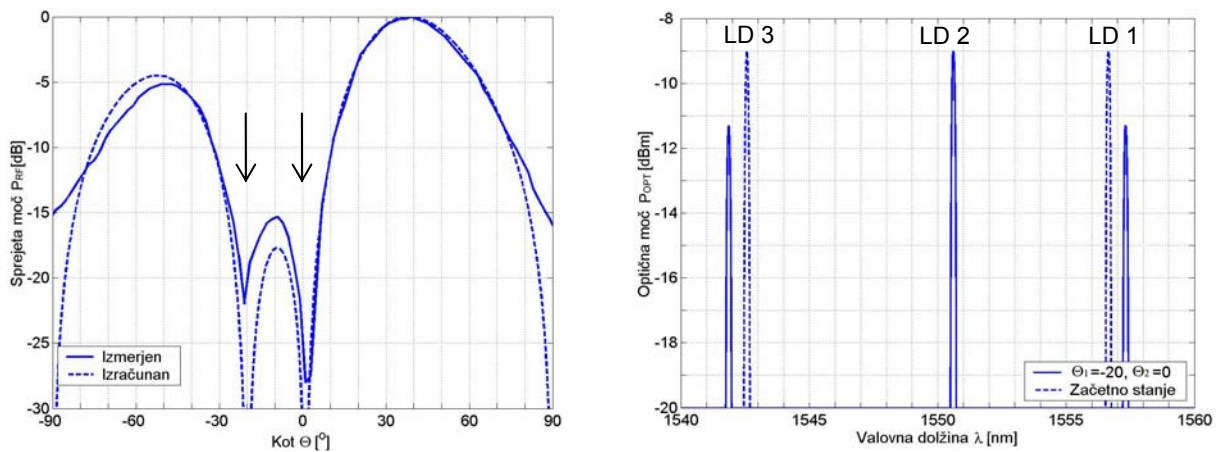


Slika 58: Sevalni diagram in nastavev optičnih signalov pri glavnem snopu skupine $\Theta = 30^\circ$.

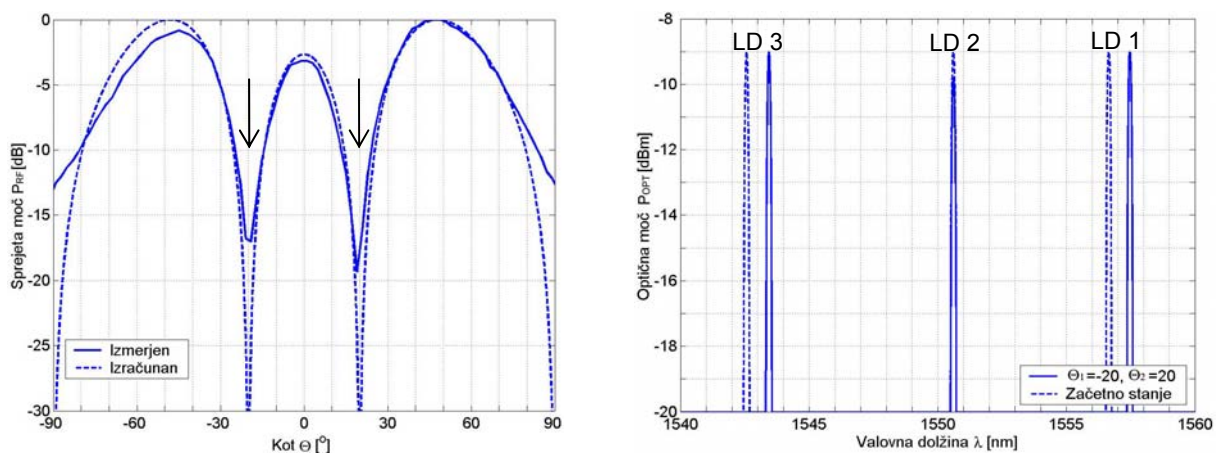


Slika 59: Sevalni diagram in nastavev optičnih signalov pri glavnem snopu skupine $\Theta = 40^\circ$.

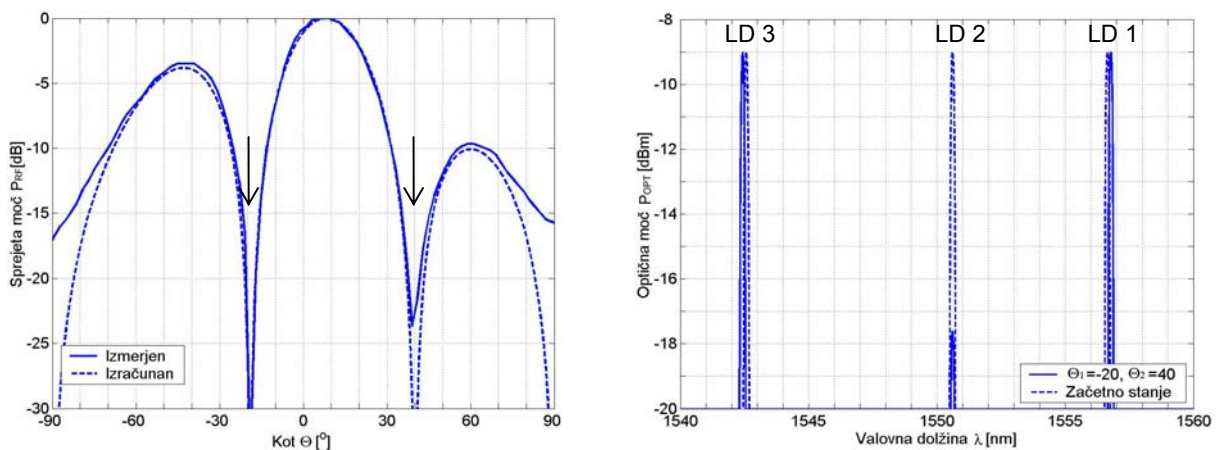
Sevalni diagrami za drugo možnost regulacije (regulacija položaja ničel) so prikazani na slikah od 60 do 64. V tem primeru so v sevalnem diagramu ničle prisotne pri zahtevanih vrednostih kota Θ . V primeru nenaravnega položaja ničel se lahko sevalni diagram močno popači, izrazitost glavnega snopa izgine in povečajo se stranski snopi. Vrednost zahtevane amplitudne regulacije RF-signalov je mogoče razbrati iz vrednosti moči pripadajočih optičnih nosilcev.



Slika 60: Sevalni diagram in nastavitev optičnih signalov pri položaju ničel $\Theta_1 = -20^\circ$ in $\Theta_2 = 0^\circ$.



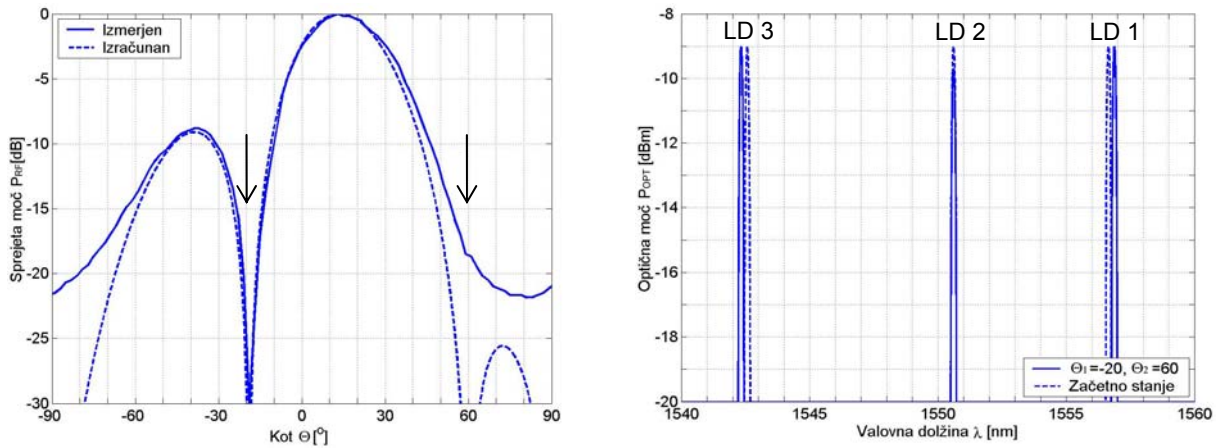
Slika 61: Sevalni diagram in nastavitev optičnih signalov pri položaju ničel $\Theta_1 = -20^\circ$ in $\Theta_2 = 20^\circ$.



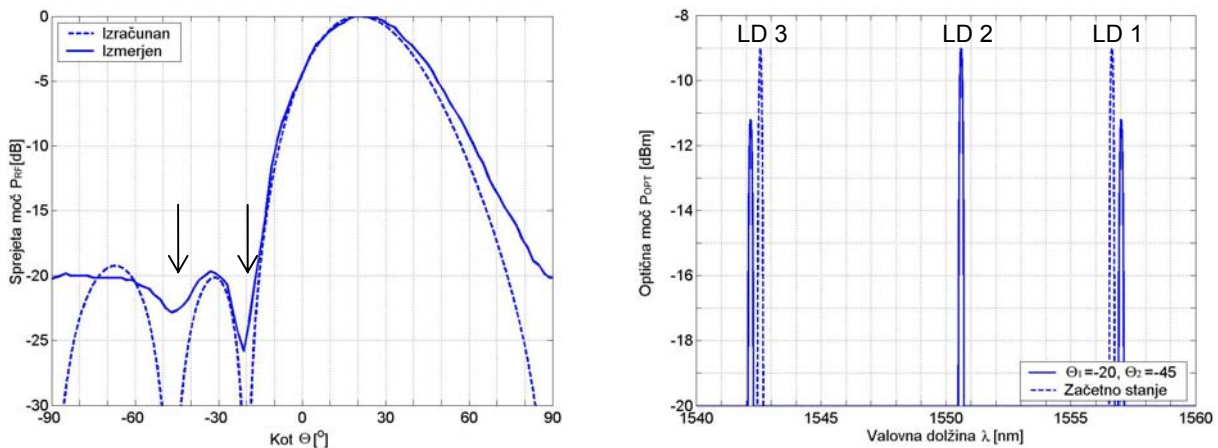
Slika 62: Sevalni diagram in nastavitev optičnih signalov pri položaju ničel $\Theta_1 = -20^\circ$ in $\Theta_2 = 40^\circ$.

Meritve sevalnih diagramov izdelane antenske skupine pokažejo dobro ujemanje sevalnih lastnosti s privzetim matematičnim modelom (priloga A). To omogoča praktično uporabo metode za oblikovanje različnih sevalnih diagramov. Položaji glavnega snopa in ničel se popolnoma ujemajo z nastavljenimi vrednostmi. Manjša odstopanja so opazna le pri večjih kotih Θ , saj matematični model za razliko od realnega sevalnega elementa

predpostavlja, da sevalno polje pri zornem kotu $\Theta = \pm 90^\circ$ upade na 0. Odstopanja so razmeroma majhna in so pri dani kompleksnosti modela sprejemljiva. Znani so matematični modeli, ki te razlike upoštevajo, vendar pa so ti kompleksnejši in temeljijo na numeričnih izračunih [84].



Slika 63: Sevalni diagram in nastavitev optičnih signalov pri položaju ničel $\Theta_1 = -20^\circ$ in $\Theta_2 = 60^\circ$.



Slika 64: Sevalni diagram in nastavitev optičnih signalov pri položaju ničel $\Theta_1 = -20^\circ$ in $\Theta_2 = -45^\circ$.

6 Optični prenos RF-signalov v izdelanem sistemu

Poleg predlaganega načina optične regulacije vzbujanja, sistem vključuje prenos RF-signalov po optični zvezi [52]–[57]. Optična zveza je učinkovit vrvični prenos visokofrekvenčnih signalov na daljše razdalje. To je mogoče zaradi nizkega vstavitvenega slabljenja optičnega vlakna, ki je bistveno nižje od drugih znanih valovodov. RF-prenos je transparenten, vendar pa sta zato vmes potrebni dve pretvorbi signalov: RF v optične in obratno. Pretvorbi v zvezo vneseta dodatno slabljenje, nelinearnost, popačenje in šum. Pri načrtovanju je treba vse vrednosti ustrezno upoštevati, da so končne lastnosti zveze čim boljše:

- slabljenje,
- občutljivost,
- dinamično območje,
- popačenje.

6.1 Ojačanje optične zveze

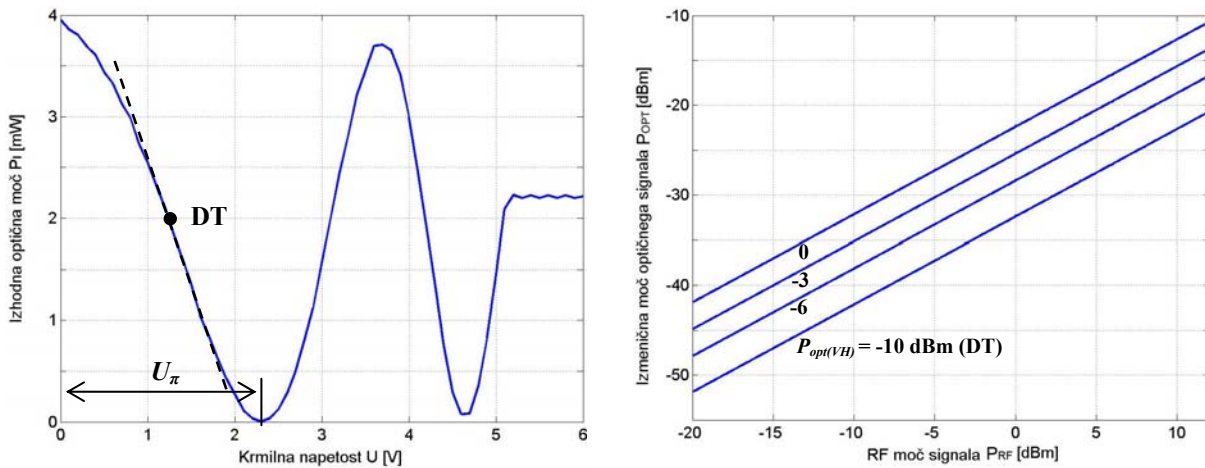
Ojačanje optične zveze je definirano kot razmerje med izhodnim in vhodnim RF-signalom. Odvisno je od lastnosti uporabljenih elektro-optičnih komponent [85], [86]. Za izdelano optično zvezo ga je mogoče izraziti z učinkovitostjo MZM-modulatorja s_m in fotodiode s_d (49), kjer sta R_m in R_d pripadajoči električni impedanci.

$$G = s_m^2 s_d^2 \frac{R_d}{R_m} \quad (49)$$

Učinkovitost MZM-modulatorja (50) je odvisna od lastnosti snovi, iz katere je modulator izdelan, in določa karakteristično napetost modulatorja U_π . Prenosna karakteristika za enega od uporabljenih MZM-modulatorjev je prikazana na sliki 65. Učinkovitost modulatorja je ponazorjena s strmino prenosne karakteristike v delovni točki (DT).

$$s_m = \frac{\pi P_{opt(VH)} R_m}{2U_\pi} \quad (50)$$

Odzivnost modulatorja in s tem ojačanje optične zveze je mogoče do določene mere povečati z večjo vhodno optično močjo $P_{opt(VH)}$. Pri tem je treba upoštevati prag nelinearnosti optičnega vlakna (poglavje 6.3). Nad pragom, nelinearno obnašanje optičnega vlakna popači prenos. Pri optični moči $P_{opt(VH)} = 0$ dBm (1 mW) je odzivnost uporabljenih modulatorjev $s_m = 0,04$ W/A (51).

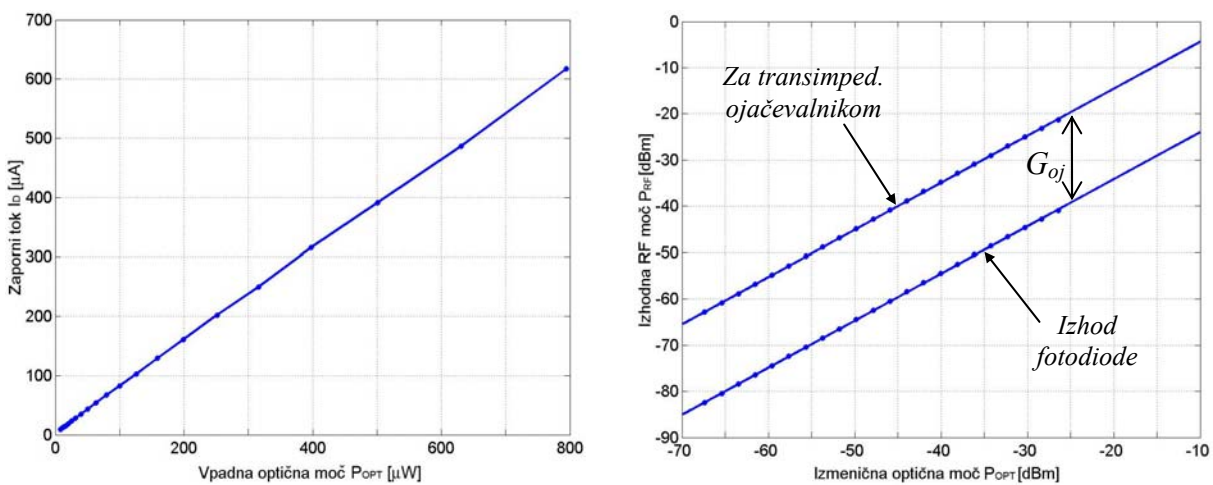


Slika 65: Prenosna karakteristika uporabljenega amplitudnega MZM-modulatorja.

$$s_m = \frac{\pi P_{opt(VH)} R_m}{2U_\pi} = \frac{\pi \cdot 1mW \cdot 50\Omega}{2 \cdot 2.3V} = 0.04W / A \quad (51)$$

Učinkovitost fotodiode s_d je prav tako lastnost opto-električnega elementa (52). V izrazu je Q_e osnovni električni naboj, W energija fotona in η kvantni izkoristek opto-električne pretvorbe. Energija fotona W je enaka produktu Planckove konstante h in frekvenci optičnega signala f . Učinkovitost fotodiode je odvisna predvsem od kvantnega izkoristka η . Razlikuje se za različne fotodiode in je odvisna od tehnološke dovršenosti. Za uporabljeno fotodiodo znaša kvantni izkoristek $\eta = 67\%$. Vrednost učinkovitosti s_d je mogoče določiti iz zapornega toka skozi fotodiodo pri znani vpadni optični moči. Izmerjena karakteristika je prikazana na sliki 66.

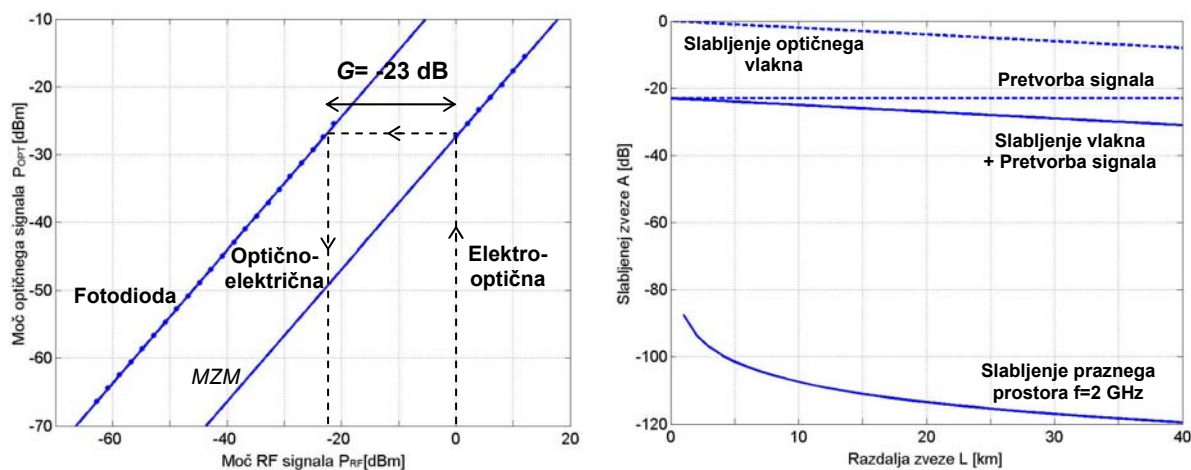
$$s_d = \frac{I_s}{P_{opt}} = \frac{|Q_e| \eta}{W} = \frac{|Q_e| \eta}{h f} = 0.83A/W \quad (52)$$



Slika 66: Prenosna karakteristika uporabljene sprejemniške fotodiode.

Sprejemniški fotiodiodi sledi transimpedančni ojačevalnik in skupaj tvorita sprejemniški modul. Ojačevalnik ojači sprejete signale in poskrbi za pravilno impedančno prilagoditev izhoda (50Ω). V uporabljenem sprejemniškem modulu je ojačanje transimpedančnega ojačevalnika $G_{oj} = 19,7 \text{ dB}$ ali $Z_T = 483 \Omega$ izraženo s transimpedančo. Izhod je izmenično sklopljen in ne prepušča enosmerne komponente. Zaradi izmeničnega sklopa je za prenos RF-signala pomembna le izmenična komponenta optičnega signala. Enosmerna komponenta ne vpliva na vrednost RF-signala na izhodu.

Skupno ojačanje izdelane optične zveze je za uporabljene elektro-optične elemente prikazano na sliki 67. Pri normalnem delovanju znaša $G = -23 \text{ dB}$ in velja pri skupni moči optičnih signalov $P_{opt} = 0 \text{ dBm}$. V končni vrednosti je upoštevano ojačanje transimpedančnega ojačevalnika v sprejemniškem modulu $G_{oj} = 19,7 \text{ dB}$. Poleg ojačanja (slabljenja) zaradi pretvorbe signalov v zvezi obstaja dodatno slabljenje zaradi optičnega vlakna. Sodobna enorodovna optična vlakna vnašajo slabljenje za optične signale $0,16\text{--}0,2 \text{ dB/km}$ odvisno od čistosti stekla. Za prenos RF-signalov je slabljenje optične prenosne poti večje $0,32\text{--}0,4 \text{ dB/km}$. To je posledica kvadratične odvisnosti izhodne RF-moči od optične moči. Na sliki 67 (desno) je prikazano slabljenje optične zveze v odvisnosti od razdalje L . Velik delež slabljenja je na račun pretvorbe signalov. V primerjavi z enakovredno brezžično zvezo ima izdelana optična zveza manjše slabljenje.



Slika 67: Ojačanje zaradi pretvorbe signalov v optični zvezi (levo) in potek slabljenja v odvisnosti od razdalje (desno).

6.2 Šum v optični zvezi

Šum N v optični zvezi določa najmanjšo vrednost signalov, ki jih je še mogoče zaznati, in s tem definira občutljivost zveze [85], [86]. Velika občutljivost je pomembna v sistemih, kjer je nivo moči sprejetih signalov zelo nizek. Tak primer velja tudi za izdelan antenski sistem. Celoten šum je v optični zvezi sestavljen iz treh prispevkov (53):

- relativni jakostni šum laserjev RIN (angl. relative intensity noise) N_{RIN} ;
- zrnati šum (angl. shot noise) sprejemniških fotodiod N_{shot} in
- toplotni šum N_T .

$$N = N_{RIN} + N_{shot} + N_T \quad (53)$$

Jakostni šum laserjev (RIN) je posledica kvantne narave delovanja laserja. Poleg stimulirane emisije svetlobe je prisotna tudi spontana. Ta nastane naključno in se prišteva k prevladujoči svetlobni emisiji. Zaradi kvantizirane količine energije, ki jo vsebuje posamezen foton, nastane naključno nihanje izhodne optične moči, kar povzroči jakostni šum (RIN) [87], [88].

Vrednost relativnega jakostnega šuma (54) je definirana kot razmerje med povprečno kvadratično vrednostjo spreminjajoče se gostote moči ΔP v primerjavi s kvadratično vrednostjo povprečne izhodne moči P [89]. Za uporabljene DFB-laserje LCM155Wxxxx-20A proizvajalec Nortel Networks zagotavlja, da vrednost RIN-šuma ne presega -130 dB/Hz.

$$RIN = \frac{\langle \Delta P^2 \rangle}{\langle P \rangle^2} \quad (54)$$

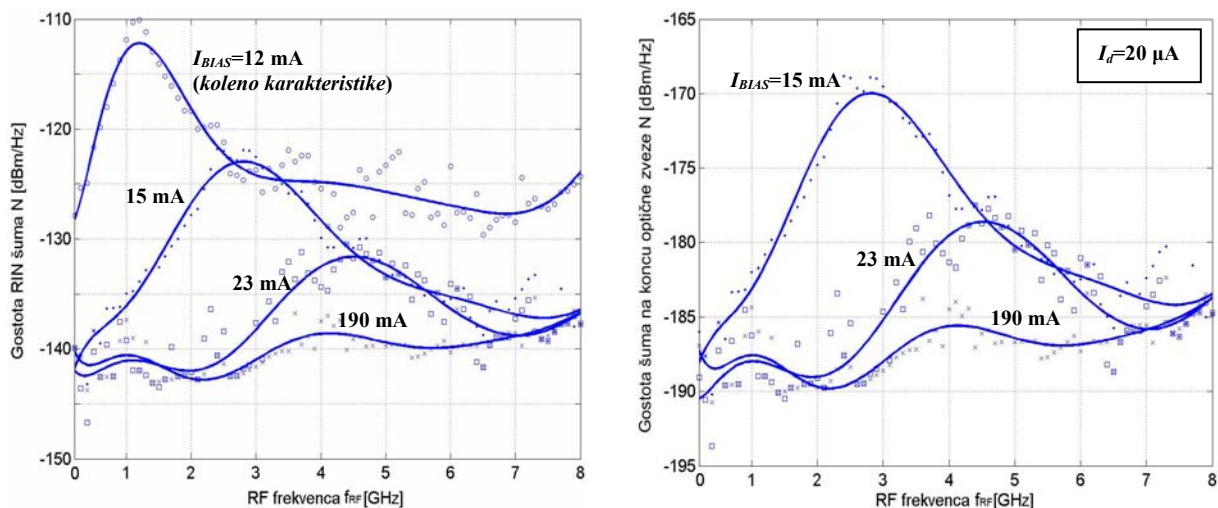
Prispevek RIN-šuma k celotnemu šumu na koncu optične zveze je mogoče zapisati s (55), kjer je I_d povprečni tok fotodiode in R_S vrednost zaključitvene impedance [85], [86]. Pri konstantnem RIN laserja končni prispevek narašča s kvadratom vpadne optične moči, kjer je povprečen tok fotodiode I_d odvisen od vpadne optične moči ($I_d \propto P_{opt}$).

$$N_{RIN} = \langle I_d \rangle^2 R_S \cdot RIN \quad (55)$$

Vpadna moč svetlobe na sprejemniško fotodiodo se spreminja z oddajno močjo laserja in slabljenjem na optični zvezi. Oddajna moč laserja se spreminja z napajalnim tokom skozi lasersko strukturo I_{BLAS} . Z večjim napajalnim tokom se lasersko delovanje prestavi nad kolonom karakteristike, kjer je spontane emisije manj in RIN-šum upade [90]. Odvisnost RIN od napajalnega toka laserja je mogoče opisati s (56), kjer je I_{th} progovni tok laserja (tok v kolenu karakteristike).

$$RIN \propto \left(\frac{I_{BLAS}}{I_{th}} - 1 \right)^{-3} \quad (56)$$

Če se DFB-laserji uporabijo visoko nad kolonom karakteristike ($I_{BLAS} > 200$ mA), je končni prispevek zaradi RIN-šuma majhen in ga je mogoče v nekaterih primerih zanemariti. Izmerjene vrednosti RIN za uporabljene DFB-laserje so prikazane na Slika 68. Za izdelano optično zvezo je vrednost RIN-šuma pod vrednostjo termičnega ($N_{RIN} < -185$ dBm/Hz) in ne omejuje občutljivosti prenosa.

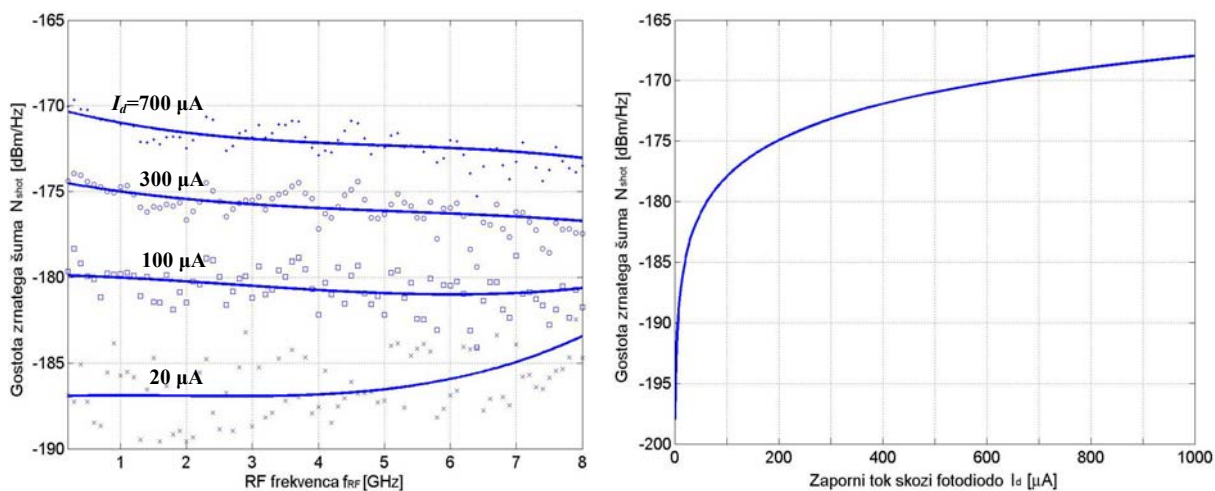


Slika 68: Izmerjene vrednosti RIN za uporabljene DFB-laserje pri različnem napajalnem toku I_{BIAS} (levo) in prispevek RIN-šuma h končni vrednosti šuma na koncu optične zveze (desno).

Zrnati šum v izdelani optični zvezi nastane na koncu optične zveze na sprejemniški fotodiodi. Pojavi se zaradi kvantne narave električnega toka. Električni tok je sestavljen iz množice električnih nosilcev, ki se v fotodiodi zaradi vpadne svetlobe naključno generirajo ali rekombinirajo. Ker je narava nastajanja in izginjanja posameznih nosilcev z električnim nabojem q naključna, se električnemu toku doda šum, ki ima zrnato naravo. Prispevek zrnatega šuma k celotnemu šumu na koncu optične zveze je mogoče izraziti s (57) [85], [86].

$$N_{shot} = 2q \langle I_d \rangle R_S \quad (57)$$

Izmerjene vrednosti zrnatega šuma za uporabljeno fotodiodo so prikazane na sliki 69. Do izraza pride pri večjih tokovih I_d skozi fotodiodo. Pri normalnem delovanju izdelanega sistema ($I_d < 100 \mu A$), je vrednost zrnatega šuma ($N_{shot} < -180$ dBm/Hz) pod vrednostjo toplotnega in prav tako kot RIN-šum za izdelan sistem ni omejujoč faktor občutljivosti.

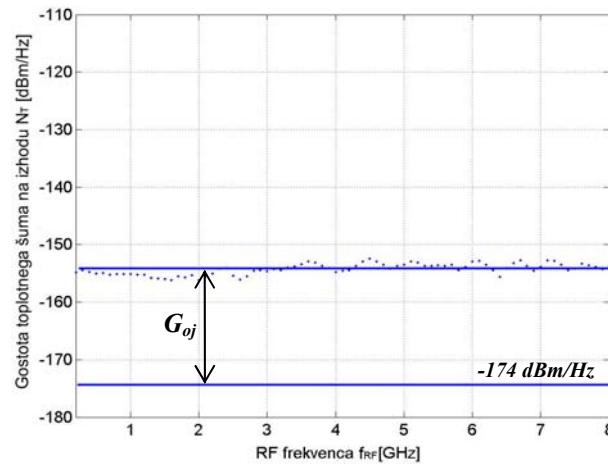


Slika 69: Izmerjene vrednosti zrnatega šuma za uporabljeno fotodiodo (levo) in vrednost zrnatega šuma v odvisnosti od toka skozi fotodiodo I_d (desno).

Toplotni šum v izdelani optični zvezi nastane na vseh ohmskih upornostih v zvezi: na laserjih, modulatorjih in fotodiodah. Prispevek toplotnega šuma je mogoče zapisati z (58), kjer je k Boltzmannova konstanta, T temperatura in G ojačanje optične zveze. V zvezah, kjer je ojačanje optične zveze $G > 1$, je prevladujoči toplotni šum na oddajni strani. V nasprotnem primeru, če je $G < 1$, prevladuje toplotni šum na sprejemni strani in je enak vrednosti kT .

$$N_T \geq kT(G+1) \quad (58)$$

Nivo toplotnega šuma v izdelani optični zvezi je prikazan na sliki 70. Izmerjene vrednosti se na izhodu sprejemniškega modula od termičnega nivoja ($N_T = 173,9$ dBm/Hz) razlikujejo za ojačanje transimpedančnega ojačevalnika $G_{oj} = 19,7$ dB. Delež šuma se pojavi tudi zaradi lastnega šuma ojačevalnika (šumno število ojačevalnika), vendar ga je v tem primeru mogoče zanemariti, ne da bi s tem napravili večjo napako.



Slika 70: Izmerjeni toplotni šum v izdelani optični zvezi.

Iz posameznih prispevkov h končni vrednosti šuma je razvidno, da je termični šum tisti, ki določa spodnjo mejo občutljivosti v izdelani optični zvezi. Pri sobni temperaturi je to najmanjša dosegljiva vrednost, kar potrjuje kakovostno delovanje zveze.

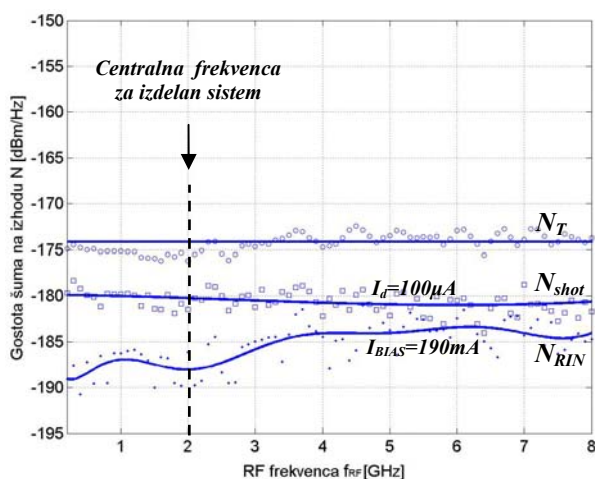
Kakovost zveze se pogosto izraža s šumnim številom NF (angl. noise figure). Ta je definiran z (59), kjer je N celotna gostota šuma na koncu zveze, G ojačanje zveze, k Boltzmannova konstanta in T_0 sobna temperatura (293 K). Šumno število NF je razmerje med celotno gostoto šuma N na koncu zveze v primerjavi z ekvivalentno gostoto šuma na začetku zveze GkT_0 . Razlika je v dodanem šumu same zveze, kar je merodajen podatek o kakovosti zveze.

$$NF = 10 \log \left(\frac{N}{GkT_0} \right) \quad (59)$$

$$NF = 10 \log \left(\frac{N_{RIN} + N_{shot} + N_T}{GkT_0} \right) = 10 \log \left(\frac{\langle I_d \rangle^2 R_S RIN}{GkT_0} + \frac{2q \langle I_d \rangle R_S}{GkT_0} + \frac{1}{G} + 1 \right) \quad (60)$$

Iz izraza (60), v katerem je končna vrednost šuma izražena s posameznimi prispevki, je razvidno, kateri faktorji imajo največ vpliva. Z ojačanjem optične zveze G , ki nastopa v posameznih prispevkih, je mogoče vplivati na šumno število in s tem na kakovost optične zveze. Z večjim ojačanjem se šumno število zmanjša. Prispevek intenzitetnega šuma N_{RIN} je mogoče zmanjšati z izbiro kakovostnega laserja in nastavitvijo delovnega toka I_{BIAS} visoko nad kolonom laserske karakteristike. Zrnati šum N_{shot} pride do izraza pri večjih tokovih I_d na fotodiodi, zato je treba poskrbeti, da fotodioda ni krmiljena s preveliko optično močjo.

Vrednosti šuma in šumnega števila za izdelano optično zvezo so prikazane na sliki 71. Delovanje laserjev in fotodiode je nastavljeno na takem območju, da je končni prispevek intenzitetnega in zrnatega šuma pod vrednostjo toplotnega. V takem primeru, kjer je malo dodanega šuma je šumno število NF praktično enako inverzni vrednosti ojačanja zveze G .



$$G = -23 \text{ dB} \quad (0.005)$$

$$N_{RIN} = -187 \text{ dBm/Hz} \quad (2 \cdot 10^{-22} \text{ W/Hz})$$

$$N_{shot} = -180 \text{ dBm/Hz} \quad (1 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz})$$

$$N_T = -174 \text{ dBm/Hz} \quad (4 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz})$$

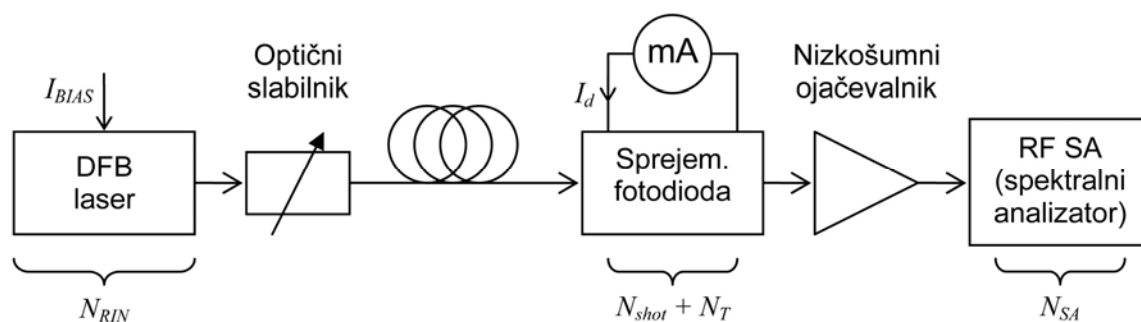
$$NF = 10 \log \left(\frac{2.0 \cdot 10^{-22} \text{ W/Hz} + 1.0 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz} + 4.0 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz}}{0,01 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ W}_S / K \cdot 293 \text{ K}} \right) = 24.1 \text{ dB}$$

Slika 71: Posamezne vrednosti šuma in šumno število za izdelano optično zvezo.

6.2.1 Meritev šuma v izdelani optični zvezi

Preprosta metoda za meritev šuma v optični zvezi je prikazana na sliki 72 [89]. Optična zveza je sestavljena iz DFB-laserja (izvor intenzitetnega šuma – N_{RIN}), sprejemniške fotodiode (izvor zrnatega šuma – N_{shot}) in optičnega vlakna. Zaradi slabljenja zveze ($G < 0 \text{ dB}$) je prevladujoči toplotni šum (N_T) na strani sprejemnika.

Merjeni šum se na izhodu iz sprejemniškega modula dodatno ojači z nizkošumnim ojačevalnikom in izmeri s spektralnim RF-analizatorjem. Nizkošumni ojačevalnik je potreben, ker je nivo merjenega šuma pod nivojem lastnega šuma spektralnega analizatorja ($N_{SA} = -137 \text{ dBm/Hz}$) in ga drugače ne bi bilo mogoče izmeriti.



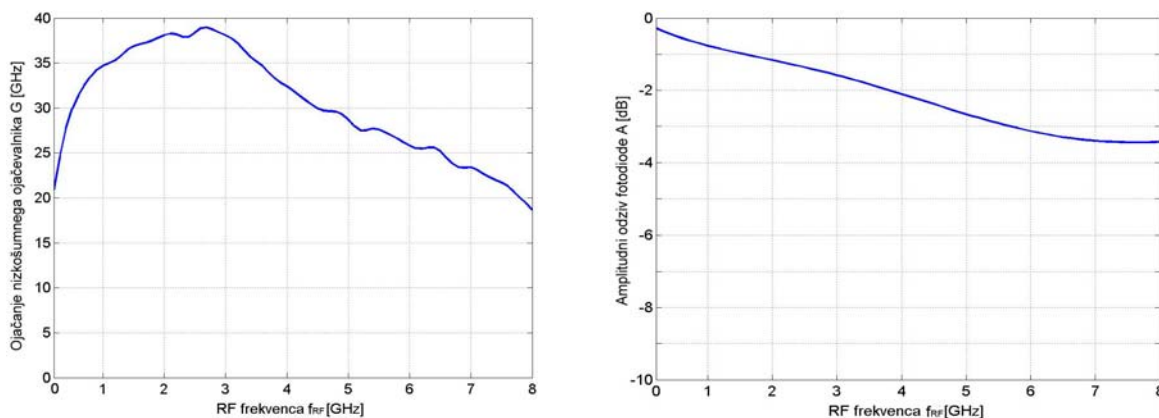
Slika 72: Metoda za meritev šuma v izdelani optični zvezi.

Posamezne prispevke šuma je mogoče izmeriti pri takih pogojih, da so vsi razen opazovanega šuma zanemarljivi. Toplotni šum (N_T) na koncu optične zveze je mogoče izmeriti v odsotnosti vpadnega optičnega signala ($P_{opt} = 0$ mW, $I_d = 0$ mA). Takrat je toplotni šum edini prispevek h končni vrednosti.

Intenzitetni šum (N_{RIN}) je mogoče izmeriti z vstavitvijo optičnega slabilnika pred sprejemniško fotodiodo. Takrat je zaporni tok na fotodiodi majhen ($I_d < 30$ μ A) in zrnati šum zanemarljiv. Izmerjeni šum je prispevek intenzitetnega in toplotnega. Toplotni šum je znan iz predhodnih meritev in ga je mogoče odšteti.

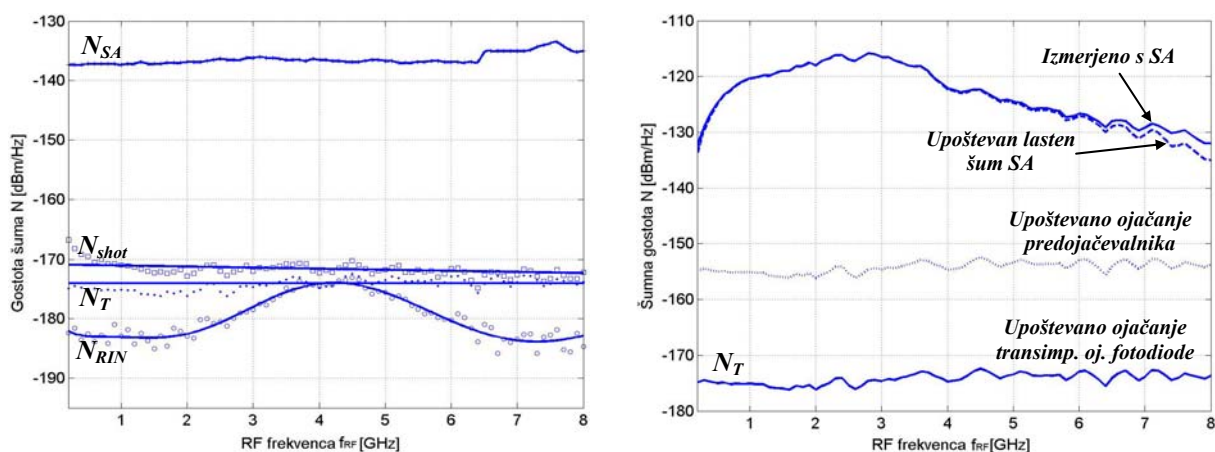
Zrnati šum (N_{shot}) je mogoče izmeriti pri večjih vrednostih električnega toka na fotodiodi ($I_d > 100$ μ A) in delovanjem laserja visoko nad kolonom ($I_{BIAS} > 200$ mA). Takrat je intenzitetni šum zanemarljiv, h končnemu rezultatu prispevata le zrnati in toplotni šum. Toplotni šum je mogoče odšteti tudi v tem primeru.

Šum ima zaradi naključne narave širokopasoven značaj. Za opazovanje v širokem frekvenčnem območju je potrebno uporabiti širokopasovne sestavne elemente in inštrumente (nekaj GHz). Ker uporabljena sprejemniška fotodioda in nizkošumni ojačevalnik nimata na celotnem frekvenčnem območju konstantnega odziva, je potrebno pri računanju šuma upoštevati prenosne karakteristike obeh. Prenosni karakteristiki uporabljenega nizkošumnega RF-ojačevalnika in fotodiode sta prikazani na sliki 73.



Slika 73: Prenosna karakteristika uporabljenega RF-ojačevalnika (levo) in sprejemniške fotodiode (desno).

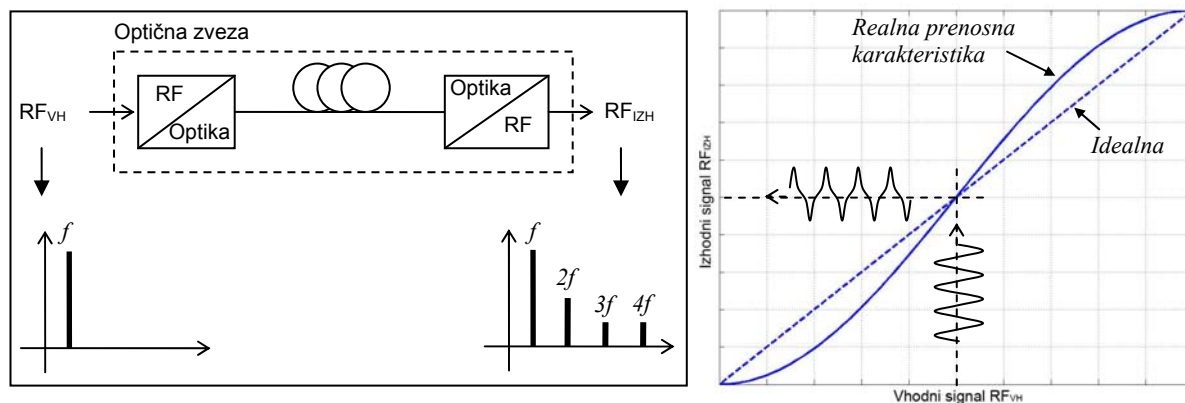
Napake pri meritvi šuma so na začetku in koncu merjenega frekvenčnega območja večje. To je posledica manjšega ojačanja uporabljenega nizkošumnega ojačevalnika in lastnega šuma spektralnega analizatorja, ki se dodaja meritvi. Za večjo natančnost, je potrebno uporabiti bolj širokopasovni ojačevalnik oziroma več ojačevalnikov za ožja frekvenčna območja. V območju frekvenc izdelanega sistema ($f_{RF} = 2$ GHz) je ojačanje dovolj veliko in zadostuje za natančno meritev. Na sliki 74 je prikazana primerjava izmerjenih vrednosti toplotnega, intenzitetnega, zrnatega in lastnega šuma spektralnega analizatorja ter primer meritve toplotnega šuma.



Slika 74: Primer izmerjenih vrednosti za različne prispevke šuma (levo) in primer meritve toplotnega šuma z upoštevanjem prenosne karakteristike nizkošumnega ojačevalnika.

6.3 Nelinearnosti v optični zvezi

Nelinearnosti v izdelani optični zvezi so posledica nelinearnih prenosnih karakteristik uporabljenih optičnih komponent: MZM-modulatorji, sprejemniške fotodiode in optično vlakno. Zaradi nelinearne prenosne karakteristike izhodni RF-signal ni enak vhodnemu, ampak je nelinearno popačen. Primer prenosne karakteristike in nelinearnega popačenja je prikazan na sliki 75.



Slika 75: Nelinearna prenosna karakteristika optične zvezi in vpliv nelinearnega popačenja.

Nelinearno popačenje izdelane optične zveze je mogoče natančno določiti iz meritve frekvenčnega spektra izhodnega signala (RF_{IZH}) pri spektralno čistem vhodu (RF_{VH}). Višje harmonske komponente na izhodu so posledica nelinearnega popačenja zveze. Iz vrednosti izmerjenih višjih harmonikov je mogoče določiti natančno prenosno karakteristiko izdelane zveze (61). V izrazu so α_i koeficienti pripadajočega harmonskega popačenja. Te je mogoče določiti z (62), kjer je G_{LIN} linearni odziv in $P_{IP_i}^i$ presečna točka i -tega reda. Ta določa vrednost, pri kateri je linearni odziv enak i -ti harmonski komponenti. Izmerjeni frekvenčni odziv izdelane optične zveze je prikazan na sliki 76. Vrednosti posameznih harmonskih komponent so zbrane v tabeli 7.

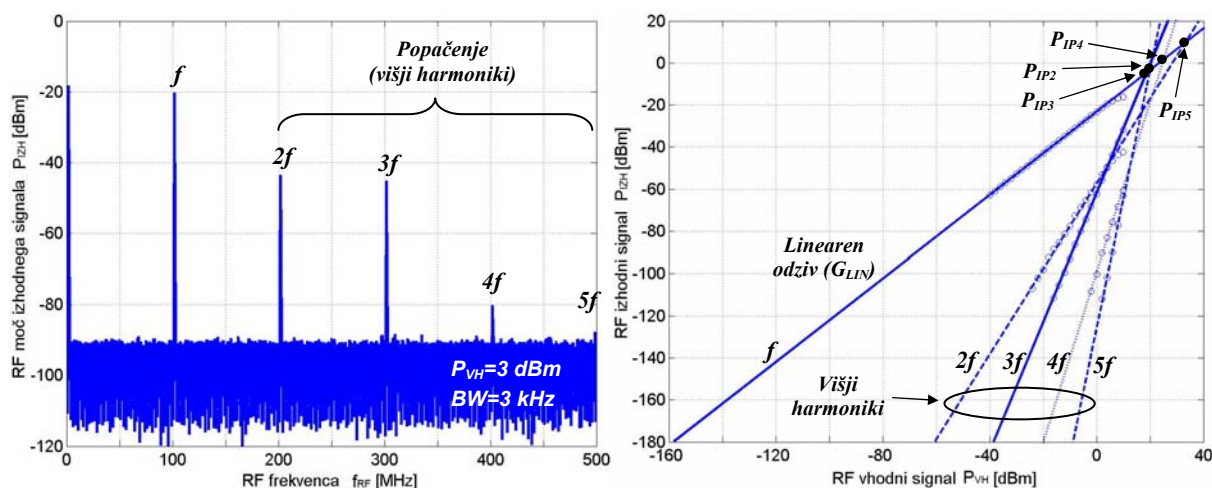
$$P_{IZH} = \underbrace{\alpha_1 P_{VH}}_{\text{Linearni odziv}} + \underbrace{\alpha_2 P_{VH}^2}_{2.} + \underbrace{\alpha_3 P_{VH}^3}_{3.} + \underbrace{\alpha_4 P_{VH}^4}_{4.} + \underbrace{\alpha_5 P_{VH}^5}_{5.} + \dots + \underbrace{\alpha_i P_{VH}^i}_{i\text{-ta harmonska komponenta}} \quad (61)$$

$$\alpha_i = \frac{G_{LIN}^i}{P_{IP_i}^{i-1}} \quad (62)$$

Vrednost nelinearnega popačenja je odvisna od vhodnega nivoja RF-signalu P_{VH} . Pri večjih vhodnih močeh višji harmoniki narastejo in popačijo prenos. Da se popačenje ohrani pod zahtevanim nivojem, je treba poskrbeti, da vhodna moč ne preseže vrednosti dopustnega nelinearnega popačenja.

Koeficienti prenosne karakteristike	G_{LIN} [dB]	P_{IP2} [dBm]	P_{IP3} [dBm]	P_{IP4} [dBm]	P_{IP5} [dBm]
	-22,83	12,15	-3,08	2,82	1,15
	α_1 [dB]	α_2 [dB]	α_3 [dB]	α_4 [dB]	α_5 [dB]
	-22,83	-57,81	-62,33	-99,78	-118,75

Tabela 7: Vrednosti harmonskih komponent izdelane optične zveze.



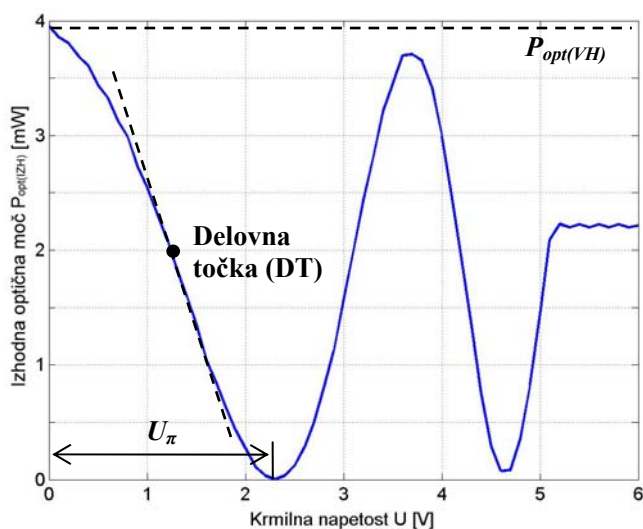
Slika 76: Frekvenčni odziv izdelane optične zveze.

Od vseh uporabljenih elementov v optični zvezi je nelinearnost InP MZM-modulatorja prevladujoča in določa nelinearnost celotne zveze. Idealen odziv MZM-modulatorja je znani kosinusni periodični odziv in ga je mogoče zapisati s (63). Realen odziv se od idealnega lahko nekoliko razlikuje, vendar ga je mogoče na splošno z danim izrazom dovolj dobro opisati.

$$P_{opt(IZH)} = P_{opt(IZH)} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left(\pi \frac{u_m}{U_\pi} \right) \right) \quad (63)$$

Odziv uporabljenega InP MZM-modulatorja [91] je prikazan na sliki 77. Razlike v odzivu nastanejo pri višjih krmilnih napetostih zaradi dodatnega elektroabsorpcijskega pojava. Pri takih modulatorjih je amplitudna modulacija realizirana s kombinacijo Mach-Zehnderjevega interferometričnega pojava in elektroabsorpcije [92]. Prednost InP MZM-modulatorjev so majhne fizične dimenzije (3 mm), ki omogočajo preprosto integracijo v module skupaj z laserji.

Za linearno delovanje modulatorja je smiselno nastaviti delovno točko (DT) na sredino linearnega dela karakteristike, kjer je odziv najbolj linearen. Kljub temu je nelinearnost delovanja razmeroma izrazita in prevladuje v izdelani optični zvezi.



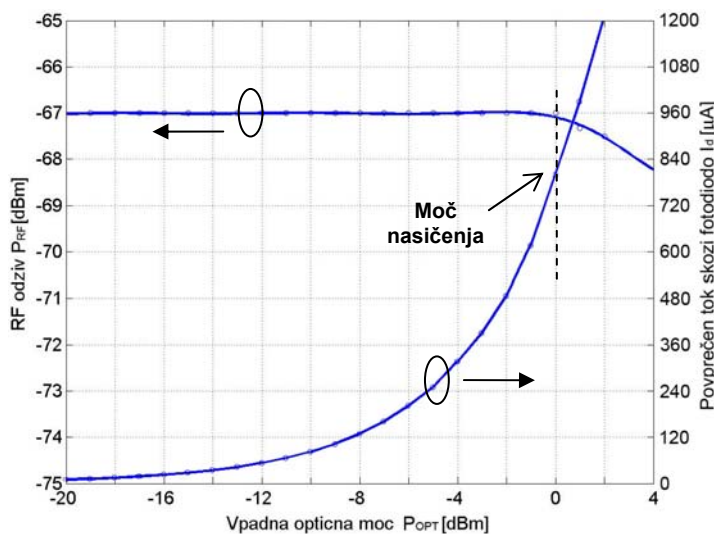
Slika 77: Odziv uporabljenega integriranega InP MZM-modulatorja.

Nelinearnost sprejemniške fotodiode je navadno manjša od nelinearnosti uporabljenega MZM-modulatorja in jo je zato na podlagi meritve izhodnega odziva težko določiti. Obnašanje in nelinearnost fotodiode je mogoče natančno določiti z uporabo sistema štirih fazno sklenjenih nemoduliranih laserjev [93]. Rezultat meritve je RF-spekter, ki je posledica mešanja svetlobnih signalov na fotodiodi. Poleg osnovne frekvence nastanejo še višji harmoniki, ki so posledica nelinearnosti fotodiode. Ker vsi laserji delujejo v režimu CW (angl. continuous wave), so višji harmoniki posledica izključno nelinearnosti fotodiode. Metoda je zelo natančna, vendar zaradi fazne vklenitve laserjev zelo zahtevna za izvedbo.

Praktično bolj preprosta metoda za oceno nelinearnosti sprejemniške fotodiode je določitev točke, pri kateri RF-odziv vpade za 1 dB v odvisnosti od toka skozi fotodiodo I_d [94]. Nelinearnost fotodiode je izrazita pri velikih vpadnih močeh svetlobe. Takrat preide struktura v nasičenje in ni sposobna linearno povečati števila električnih nosilcev pri linearnem prirastku vpadne optične moči. Odziv uporabljene sprejemniške fotodiode je prikazan na sliki 78.

Meritev je izvedena z uporabo dveh optičnih signalov z majhno medsebojno razliko v valovni dolžini ($\Delta\lambda = 1$ nm). Razlika je dovolj velika, da mešalni produkt sega izven območja občutljivosti fotodiode in ne moti meritve ter hkrati dovolj blizu, da ima fotodioda praktično enak odziv za oba signala. Prvi optični signal je amplitudno moduliran z RF-signalom, drugi je nemoduliran in se uporablja za natančno regulacijo osvetljenosti fotodiode (vpadne optične moči na fotodiodo). Za praktično uporabo se izkaže, da je pri povprečnem toku fotodiode $I_d < 0,5 I_{d1dB}$ popačenje zaradi fotodiode bistveno manjše od popačenja MZM-modulatorja in ga je mogoče zanemariti [94]. Vrednost I_{d1dB} je tok, pri katerem RF-odziv vpade za 1 dB.

V predlaganem načinu optične regulacije vzbujanja antenske skupine se moči optičnih signalov seštevajo, zato lahko nelinearnost sprejemniške fotodiode postane prevladujoča nelinearnost v primeru večjega števila optičnih nosilcev N .



Slika 78: RF-odziv uporabljene fotodiode.

V izdelanem optičnem sistemu poleg nelinearnosti elektro-optičnih elementov obstaja tudi nelinearnost optičnega vlakna. Od vseh je najmanjša in se pri pravilnem načrtovanju zveze pojavi zadnja. Nelinearnost optičnega vlakna izvira iz nelinearnosti lomnega količnika stekla (64). Izkaže se, da je lomni količnik stekla odvisen od moči svetlobe P_{opt} , kjer je n_0 lomni količnik pri majhnih optičnih močeh, A_{eff} efektivna površina vlakna in n_2 nelinearni del lomnega količnika.

$$n = n_0 + n_2 \frac{P_{opt}}{A_{eff}} \quad (64)$$

Posledica te odvisnosti so nelinearni pojavi [95], [96], kot so lastna fazna modulacija, medsebojna fazna modulacija in štirivalovno mešanje. Pri optičnem prenosu na več valovnih dolžinah sta zlasti moteča medsebojna fazna modulacija in štirivalovno mešanje. Pri obeh pojavih je končna posledica ta, da signali na različnih valovnih dolžinah med sabo učinkujejo drug na drugega in s tem povzročajo presluh med kanali.

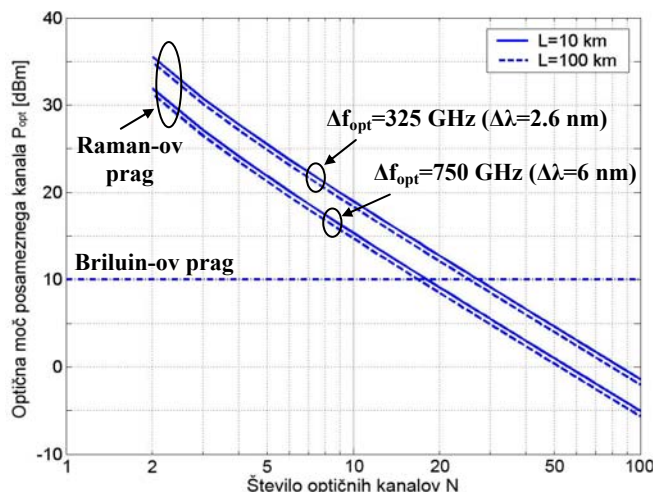
Opisani pojavi postanejo opazni pri večjih optičnih močeh, majhnih razlikah v valovni dolžini med optičnimi signali ($\Delta\lambda < 0,12$ nm) in v daljših optičnih zvezah (> 100 km) [97]. V izdelanem sistemu nobeden od zgornjih pogojev ni kritičen, tako da opisani nelinearni pojavi niso opazni in ne ovirajo normalnega delovanja sistema.

Nelinearni značaj optičnega vlakna lahko povzroča tudi pojav sipanja svetlobe, kot sta: Brilluinovo in Ramanovo sipanje [95], [98]. Oba pojava imata progovni značaj in se pojavita pri večjih optičnih močeh. Za Brillouinov pojav je prag optične moči v velikostnem razredu 10 dBm (10 mW), medtem ko je Ramanov pojav v velikostnem razredu 30 dBm (1 W).

Brillouinov pojav omejuje vstopno moč posameznega kanala v optično vlakno. Pri optični moči nad Brillouinovým pragom se poleg vstopnega pojavi dodatno optično valovanje na nižji optični frekvenci ($f_{opt} - 11$ GHz, za standardno enorodovno optično vlakno). Ta prevzame del vstopne energije in onemogoči linearno naraščanje vstopne optične moči. V izdelanem sistemu so prenosne optične razdalje razmeroma kratke (< 100 km) in vnašajo malo optičnega slabljenja. Zato velike vstopne moči optičnih signalov niso potrebne in je mogoče delovati pod Brillouinovým pragom.

Ramanov pojav ima višji močnostni prag, vendar je odvisen od celotne vstopne moči ΣP_{opt} in ima bolj širokopasoven značaj (15 THz). Posledica pojava po preseženem močnostnem pragu je prehajanje moči iz optičnih signalov z višjo na signale z nižjo optično frekvenco f_{opt} . V prenosnih sistemih na več valovnih dolžinah (WDM) je zaradi Ramanovega pojava dana omejitev [99] kot produkt med celotno optično močjo ($N \cdot P_{opt}$), pasovno širino ($\Delta f_{opt}(N-1)$) in dolžine optične zveze L_{ef} (65). V izrazu je N število optičnih kanalov, P_{opt} moč posameznega kanala, Δf_{opt} frekvenčni razmik med kanali in L_{ef} efektivna dolžina optične zveze. Izkazuje se, da dolžina optičnega vlakna L nima velikega vpliva na nelinearni pojav, kajti zaradi slabljenja α vstopna moč z razdaljo vpade. K nelinearnosti zveze prispevajo prvi kilometri vlakna, kjer je optična moč velika (66). Prag linearnega obnašanja optičnega vlakna je grafično ponazorjen na sliki 79.

$$N \cdot P_{opt} [\Delta f_{opt} (N - 1)] \cdot L_{ef} < 10^4 \quad [\text{W} \cdot \text{GHz} \cdot \text{km}] \quad (65)$$



Slika 79: Pragovna vrednost vstopne optične moči P_{opt} /kanal za nastanek Brilluinovega in Ramanovega nelinearnega pojava v odvisnosti od števila optičnih kanalov.

$$L_{ef} = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha} \quad (66)$$

V izdelanem sistemu je vstopna moč pod Brilluinovim pragom in pri številu uporabljenih kanalov ($N=3$) tudi pod Ramanovim pragom. V takem področju delovanja se optično vlakno obnaša kot linearen prenosni medij in ne popači prenosa. Pozornost bi bilo potrebno posvetiti nelinearnosti, v primeru nadgradnje sistema z večjim številom kanalov N . V takem primeru bi se lahko skupna optična moč $N \cdot P_{opt}$ približala Ramanovi pragovni vrednosti (65).

6.4 Dinamično območje optične zveze

Dinamično območje izdelane optične zveze SFDR (angl. spurious free dynamic range) je razpon moči RF-signalov, ki jih je mogoče nemoteno prenašati. Spodnjo mejo definira šum v zvezi, ki določa najmanjšo vrednost signalov, ki jo je še mogoče zaznati. Zgornja meja je določena z največjo močjo, pri kateri so intermodulacijske komponente zaradi nelinearnosti zveze enake nivoju šuma.

Dinamično območje je definirano kot razmerje med koristnim signalom in motnjami ter šumom – SIR (angl. signal to interference ratio) (67). Različne zveze oziroma različne prenosne tehnike za pravilno delovanje zahtevajo različna razmerja med koristnim signalom in motnjami (SIR) ter lahko v določeni meri nemoteno delujejo tudi ob prisotnosti intermodulacijskih komponent.

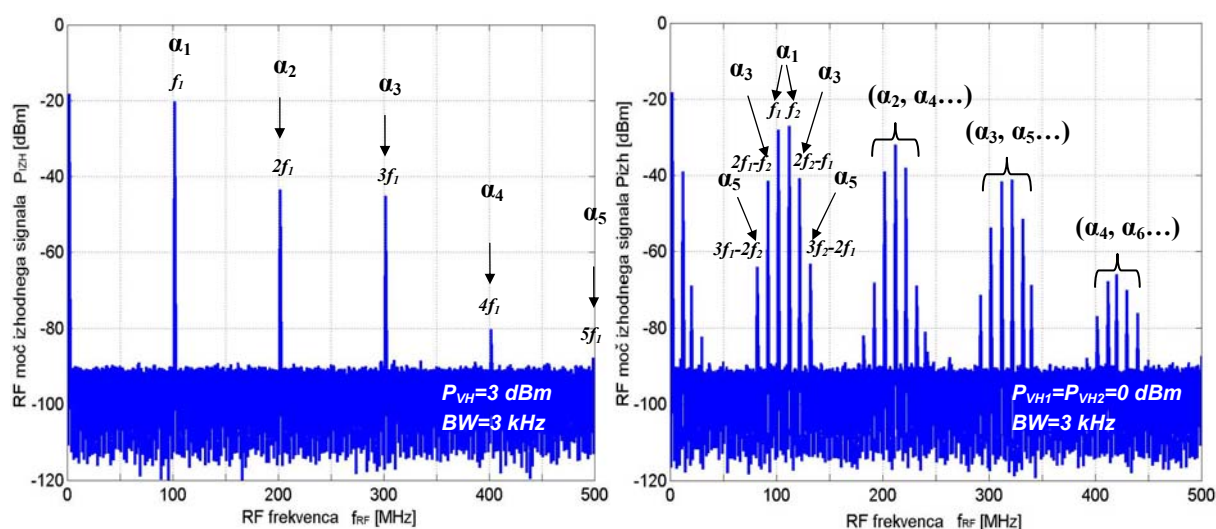
$$SIR = \frac{\text{koristen signal}}{\text{motnje} + \text{šum}} \quad (67)$$

Primer RF-spektra s prisotnostjo intermodulacijskih komponent je prikazan na sliki 80. Pri vhodnem signalu, sestavljenem iz ene frekvenčne komponente, je največji in najbližji drugi harmonik $2f_1$. Ta v praksi ne predstavlja bistvene ovire za prenos, saj ga je mogoče s filtri učinkovito izločiti iz spektra. Drugi harmonik je omejitvev le pri širokopasovnih prenosih, kjer sega spekter vse do frekvence drugega harmonika in ga ni mogoče preprosto izločiti.

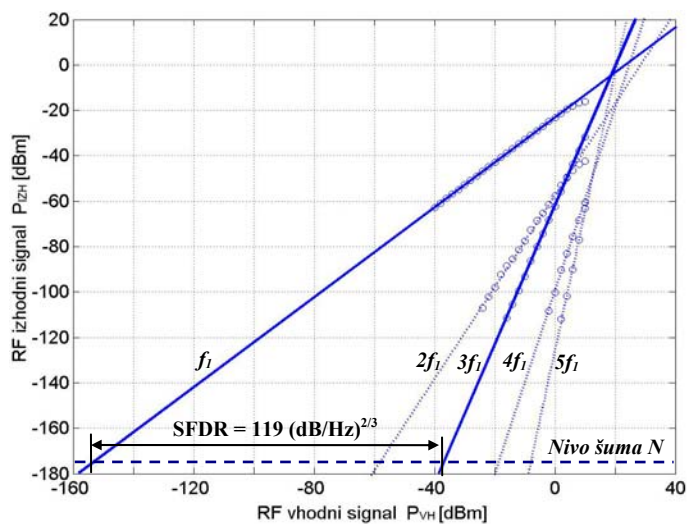
Pri vhodnem signalu, sestavljenem iz najmanj dveh frekvenčnih komponent f_1 in f_2 (slika 80 desno), povzročajo škodljive motnje odzivi lihega reda ($\alpha_3, \alpha_5, \alpha_7 \dots$), ki nastanejo v neposredni bližini koristnega signala in jih ni mogoče izločiti. Kot največje in prvo se pojavi popačenje tretjega reda, zato je v praksi tudi ta merilo za linearnost prenosa in določa dinamično območje zveze.

Na sliki 81 je prikazano dinamično območje (SFDR) za izdelano optično zvezo glede na tretjo harmonsko komponento. Dinamično območje je največje $(119 \text{ dB/Hz})^{2/3}$, ko je vrednost tretje harmonske komponente enaka nivoju šuma v zvezi (N). Pri izdelani optični zvezi nivo šuma ustreza toplotnemu šumu. Za največje dinamično območje izdelane optične zveze je največja dopustna vhodna moč $P_{VH} = -36 \text{ dBm}$. Pri manjši zahtevi za vrednost dinamičnega območja je mogoče vhodno moč povečati.

V antenskih sistemih pri sprejemu so navadno nivoji signalov nizki in nelinearno popačenje ne predstavlja omejitve pri prenosu. Po navadi so moči sprejetih signalov tako majhne, da je potrebno pred samo modulacijo optičnih nosilcev sprejete signale dodatno ojačiti z RF-ojačevalniki.



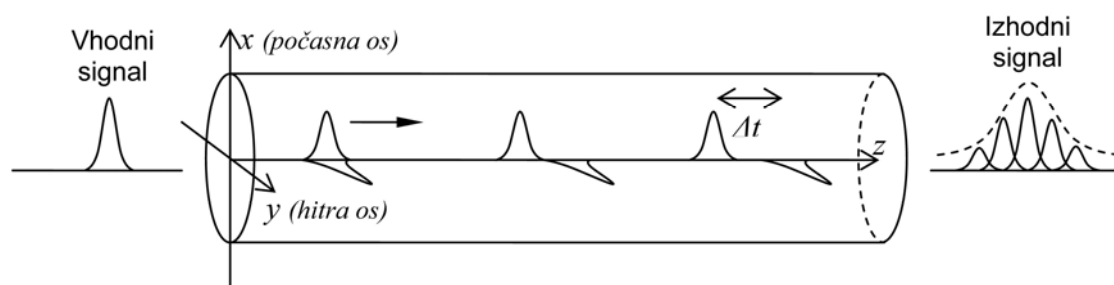
Slika 80: Spekter RF-signala na koncu izdelane optične zveze pri spektralno čistemu vходу, sestavljen iz ene spektralne komponente f_1 (levo) ter dveh spektralnih komponent f_1 in f_2 (desno).



Slika 81: Dinamično območje izdelane optične zveze.

6.5 Vpliv polarizacijske disperzije optičnega vlakna na delovanje sistema

Poleg barvne disperzije, ki omogoča delovanje predlagane metode regulacije vzburjanja, je v enorodovnem optičnem vlaknu prisotna še polarizacijska disperzija *PMD* (angl. polarization mode dispersion). Ta nastane zaradi različne hitrosti razširjanja svetlobe v odvisnosti od polarizacije [100], [101]. Razlika v hitrosti razširjanja valovanja različnih polarizacij je nezaželen pojav in je posledica nesimetričnosti optičnega vlakna. Nesimetrije nastanejo zaradi nesimetrične geometrije, napake v strukturi, notranje napetosti v strukturi in zunanje napetosti. Učinek polarizacijske disperzije na prenos signala je ponazorjen na sliki 82. Popačenje je posledica naključne zakasnitve signala, ker ni mogoče zagotoviti, da bi svetloba skozi vlakno ohranjala polarizacijo.



Slika 82: Učinek polarizacijske disperzije.

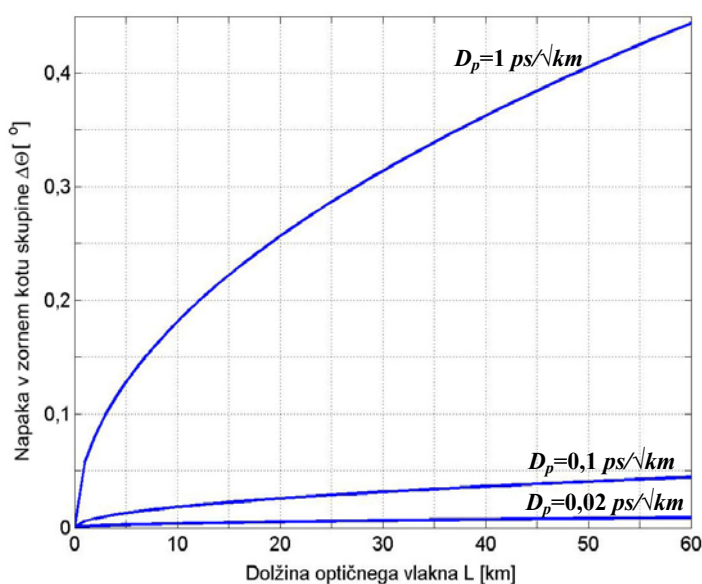
Polarizacijska disperzija je posledica odstopanj pri izdelavi optičnega vlakna in neposredno odraža kakovost procesa izdelave [102]. Tipična vrednost koeficienta polarizacijske disperzije za danes aktualna optična vlakna znaša v velikostnem razredu $PMD_k = 0,1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$. Pri novejših metodah izdelave so vrednosti še nižje ($< 0,01 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$)

[103]–[105]. Zaradi majhne vrednosti je v večini praktičnih primerov učinek zanemarljiv. Treba ga je upoštevati pri daljših optičnih zvezah in večjih prenosnih hitrostih. Kljub manjšemu vplivu so za kompenzacijo polarizacijske disperzije potrebni zahtevnejši kompenzacijski postopki, saj ima polarizacijska disperzija naključno naravo in se s časom spreminja.

V izdelanem sistemu za optično regulacijo vzbujanja antenske skupine polarizacijska disperzija vpliva na fazo prenašanega RF-signala. Naključna časovna zakasnitev (Δt) se neposredno odraža v fazni napaki RF-signala. Čeprav zakasnitev ni popolnoma naključne narave, predlagan način regulacije ne predvideva kompenzacije napake zaradi polarizacijske disperzije. Kljub vsemu je napaka razmeroma majhna, tako da nima velikega vpliva na delovanje sistema in jo je večinoma mogoče zanemariti.

V primeru sistema z $L = 18,7$ km dolgim optičnim vlaknom in polarizacijsko disperzijo $D_p = 0,02$ ps/ $\sqrt{\text{km}}$ na celotni dolžini zveze znaša zakasnitev $0,087$ ps. Taka zakasnitev pri RF-frekvenci $f_{RF} = 2$ GHz povzroči odstopanje v fazi RF-signala $\Delta\varphi = 0,06^\circ$. V antenski skupini iz treh sevalnih elementov ($N = 3$) z medsebojno razdaljo med elementi $d = \lambda_{RF}/2$ taka napaka v fazi povzroči napako v zornem kotu glavnega snopa $\Delta\Theta = 0,005^\circ$.

Iz opisanega primera je razvidno, da je za praktično uporabo pri dolžinah optične zveze nekaj 10 kilometrov napaka zaradi polarizacijske disperzije zanemarljiva in ne moti delovanja. Na sliki 83 je prikazana odvisnost napake zornega kota antenske skupine za različne vrednosti polarizacijske disperzije in dolžine optične zveze.



Slika 83: Vpliv polarizacijske disperzije na napako v zornem kotu antenske skupine $\Delta\Theta$.

Sklep

Osnovni cilj doktorske disertacije je bila zasnova in izdelava sistema za optično regulacijo vzbujanja in prenos RF-signalov z namenom oddaljenega oblikovanja sevalnega diagrama prilagodljive antene. Za oblikovanje sevalnega diagrama je znanih več različnih tehnik optične obdelave vzbujanja. Razvite so bile za namene radarske tehnike, zato za uporabo v komunikacijskih sistemih niso najprimernejše. Optimizirane so za učinkovito odklanjanje glavnega snopa sevalnega diagrama brez možnosti nastavljanja položaja ničel.

Na področju prilagodljivih anten, kolikor je meni znano po dostopnih podatkih, do zdaj ni bilo tehnologije, ki bi z optično regulacijo vzbujanja omogočala popolno oblikovanje sevalnega diagrama. Kljub relativno stari in dobro preučeni znanosti je glavni tehnološki izziv razvoj učinkovite metode za regulacijo faze RF-signala. Za popolno oblikovanje sevalnega diagrama je potrebna analogna in neodvisna regulacija faze in amplitude za vsak posamezen sevalni element v antenski skupini.

Predlagana tehnologija to omogoča, zaradi česar je prvič mogoče popolnoma oblikovati sevalni diagram prilagodljive antene z optično regulacijo vzbujanja. Kot dokaz delovanja so v delu prikazani rezultati in lastnosti izdelanega prototipnega sistema. Sistem je v celoti izdelan iz standardnih optičnih sestavnih elementov, dobavljivih na trgu: polprevodniški laserji, polprevodniške sprejemniške fotodiode, standardno enorodovno optično vlakno in standardni optični WDM-sklopnik.

Pravilno delovanje izdelanega sistema je odvisno od lastnosti optične prenosne poti. Potrebna je dovolj velika vrednost koeficienta barvne disperzije optične zveze, ki je določena z dolžino in vrsto optičnega vlakna. Na krajših optičnih zvezah ($L < 10$ km) je delovanje omejeno ali sploh ni mogoče. Delovanje sistema je prav tako omejeno s številom sevalnih elementov antenske skupine ($N < 35$). V optično vlakno z omejenim območjem valovnih dolžin ni mogoče združiti poljubnega števila optičnih nosilcev.

Največjo omejitev v predstavljeni izvedbi določajo omejene zmogljivosti uporabljenih optičnih komponent. Uporabljeni polprevodniški laserji so izdelani za stabilno delovanje na izbrani valovni dolžini. Hitrost regulacije je zaradi temperaturne regulacije počasna in za več velikostnih razredov pod zmogljivostjo današnje elektronike. Ne nazadnje je današnja izdelava kakovostnih laserskih virov razmeroma zahteven postopek, zaradi česar je cena končnega izdelka visoka.

Uporabljeni optični elementi so namenjeni popolnoma drugačni aplikaciji, zaradi česar delovanje izdelanega sistema ni optimalno. Razviti so bili za optični prenos digitalnih

podatkov. Kljub temu rezultati potrjujejo uspešno delovanja sistema, kar omogoča praktično uporabo in nadaljnji razvoj predlagane tehnologije.

Namensko izdelane optične komponente bi poenostavile, pocenile in povečale zmogljivosti delovanja. Znane so tehnologije za tokovno regulacijo valovne dolžine na širokem območju in postopki za izdelavo večjega števila laserjev na istem polprevodniškem substratu skupaj z optičnim sklopnikom. Trenutna stopnja razvoja je na stopnji, ko je tako arhitekturo praktično mogoče izdelati.

Prispevki k znanosti

Delo doktorske disertacije z naslovom »Vzbujanje prilagodljive antene z uporabo optične obdelave radiofrekvenčnega signala« predstavlja inovativno izvedbo prilagodljive antene, združeno s prenosom radiofrekvenčnih (RF) signalov prek optične zveze. Prispevki k znanosti v okviru izdelanega doktorskega dela so naslednji:

1. Inovativna združitev sistema za optično regulacijo vzbujanja antenske skupine s prenosom radiofrekvenčnega signala preko optične zveze z uporabo standardnih elementov optičnih zvez.

Zamisel združitve ni v preprosti povezavi dveh neodvisnih sistemov, temveč v taki izvedbi enotnega sistema, ki združuje obe funkcionalnosti. S tako združitvijo si dve različni tehnologiji delita iste systemske komponente, kar predstavlja poenostavitev celotnega sistema.

2. Zasnova in izvedba postopka umerjanja sistema, ki omogoča prilagajanje sistema različnim konfiguracijam optičnih zvez.

Za pravilno delovanje predlagane metode, je potrebno natančno poznavanje lastnosti optične prenosne poti. Te se določijo s postopkom umerjanja, ki za različne optične prenosne poti samostojno poišče iskane parametre. S takim postopkom umerjanja je doseženo samostojno delovanje in prilagajanje sistema različnim optičnim prenosnim razmeram, kar odpravi potrebe po ročnih regulacijah.

3. Analiza delovanja metode in ovrednotenje njenih zmogljivosti na podlagi delujočega laboratorijskega modela.

Zmogljivost metode je mogoče oceniti na podlagi izmerjenih rezultatov delujočega sistema. Te je mogoče neposredno in objektivno primerjati s primerljivimi dosežki na istem področju. Predstavljeni rezultati ter primerjava z ostalimi tehnološkimi rešitvami omogočajo ovrednotenje primernosti predlagane metode za izbrano končno aplikacijo.

Priloge

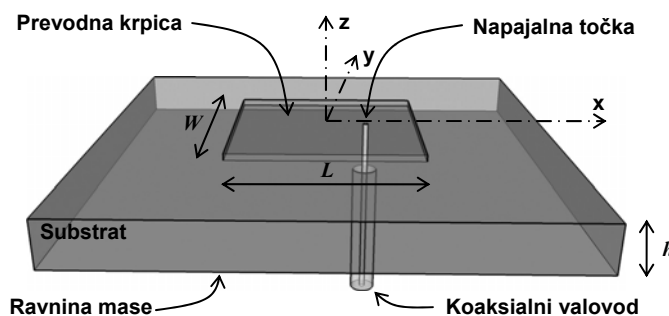
A. Opis krpičaste antene kot sevalnega elementa

Krpičasta antena (angl. patch antenna) je kompakten sevalni element, sestavljen iz ravnine mase, nad katero je manjša prevodna krpica. Po navadi je krpica pol valovne dolžine velik pravokotnik, mogoče pa so tudi drugačne oblike (okrogla, šestkotna, v obliki dipola, z režami ipd.) [106]. Med prevodno krpico in ravnino mase je podlaga debeline h . Dielektričnost podlage se lahko giblje od 1 do 10 odvisno od snovi, iz katere je narejena. Primer krpičaste antene je prikazan na sliki 84.

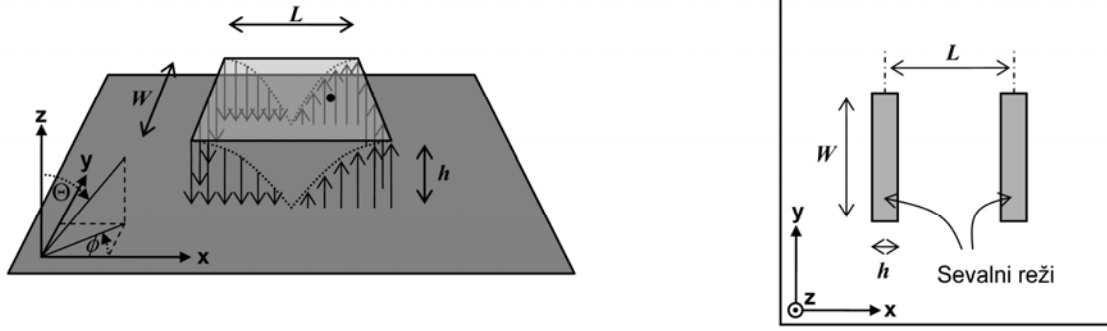
Prevodna krpica deluje skupaj z ravnino mase kot polvalovni resonator, v katerem se vzbudi stojni val. Resonančno frekvenco določajo dielektričnost podlage in fizične dimenzije krpice. Zaradi stojnega vala se na robovih krpice pojavi električno polje, ki seva v prostor. Sevanje se razširja predvsem v del prostora nad ravnino mase. Pod ravnino mase je polje zanemarljivo in ga večinoma ni treba upoštevati.

Za vzbujanje stojnega valovanja je RF-signal voden do krpice prek koaksialnega valovoda. Pri tem je treba paziti na pravilno prilagoditev antene impedanci uporabljene koaksialne linije.

Sevalne lastnosti krpičaste antene je mogoče razložiti in opisati prek električnega polja v reži med krpico in ravnino mase. Porazdelitev polja je prikazana na sliki 85. Po eni dimenziji krpice ima polje konstantno vrednost (y -os), po drugi ima polje porazdelitev v obliki kosinusne funkcije (x -os). Izkaže se, da samo reži s konstantno vrednostjo polja sevata v prostor. Reži s kosinusno porazdelitvijo ne sevata v prostor, ker polje na dolžini L ravno zamenja smer, tako da se oba prispevka sevalnega polja izničita. Krpica ima tako dve sevalni reži in dve reži, ki ne sevata.



Slika 84: Zgradba krpičaste antene.



Slika 85: Porazdelitev polja med prevodno krpico in ravnino mase (levo) ter ekvivalentni model (desno).

Prispevek reže k sevanju je mogoče opisati z magnetnimi tokovi, tako da se zapis sevalnega polja za tako strukturo poenostavi na zapis polja pravokotne reže dimenzij $h \times W$ [84], [107]. Sevalno polje je prispevek (integral) magnetnih tokov po celotni površini reže ter ga je mogoče zapisati z (68) in (69).

$$E_{\Theta} = -jk_0 E_0 h W \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \Theta \cos \phi\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 W}{2} \sin \Theta \sin \phi\right) \cos \phi \quad (68)$$

$$E_{\phi} = jk_0 E_0 h W \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \Theta \cos \phi\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 W}{2} \sin \Theta \sin \phi\right) \cos \Theta \sin \phi \quad (69)$$

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$$

Sevalno polje krpčaste antene je sestavljeno iz dveh enakih rež, razmaknjenih za L , tako da je treba za celotno polje upoštevati še prispevek skupine, ki je za tak primer enak (70).

$$2 \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \sin \Theta \cos \phi\right) \quad (70)$$

Celotno sevalno polje krpčaste antene ob upoštevanju prispevka skupine je enako (71):

$$\vec{E} = (\vec{1}_{\phi} \cos \Theta \sin \phi - \vec{1}_{\Theta} \cos \phi) jk_0 E_0 h \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} F_1 F_2, \quad (71)$$

kjer sta

$$F_1 = \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \Theta \cos \phi\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 W}{2} \sin \Theta \sin \phi\right) \quad (72)$$

$$F_2 = 2 \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \sin \Theta \cos \phi\right) \quad (73)$$

Izraz (71) opisuje potek jakosti sevalnega polja (sevalni diagram) v celotnem prostoru, tako kot prikazuje slika 86. Za E -ravnino in H -ravnino ravnino je mogoče sevalni diagram zapisati s (74) in (76). Pri izdelavi enodimenzionalne antenske skupine se sevalni diagram oblikuje samo v eni ravnini, zato je razdelitev sevalnega diagrama v dve osnovni ravnini opravičljiva. Za ravnino E ($\phi = 0^\circ$):

$$\vec{E} = E_{\Theta} = -jk_0 E_0 h \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} F_E(\Theta), \quad E_{\phi} = 0 \quad (74)$$

kjer je

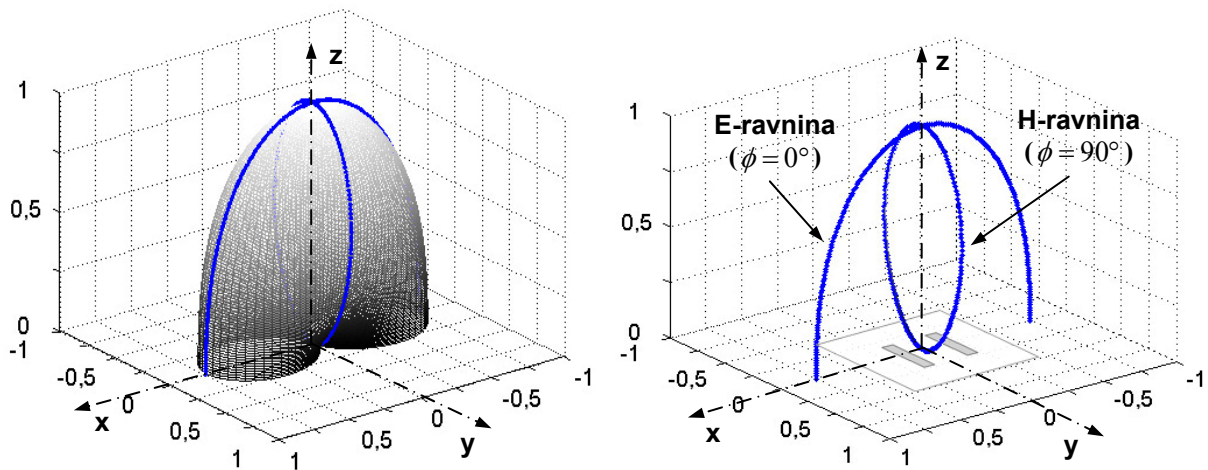
$$F_E = \sin c\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \Theta\right) \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \sin \Theta\right) \quad (75)$$

Za ravnino H ($\phi = 90^\circ$)

$$\vec{E} = E_{\phi} = jk_0 E_0 h \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} F_H(\Theta), \quad E_{\Theta} = 0 \quad (76)$$

kjer je

$$F_H = \sin c\left(\frac{k_0 W}{2} \sin \Theta\right) \cos \Theta \quad (77)$$



Slika 86: Idealni sevalni diagram krpičaste antene: $L = 0,485 \lambda$, $W = L$, $\epsilon_r = 4,3$, $h = 2,5 \text{ mm}$ (linearno merilo).

A.1 Načrtovanje in izdelava krpičaste antene

Pri načrtovanju in izdelavi krpičaste antene je treba pravilno izbrati parametre antene za zahtevane končne lastnosti. Te so sevalni diagram, impedančna prilagoditev, centralna frekvenca, pasovna širina in končne dimenzije antene. Nanje je mogoče vplivati z ustrezno izbiro: dielektričnosti podlage (ϵ_r), dolžine in širine krpice (L in W), višino podlage (h).

Podlaga na kateri leži prevodna krpica, poleg mehanske trdnosti, vpliva z dielektričnostjo in debelino materiala na delovanje antene. Debelina podlage določa višino h med krpico in ravnino mase ter s tem velikost reže, ki določa obliko sevalnega diagrama (71). Debelejša podlaga omogoča večjo izsevano moč, manjše slabljenje v prevodniku in večjo pasovno širino antene. Po drugi strani se povečajo izgube v dielektriku in pri večjih debelinah h se pojavi neželjeno sevalno polje zaradi dolžine napajalne linije. Izkaže se, da pravokotna krpica učinkovito seva do debeline podlage $0,11 \lambda_0$ [108].

Dielektričnost podlage določa valovno konstanto in s tem fizične dimenzije resonatorja (L in W). Te določajo razdaljo med sevalnimi režami in s tem vplivajo na obliko sevalnega diagrama. Manjša dielektričnost povzroča več raztresenega polja na robovih krpice, kar navidezno poveča sevalno režo. To se prav tako odraža na obliki sevalnega diagrama in na povečani pasovni širini antene. Navadno se zaradi boljnjih lastnosti antene uporabljajo podlage z manjšo dielektričnostjo, razen kadar so pomembne dimenzije antene.

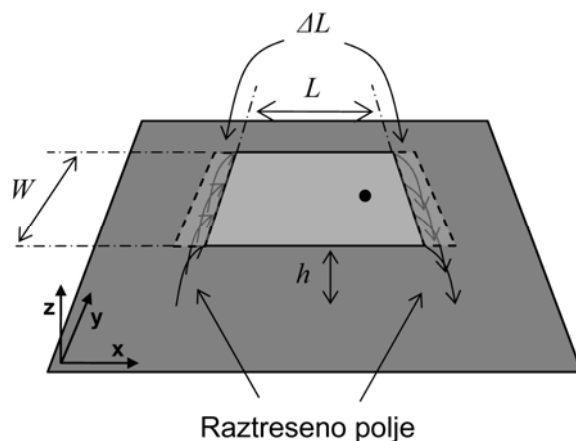
Pri izdelavi antenske skupine so fizične dimenzije antene pomembne, saj dimenzije posameznega elementa omejuje razmik med sevalnimi elementi d . Pri razmiku $d = 0,5 \lambda_0$ je nujna izbira podlage z večjo dielektričnostjo, kajti v nasprotnem primeru ($\epsilon_r = 1$) so elementi tako veliki, da jih fizično ni mogoče postaviti na zahtevan razmik.

Za delovanje krpičaste antene na pravilni frekvenci f_r je treba izdelati krpico pravilnih dimenzij. Dolžina krpice L določa dimenzije polvalovnega resonatorja, ki ustreza ravno polovici valovne dolžine za izbrano frekvenco (78), kjer je c_0 hitrost valovanja v praznem prostoru. Resonator je izdelan na dielektrični podlagi, zato je treba ustrezno upoštevati relativno dielektričnost snovi ϵ_r .

$$L = \frac{c_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (78)$$

Električne (efektivne) dimenzije krpice so v resnici nekoliko večje od fizičnih zaradi raztresenega polja, ki navidezno poveča krpico. Raztreseno polje se pojavi na odprtih koncih krpice, kjer se polje ne zaključuje pravokotno na maso, temveč ga nekaj sega zunaj območja pod krpico, tako kot je prikazano na sliki 87. Pojav je mogoče upoštevati z vpeljavo efektivne dielektričnosti ϵ_{re} in navideznega povečanja dolžine krpice ΔL [109]. Električne dimenzije določajo natančno frekvenco delovanja krpice (79).

$$L = \frac{c_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{re}}} - 2\Delta L \quad (79)$$

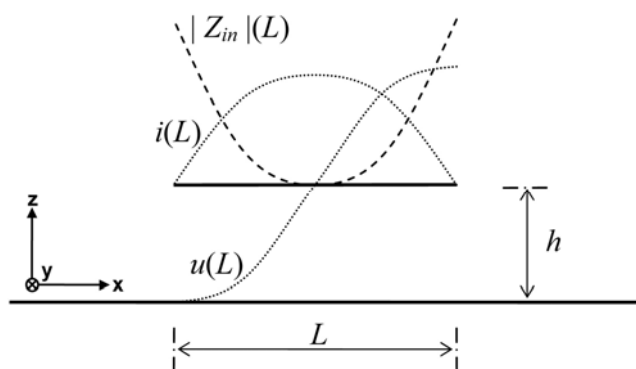


Slika 87: Raztreseno polje na odprtih koncih prevodne krpice.

Vpliv širine krpice W na delovanje antene je manj izrazit od dolžine L , saj je polje pri osnovnem rodu delovanja po širini konstantno in ne vpliva na resonančno frekvenco f_r . Širina W vpliva na velikost sevalne reže in s tem na obliko sevalnega diagrama. Za optimalno delovanje krpičaste antene ter kompromis med smernostjo in stranskimi snopi je smiselno izbrati širino krpice v območju $1 < W/L < 2$.

Pri pravilnih dimenzijah krpice je potrebno za pravilno delovanje antene krpičasti resonator vzbujati v pravilni točki vzbujanja. Pravilna točka vzbujanja je tista točka, pri kateri imata resonator in koaksialni valovod enako impedanco ($Z_{coax} = Z_{in}$). Porazdelitev impedance vzdolž krpice je prikazana na sliki 88. Izražena je z uporabo porazdelitve napetosti in toka na krpici ter jo je za konkreten primer mogoče določiti z (80), kjer je x_f odmik od skrajnega roba krpice in R_s sevalna upornost strukture.

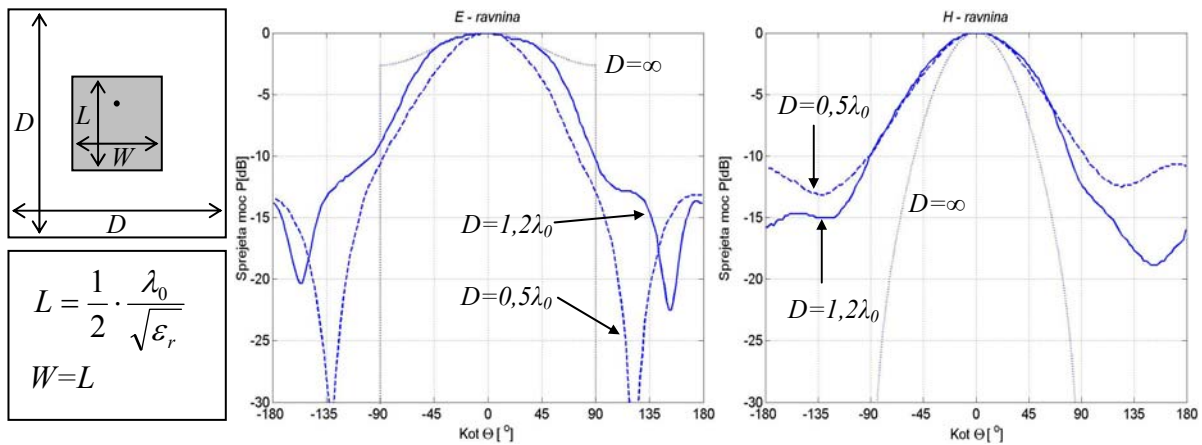
$$|Z_{in}| = R_s \cos^2\left(\frac{\pi x_f}{L}\right) \quad (80)$$



Slika 88: Potek električne impedance Z_{in} vzdolž krpice.

Zaradi preprostejše obravnave problema, matematični model krpičaste antene predpostavlja, da je ravnina mase pod krpico neskončno velika. Praktično to ni izvedljivo, vendar se kljub temu izkaže, da se pri velikostih mase nekaj λ_0 krpičasta antena odziva zelo podobno idealnemu modelu [110], [111] in ga je zato mogoče v praksi uporabiti.

Zaradi končne dimenzije ravnine mase sevalno polje za anteno ni enako nič. Del polja se ukloni in pojavi se sevalno polje za ravnino mase, kar se odraža na sevalnem diagramu, prikazanem na sliki 89. Sevalno polje je za ravnino mase relativno majhno v primerjavi s poljem na strani krpice in bistveno ne pokvari delovanja antene. V primerjavi z idealnim modelom se spremeni oblika sevalnega diagrama. Pri majhnih dimenzijah mase ($0,5 \lambda$) se sevalni diagram v E -ravnini zoži in pojavijo se globoke ničle. Nasprotno se sevalni diagram v H -ravnini razširi. Pri krpičasti anteni z večjo ravnino mase ($1,2 \lambda$) se oblika sevalnega diagrama nekoliko popravi v smeri idealne oblike, kljub temu so odstopanja razmeroma velika.



Slika 89: Sevalni diagram krpičaste antene pri končni dimenziji ravnine mase.

Povečanje ravnine mase s ciljem popraviti sevalni diagram za praktično uporabo ni smiselna rešitev, saj postanejo dimenzije antene prevelike. Kljub temu je oblika sevalnega diagrama kot taka za nekatere primere uporabe sprejemljiva in se pri sprejemljivih dimenzijah ravnine mase ($0,5 \lambda$) s pridom uporablja. Na dimenzije krpičice (L in W) in točko napajanja (x_j) končna dimenzija ravnine mase ne vpliva, tako da je mogoče pri načrtovanju brez napake upoštevati predpostavljen matematični model.

V primeru izredne točnosti pri načrtovanju krpičaste antene postanejo izrazi za določitev parametrov take antene zelo obsežni in v nekaterih primerih računanje zahteva zmogljiva računalniška orodja. Vendar pa se končni rezultat od osnovnega, zelo poenostavljenega modela lahko razlikuje le za 10 %. Zaradi tega je pogosto praktično učinkovitejša in hitrejša rešitev izdelava antene na osnovi preprostega modela in nato natančna uglasitev s poskušanjem. Ob celovitem razumevanju delovanja antene in poznavanju fizikalnega ozadja uglasitev z »rezanjem in poskušanjem« vodi hitro k optimalni rešitvi. Tako dobljena antena z vsemi znanimi parametri (dimenzije in materiali) je lahko kakovosten vzorec, na podlagi katerega je mogoče izdelati druge z enakimi lastnostmi.

A.2 Vplivi med sevalnimi elementi v skupini krpičastih anten

Obnašanje skupine anten je mogoče v idealnem primeru opisati kot vsoto prispevkov posameznega elementa, neodvisno od drugih. V resnici to ni mogoče zaradi medsebojnega sklopa med antenami [112]. Elementi med sabo vplivajo drug na drugega, tako da se posamezen element odziva drugače samostojno ali v skupini.

Na splošno je mogoče medsebojne vplive opisati z medsebojnimi impedancami (81) ali admitancami (82), ki izražajo, koliko nek element vpliva na drugega.

$$Z_{21} = -\frac{1}{I_1 I_2} \iint_S E_1 J_2 ds \quad (81)$$

I_1 in I_2 sta vrednosti vhodnega toka v prvi in drugi sevalni element, E_1 porazdelitev električnega polja na prvem elementu, ki povzroči električni tok J_2 na drugem elementu.

$$Y_{21} = -\frac{1}{V_1 V_2} \oint H_1 M_2 dl \quad (82)$$

V_1 in V_2 sta vrednosti vhodne napetosti na prvem in drugem sevalnem elementu, H_1 porazdelitev magnetnega polja na prvem elementu, ki povzroči magnetni tok M_2 na drugem elementu.

Pogostejši je zapis s parametri sipanja (83) in (84), ki izraža podatek o sklopljeni moči med elementi.

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_{k1} \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \rightarrow S_{11} \quad (83)$$

$$\frac{V_2}{I_1} = \sqrt{Z_{k1} Z_{k2}} \frac{S_{21}}{1 - S_{11}} \rightarrow S_{21} \quad (84)$$

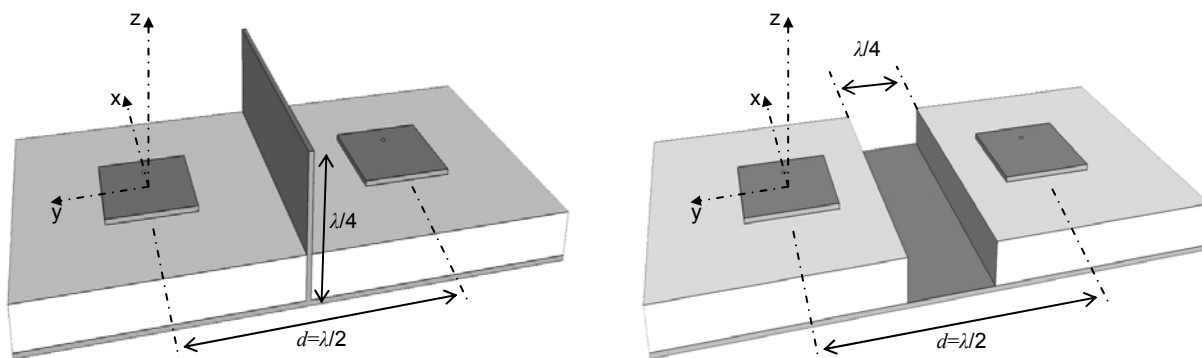
Z_{k1} in Z_{k2} sta karakteristični impedanci prvega in drugega sevalnega elementa, ki se na splošno lahko razlikujeta.

Določanje parametrov (impedance, admittance ali sipanja) se navadno izvede numerično [113]–[116], ker kompleksnost problema hitro preseže zmožnosti analitične obravnave. Najbolj realne razmere medsebojnega vpliva v skupini je mogoče določiti z meritvijo.

Medsebojni sklop med sevalnimi elementi v skupini je nezaželen in škodljiv pojav, ki poslabša delovanje skupine. Sevalni diagram se popači in ga ni mogoče preprosto izraziti kot prispevek neodvisnih prispevkov. Zaradi medsebojnega sklopa se glavni snop zmanjša in razširi, stranski snopi povečajo, ničle postanejo manj izrazite [117], [118].

Možna rešitev nezaželenega pojava je kompenzacija medsebojnega sklopa. To zahteva ustrezno korekcijo amplitude in faze vsakemu posameznemu elementu v skupini [117], za kar je treba natančno poznati medsebojni vpliv med elementi. Mogoči so tudi ukrepi za minimizacijo medsebojnega sklopa, ki pojava sicer ne odpravijo v celoti, ga pa zmanjšajo. Taki ukrepi so reže v dielektriku, elektromagnetni (EM) zaslone med krpicami ali uporaba substratov z nižjo dielektričnostjo [114], [115].

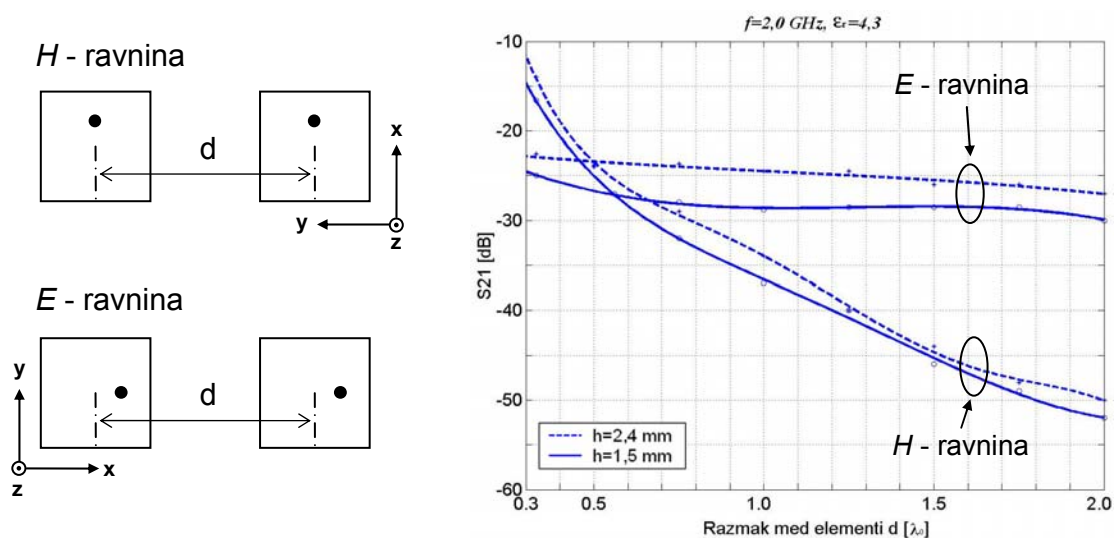
Sklop med sevalnimi elementi povzročajo površinski rodovi, ki se razširjajo po površini med elementi. Pri podlagah z večjo višino in večjo dielektričnostjo se lahko več moči prenaša po površinskih rodovih tako, da se sklop med sevalnimi elementi poveča. Reže ali EM-zaslone v substratu take rodove zadušijo in jim preprečijo razširjanje. Primer je prikazan na sliki 90.



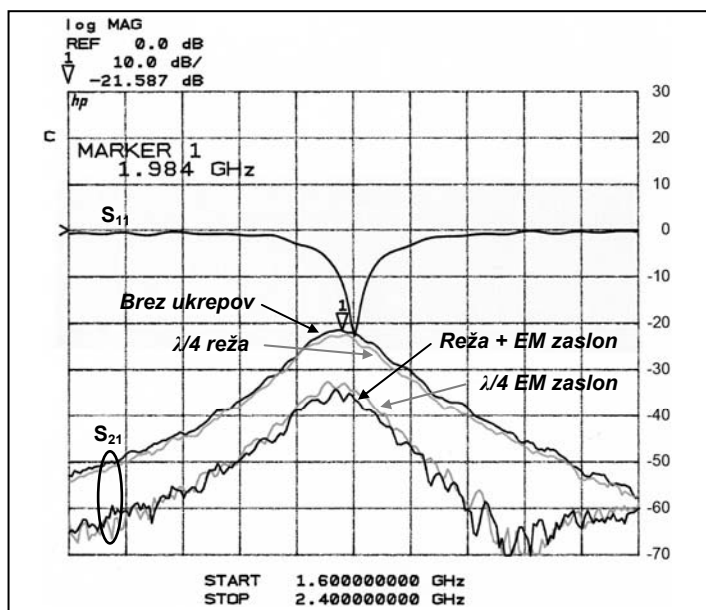
Slika 90: Ukrepi za zmanjšanje sklopa med sevalnimi elementi: $\lambda/4$ EM-zaslon (levo) in $\lambda/4$ zračna reža (desno) v H -ravnini.

Sklop med sevalnimi elementi je odvisen tudi od medsebojne orientacije elementov v skupini [112]. Pri postavitvi elementov v H -ravnino je medsebojni sklop posledica statičnega dela polja, ki pri majhnih razdaljah med elementi povzroča velik sklop in z razdaljo hitro vpade. V E -ravnini sklop z razdaljo upada počasneje in prevladuje pri večjih razdaljah. Izmerjene vrednosti medsebojnega sklopa med elementi za obe orientaciji so prikazane na grafu na sliki 91.

Izmerjen medsebojni sklop z ukrepi za zmanjšanje le-tega je prikazan na sliki 92. Iz rezultatov je razvidno, da se sklop zmanjša za več kot 10 dB. Vpliv zračne reže pripomore k zmanjšanju sklopa le za kak dB, medtem ko je $\lambda/4$ EM-zaslon učinkovitejša rešitev in izboljša razmere za več kot 10 dB. Izkaže se, da sta ukrepa, še zlasti $\lambda/4$ EM-zaslon, učinkovita samo v H -ravnini. V E -ravnini se kljub opisanim ukrepom medsebojni sklop ne spremeni, zato je taka rešitev v E -ravnini neučinkovita. Pri izdelavi enodimenzionalne antenske skupine to ni ovira, saj je mogoče poljubno izbrati eno od dveh ravnin. Zaradi manjšega medsebojnega sklopa je bila izbrana skupina v H -ravnini.

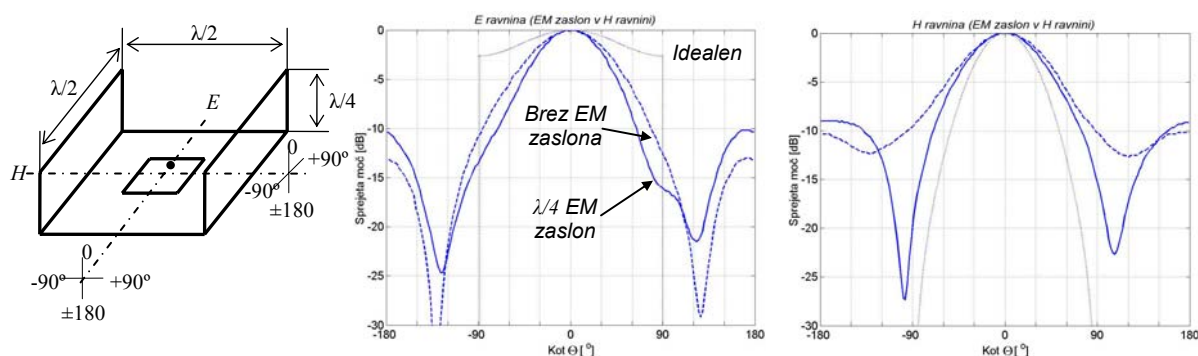


Slika 91: Sklop med sevalnimi elementi v E - in H -ravnini.

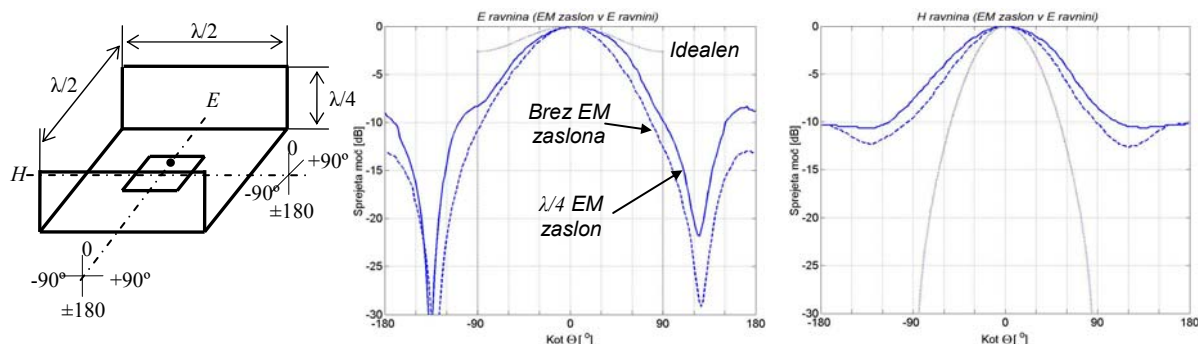


Slika 92: Vpliv $\lambda/4$ reže v substratu in $\lambda/4$ EM-zaslona na medsebojni sklop med sevalnimi elementi.

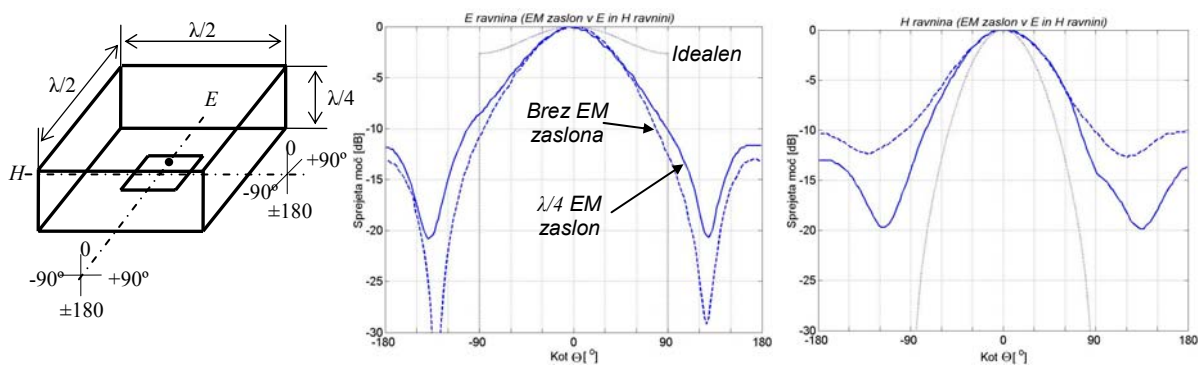
Ukrepi za zmanjšanje sklopa med antenami vplivajo na sevalne lastnosti antene. Učinkoviti so tisti ukrepi, ki zmanjšajo sklop in čim manj vplivajo na sevalne lastnosti. Na slikah 93 in 94 so prikazani sevalni diagrami krpičaste antene z EM-zasloni v različnih konfiguracijah. Končna izvedba vključuje EM-zaslone v obeh ravninah in je prikazana na sliki 95. Po opravljenih ukrepih je medsebojni sklop med elementi zadosti majhen, da ne popači delovanja skupine. Učinkovitost ukrepa je mogoče preveriti na podlagi oblike izmerjenega sevalnega diagrama skupine na sliki 96.



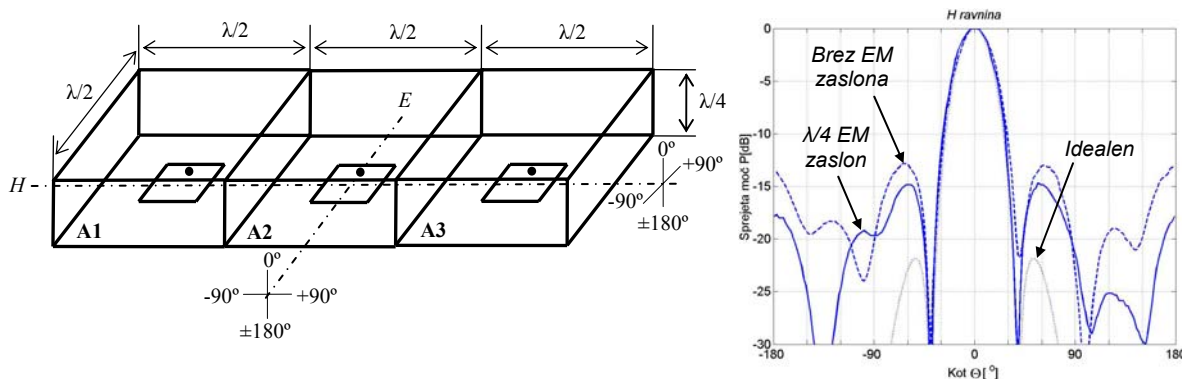
Slika 93: Sevalni diagram krpičaste antene z EM-zaslonom za zmanjševanje sklopa v H -ravnini.



Slika 94: Sevalni diagram krpičaste antene z EM-zaslonom za zmanjševanje sklopa v E -ravnini.



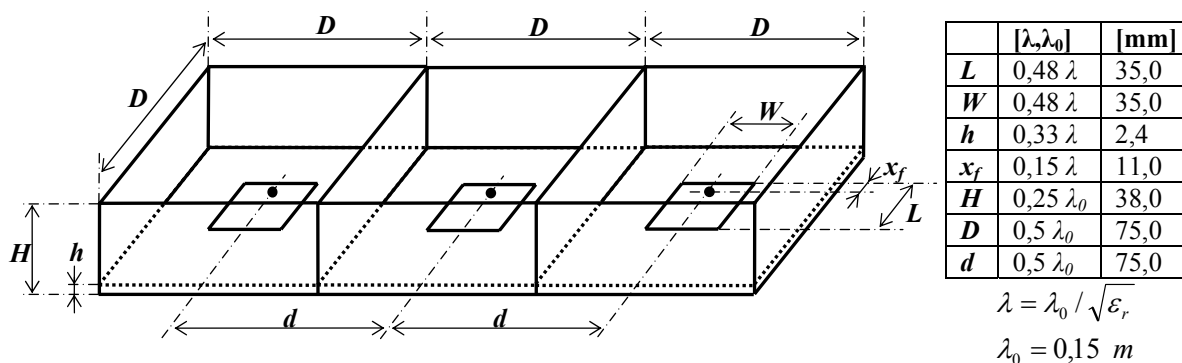
Slika 95: Sevalni diagram krpičaste antene z EM-zaslonom za zmanjševanje sklopa v E- in H-ravnini.



Slika 96: Sevalni diagram skupine krpičastih anten ($N=3$) z in brez $\lambda/4$ EM-zaslona, pri sofaznem vzbujanju skupine ($\varphi_i=\varphi_j$ in $A_i=A_j$). Sevalni diagram v E-ravnini je enak sevalnemu diagramu na sliki 95.

B. Končna izvedba antenske skupine

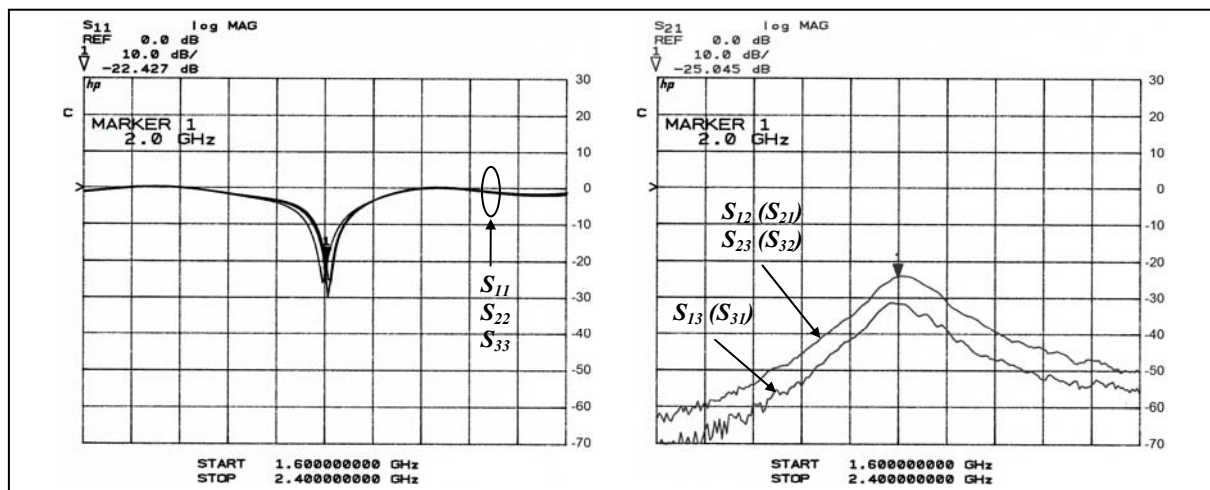
Končna izvedba antenske skupine, izdelane za poskus oblikovanja sevalnega diagrama z optično obdelavo vzbujanja, je prikazana na sliki 97. Sestavljena je iz treh krpičastih anten, razmaknjenih za $\lambda_0/2$ v H-ravnini. Krpičaste antene so izdelane na $h = 2,4$ mm FR4-podlagi z relativno dielektričnostjo $\epsilon_r = 4,3$. Med krpicami so v podlagi kovinski $\lambda/4$ EM-zasloni za zmanjšanje sklopa med sevalnimi enementi. Vzbujanje se do anten vodi po koaksialnem kablu (UT-085).



Slika 97: Končna izvedba antenske skupine.

Rezultati meritve impedančne prilagoditve (S_{ii} , $i = 1 \dots 3$) in sklopa med antenami (S_{ij} , $i = 1 \dots 3$ in $j = 1 \dots 3$) so prikazani na sliki 98. Vse tri antene so najbolj prilagojene pri

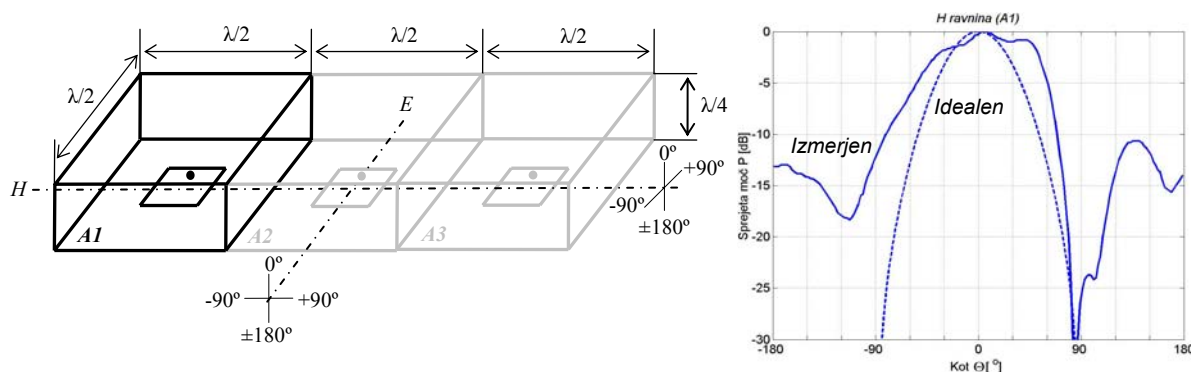
frekvenci $f_{RF} = 2,0$ GHz. Manjša odstopanja so posledica toleranc pri izdelavi. Izmerjeno povratno slabljenje pri centralni frekvenci je za vse tri antene boljše kot -20 dB. Pasovna širina znaša $BW = 50$ MHz, kar ustreza $2,5\%$ centralne frekvence. Pasovna širina je določena s širino frekvenčnega območja v katerem je vrednost povratnega slabljenja pod -10 dB.



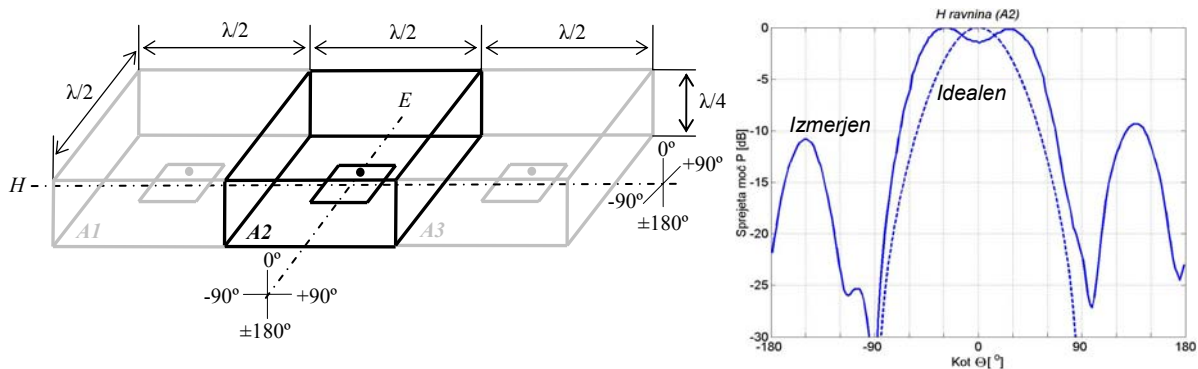
Slika 98: Izmerjene karakteristike impedančne prilagoditve S_{ii} (levo) in medsebojni sklop med antenami S_{ij} (desno).

Medsebojni sklop med elementi v izdelani skupini je prikazan na sliki 98 (desno). Med elementi v neposredni bližini znaša sklop največ -25 dB. Sklop med oddaljenima elementoma je manjši in znaša največ -32 dB. Vrednost sklopa izdelane skupine je dovolj majhna, da ne moti delovanja in omogoča, da se skupina obravnava kot tri neodvisne sevalne elemente, kar je bistvenega pomena pri oblikovanju skupnega sevalnega diagrama.

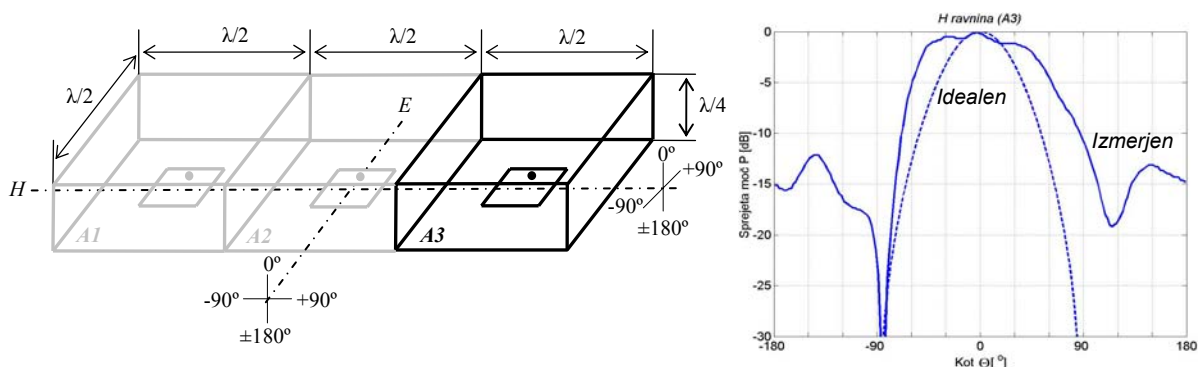
Sevalni diagrami za posamezen element v skupini so prikazani na slikah od 99 do 101. Izmerjeni sevalni diagrami se od predhodno prikazanega na sliki 95 kljub enaki konstrukciji antene razlikujejo zaradi vpliva skupine. Ne gre za medsebojni sklop med antenami, temveč za spremembe fizičnih lastnosti, ki jih čuti posamezna antena zaradi prisotnosti drugih. Do sprememb pride zlasti v H -ravnini, v kateri je skupina sestavljena. V E -ravnini simetrija in fizične lastnosti ostanejo nespremenjene, zato sevalni diagram ni popačen in je enak diagramu samostojen antene, ki je prikazan na sliki 95.



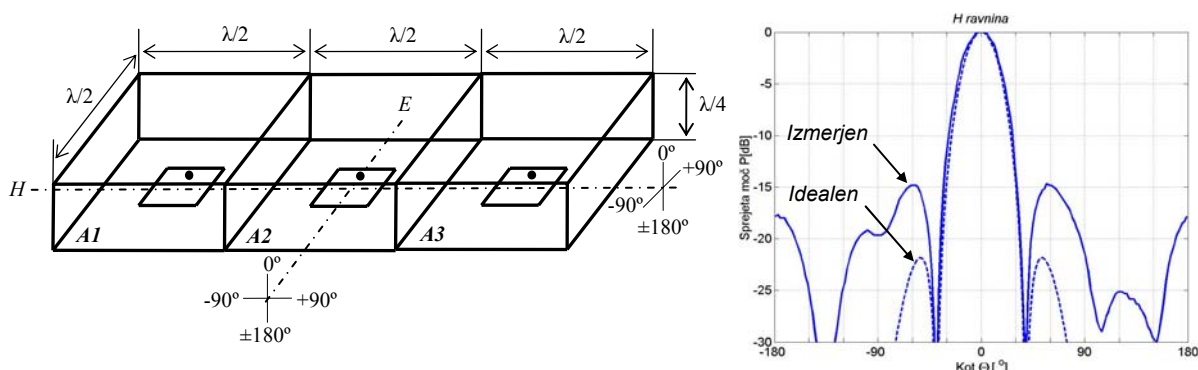
Slika 99: Sevalni diagram krpičaste antene (A1) v skupini.



Slika 100: Sevalni diagram krpičaste antene (A2) v skupini.



Slika 101: Sevalni diagram krpičaste antene (A3) v skupini.



Slika 102: Sevalni diagram celotne antenske skupine pri zornem kotu glavnega snopa $\Theta = 0^\circ$.

Za posamezno izvedbo antene ali antenske skupine je mogoče iz izmerjenih sevalnih diagramov natančno določiti smernost D z uporabo izraza (7) oziroma ekvivalentnega izraza v diskretni obliki (85).

$$D(\Theta_{\max}, \phi_{\max}) = \frac{|F(\Theta_{\max}, \phi_{\max})|^2}{\frac{1}{4\pi} \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N \left| F\left(\frac{n}{N}\pi, \frac{m}{M}2\pi\right) \right|^2 \sin\left(\frac{n}{N}\pi\right) \frac{\pi}{N} \frac{2\pi}{M}} \quad n \equiv \Theta, m \equiv \phi \quad (85)$$

Natančnost izračuna je odvisna od števila točk, izmerjenih za posamezen sevalni diagram (M, N). Pri meritvah sevalnega diagrama v dveh osnovnih ravninah (E in H) je pridobljenih veliko vzorcev N po kotu Θ in le štirje vzorci M po kotu ϕ ($\phi_{1,2} = 0^\circ, 180^\circ$ za E -

ravnino in $\phi_{3,4} = 90^\circ, 270^\circ$ za H -ravnino). Za izbrano anteno je koordinatni sistem postavljen tako, da obstaja velika krožna simetrija po kotu ϕ , tako da kljub majhnemu številu vzorcev na splošno obstaja velika podobnost med njimi. Zaradi tega pri računanju ne pride do večjih napak.

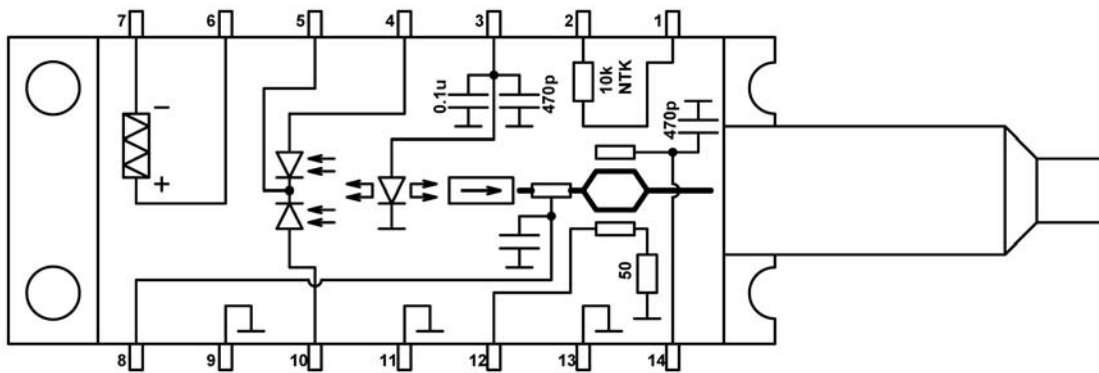
VRSTA ANTENE	Smernost D [dBi]	Sevalni diagram
Krpičasta antena	6,9	slika 89 ($D = 0,5\lambda_0$)
Krpičasta antena (matematični model)	5,9	slika 89 ($D = \infty$)
Krpičasta antena s povečano ravnino mase	6,0	slika 89 ($D = 1,2\lambda_0$)
Krpičasta antena s štrclji (E - in H -ravnina)	7,0	slika 95
Antenska skupina	9,0	slika 102

Tabela 8: Vrednosti smernosti izdelanih anten.

C. Zgradba in opis uporabljenih optičnih sestavnih elementov

C.1 Laserji za optični prenos in regulacijo RF-signalov (LD₁, LD₂ in LD₃)

Laserji, uporabljeni v opisanem sistemu, so standardni DFB (angl. distributed feedback) laserski moduli model Nortel networks LCM155Wxxxx-20A (LD₁: LCM155W5817-20A, LD₂: LCM155W5172-20A, LD₃: LCM155W4413-20A). Izdelani so za digitalni prenos 2,5 Gb/s na daljše razdalje v DWDM-sistemih s 50 GHz razmika med kanali. Vgrajeni so v standardna metaljučna ohišja (angl. butterfly package), ob strani opremljena s štirinajstimi električnimi sponkami. Zgradba laserskega modula je prikazana na sliki 103.



Slika 103: Zunanji videz in zgradba laserskih modulov Nortel networks LCM155Wxxxx-20A.

Polprevodniški laser je vgrajen na sredini ohišja in je električno napajen prek sponke 3 proti masi (ohišju). Izhodna svetloba iz laserja na eni strani neposredno vstopa v optični izolator. Za izolatorjem sledi elektroabsorpcijski slabilnik, ki je napetostno krmiljen prek sponke 8 proti masi. Temu sledi amplitudni MZM-modulator. Krmiljenje modulatorja je izpeljano na dveh električnih sponkah: 14 enosmerna nastavitve delovne točke in 12 RF-vhod v modulator. RF-veja modulatorja je v samem ohišju impedančno zaključena s 50 Ω zaključitvenim uporom.

Drugi del izstopne svetlobe iz laserja osvetljuje dve monitorski fotodiodi, ki se uporabljata za stabilizacijo valovne dolžine (sponke 4, 5 in 10). Pred fotodiodama je vstavljen tako imenovan etalon, ki opravlja funkcijo optičnega filtra, uglasenega na zahtevano valovno dolžino. Ta možnost laserskega modula v opisani aplikaciji ni uporabljena, ker pri reguliranju valovne dolžine na večjem območju nima praktičnega pomena.

Za stabilno temperaturno delovanje so vse optične komponente postavljene na Peltierjevo polprevodniško toplotno črpalo. Prek sponk 6 in 7 je mogoče z enosmernim električnim tokom skozi črpalko segrevati oziroma ohlajati celotno strukturo. Segrevanje

oziroma ohlajanje je odvisno od jakosti in polaritete električnega toka. Za nadziranje temperature modula je uporabljen vgrajen, temperaturno odvisen upor z negativnim temperaturnim koeficientom (NTK). Električno je dostopen prek sponk 1 in 2 ter ima pri sobni temperaturi nazivno vrednost upornosti 10 k Ω .

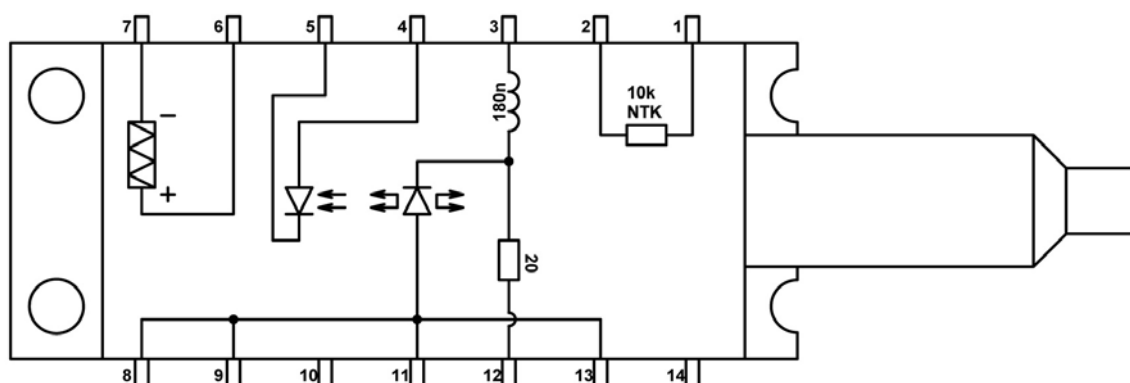
Na zunanji strani modula je pritrjen zunanji optični izolator, ki preprečuje povratne odboje in zagotavlja stabilno delovanje laserja. Vanj je vgrajeno enorodovno optično vlakno dolžine 1,5 m, zaključeno s FC/APC-konektorjem.

C.2 Laser za optični prenos kontrolne zveze (LD₄)

Laser, uporabljen za prenos referenčnega RF-signala in kontrolnih podatkov, je standardni DFB (angl. distributed feedback) laserski modul model Fitel FOL15DDRA. Izdelan je za visokofrekvenčni analogni prenos in aplikacije v širokopasovnih brezžičnih sistemih. Vgrajen je v standardno metaljčno ohišje (angl. butterfly package), ob strani opremljeno s štirinajstimi električnimi sponkami. Zunanji videz in zgradba laserja sta prikazana na sliki 104.

Laser je namenjen neposredni modulaciji svetlobnega signala prek napajanja toka I_{BLAS} . Opremljen je z vhodom za nastavitev enosmerne delovne točke (sponka 3 proti masi) in RF-vhodom (sponka 12 proti masi). RF-vhod vsebuje predupor, da zagotovi 50 Ω vhodno impedanco. Del izhodne svetlobe iz polprevodniškega laserja vstopi skozi zunanji optični izolator v optično vlakno dolžine 1,5 m, zaključeno s SC/PC-konektorjem. Drugi del svetlobe vpada na monitorsko fotodiodo (sponki 4 in 5) in se uporablja za spremljanje vrednosti izhodne optične moči.

Za stabilno temperaturno delovanje je laser postavljen na Peltierjevo polprevodniško toplotno črpalo, priključeno prek sponk 6 in 7. Regulacija temperature je mogoča v kombinaciji s temperaturno odvisnim uporom (NTK). Električno je dostopen prek sponk 1 in 2 ter ima pri sobni temperaturi nazivno vrednost upornosti 10 k Ω .



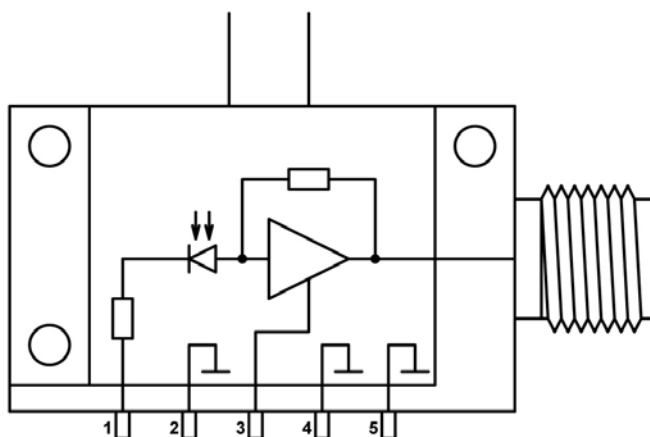
Slika 104: Zunanji videz in zgradba laserskega modula Fitel FOL15DDRA.

C.3 Fotodioda za optični sprejem in seštevanje RF-signalov (PD₁)

Sprejemniška fotodioda, uporabljena za optični sprejem in seštevanje RF-signalov, je standardna InGaAs PIN-fotodioda model Nortel Networks PP-10G, opremljena s transimpedančnim ojačevalnikom. Načrtovana je za digitalne optične prenosne sistema na daljše razdalje zmogljivosti do 12,5 Gb/s. Vgrajena je v ohišje, opremljeno z optično vrvico ter SC/PC-konektorjem za optični vhod in SMA-F-konektorjem za RF-izhod. Zgradba fotodiode je prikazana na sliki 105.

Za delovanje modula je potrebno na fotodiodo pripeljati zaporno napetost +12 V prek sponke 1 proti masi (ohišje). Transimpedančni ojačevalnik zahteva za delovanje napajalno napetost +8 V, ki jo je potrebno nastaviti na sponki 3 proti masi.

Kljub optimizaciji za digitalno delovanje izkazuje fotodioda skupaj s transimpedančnim ojačevalnikom, do vhodnih vrednostih optične moči 0 dBm, linearen odziv in jo je mogoče uporabljati kot linearni optični sprejemnik.



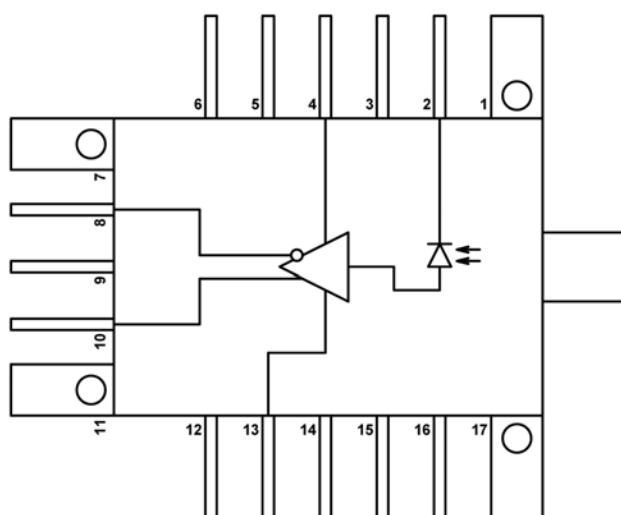
Slika 105: Zunanji videz in zgradba sprejemniške fotodiode Nortel networks PP-10G.

C.4 Fotodioda za optični sprejem kontrolne zveze (PD₂)

Sprejemniška fotodioda, uporabljena za sprejem optičnega prenosa referenčnega signala (PILOT) in kontrolnih podatkov (DATA), je standardna InGaAs PIN-fotodioda model Bookham PT10GC, opremljena s transimpedančnim ojačevalnikom. Načrtovana je za digitalne optične prenosne sisteme na daljše razdalje zmogljivosti do 10 Gb/s. Vgrajena je v ohišje, primerno za postavitev na površino električnega vezja. Modul je opremljen z optično vrvico s SC/PC-konektorjem za optični vhod, medtem ko je RF-izhod izpeljan v obliki komplanarne mikrovalovne linije. Zgradba fotodiode je prikazana na sliki 106.

Za delovanje modula je potrebno fotodiodo napajati z zaporno napetostjo +5 V prek sponke 2 proti masi (ohišju). Transimpedančni ojačevalnik zahteva za pravilno delovanje napetost -5,2 V, ki jo je treba zagotoviti na sponki 4 proti masi. Izhodna stopnja ojačevalnika

je enosmerno sklopljena na izhod in omogoča enosmerno nastavitev prednapetosti (angl. offset) prek sponke 13. Izhodna stopnja transimpedančnega ojačevalnika je diferencialna in namenjena združljivosti s hitrimi logičnimi vezji. Kljub optimizaciji za digitalno delovanje je mogoče diferencialno izhodno stopnjo razdeliti na dva neodvisna izhoda. Do vhodne optične vrednosti 0 dBm PIN-dioda in notranji transimpedančni ojačevalnik delujeta v linearnem režimu, tako da je mogoče fotodiodo uporabljati kot linearni optični sprejemnik.



Slika 106: Zunanji videz in zgradba sprejemniške fotodiode Bookham PT10GC.

C.5 Optični WDM-sklopnik

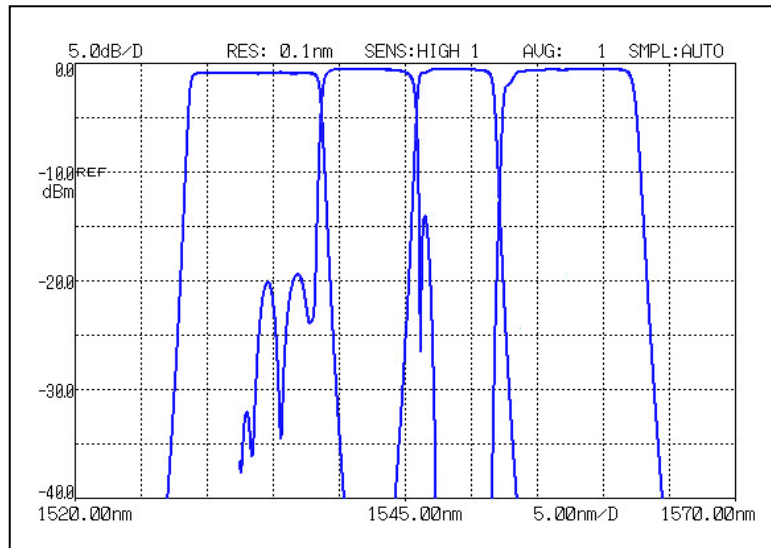
Optični WDM-sklopnik je pasivni optični element, ki združuje in/ali razdružuje optične signale različnih valovnih dolžin. Gre za standardni optični element, načrtovan za uporabo v komunikacijah z večjim številom optičnih signalov, ki se na različnih valovnih dolžinah prenašajo istočasno po enem optičnem vlaknu.

Uporabljeni model optičnega sklopnika JDS WD5555Y ima na razpolago štiri vhodno/izhodne optične kanale in enega skupnega za priključitev na prenosno optično vlakno. Kanali so med seboj razmaknjeni za 8 nm. Širine posameznih kanalov se nekoliko razlikujejo in so v območju od 6 do 10 nm. Natančni podatki so zbrani v tabeli 9. Izmerjene karakteristike so prikazane na sliki 107.

	Centralna valovna dolžina λ_c [nm]	Širina kanala $\Delta\lambda$ [nm]	Vstavitveno slabljenje A [dB]	Izolacija [dB]
1	1533,7	10,1	0,81	> 40
2	1542,3	7,2	0,56	> 40
3	1548,7	6,0	0,75	> 40
4	1557,6	10,1	0,72	> 40

Tabela 9: Lastnosti in razporeditev optičnih kanalov uporabljenega optičnega WDM-sklopnika.

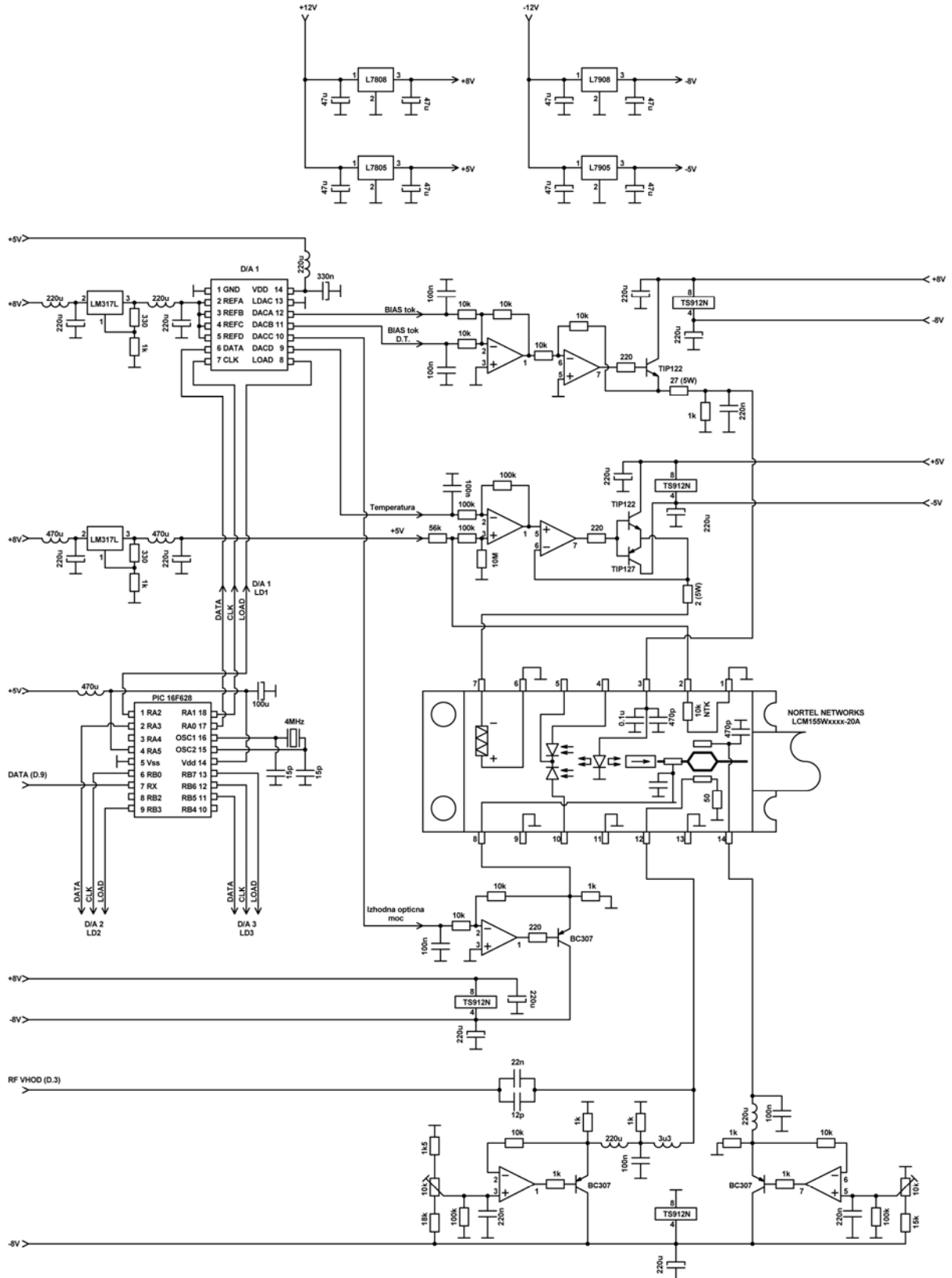
Sklopnik ima izrazito filtrsko karakteristiko. Pri razdruževanju signalov se na izbranem kanalu vsi razen izbranega močno oslabijo. Pri združevanju signalov pa so skozi posamezni kanal prepuščeni samo signali ustrezne valovne dolžine. Signali druge valovne dolžine se na tem kanalu močno oslabijo in ne pridejo do skupnega medija (optičnega vlakna).



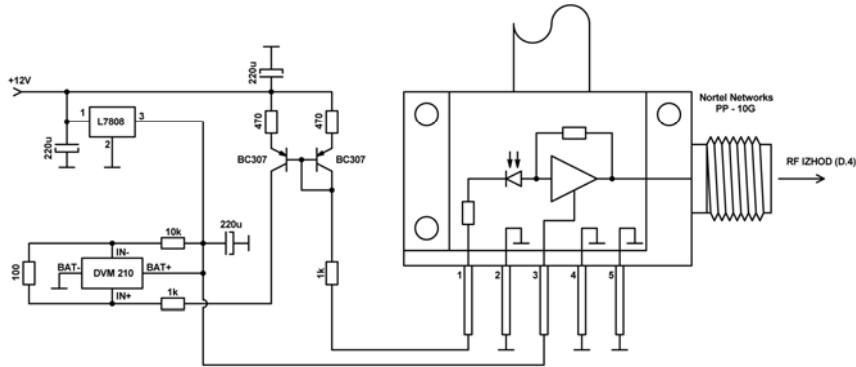
Slika 107: Izmerjene karakteristike optičnega WDM-sklopnika JDS WD5555Y.

D. Električni načrti

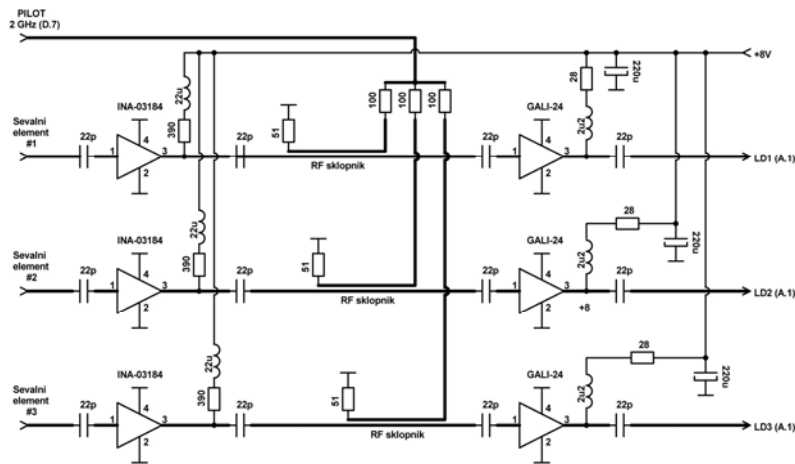
D.1 Električno vezja za regulacijo krmilnih signalov laserjev (LD₁, LD₂ in LD₃) na antenski strani (3-krat)



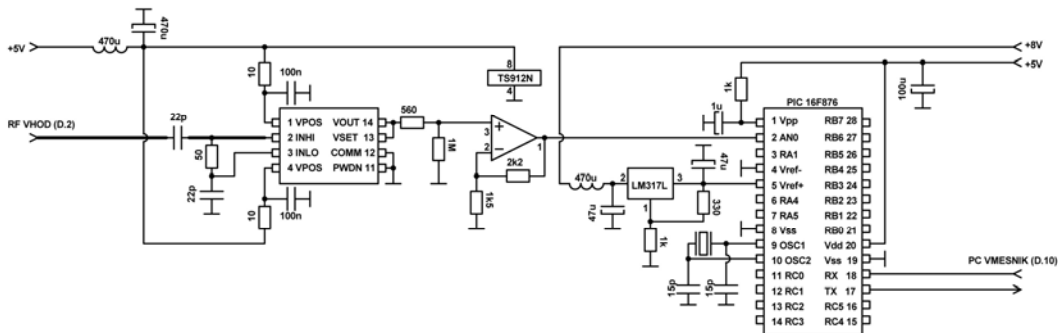
D.2 Električno vezje za nastavitve delovne točke sprejemniške fotodiode (PD₁)



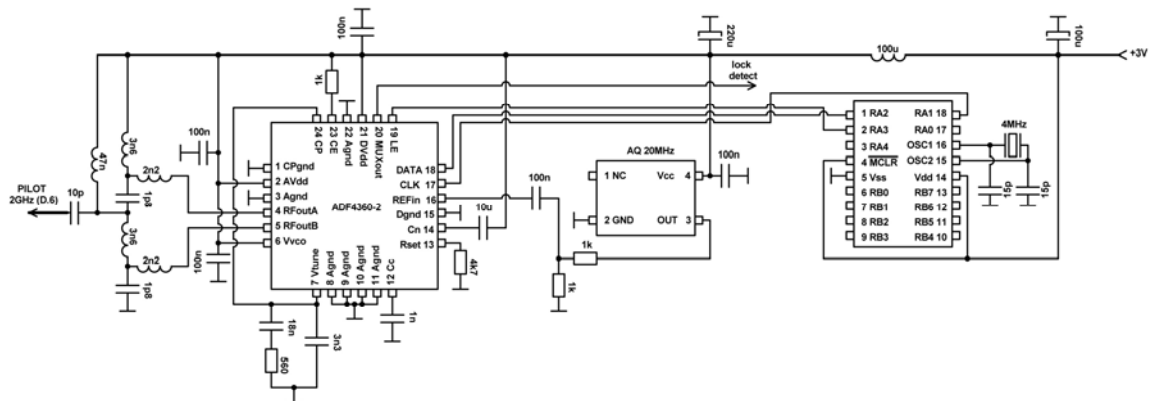
D.3 Vhodni ojačevalniki in RF-sklopnik



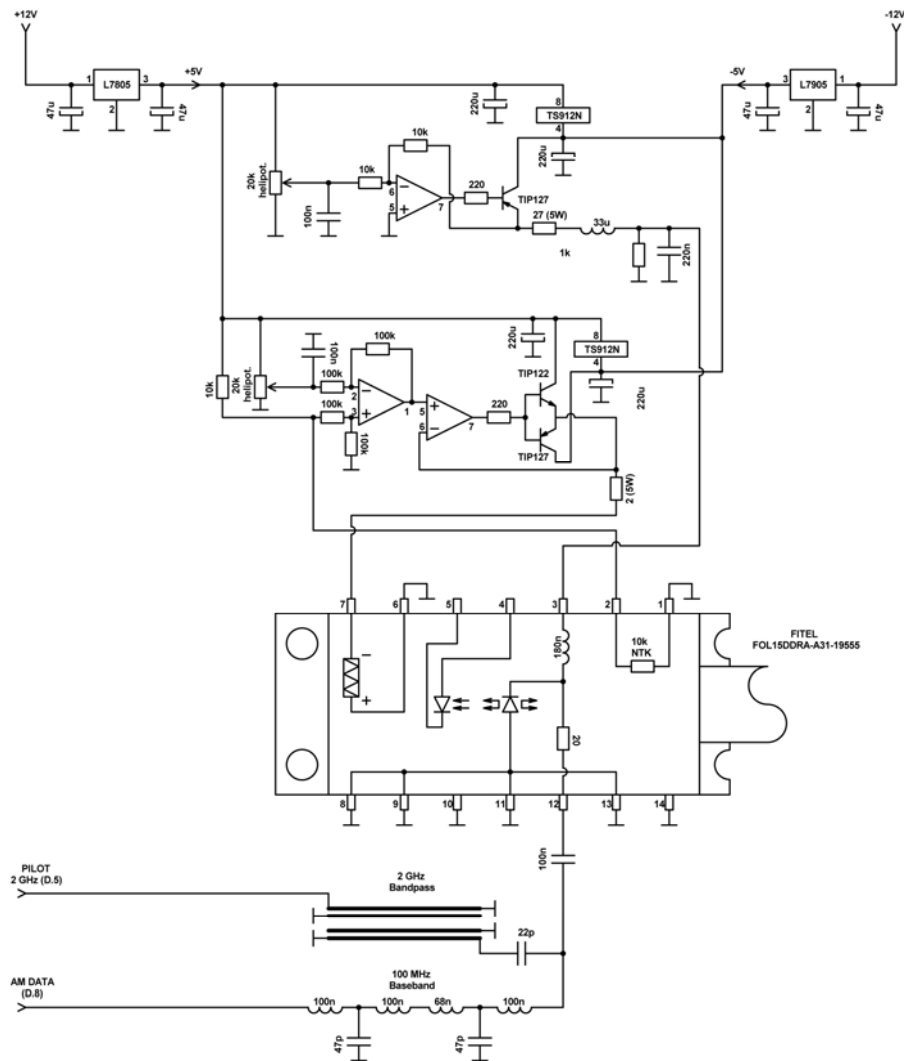
D.4 Električno vezje za meritev RF-moči in A/D-pretvorbo



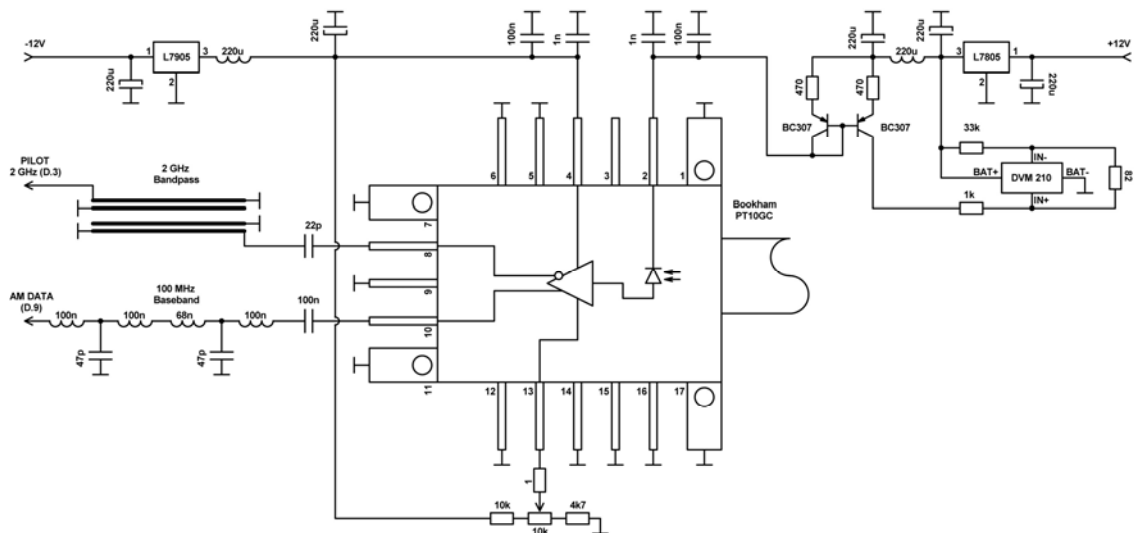
D.5 Električno vezje z oscilatorjem za tvorjenje referenčnega RF-signala (PILOT)



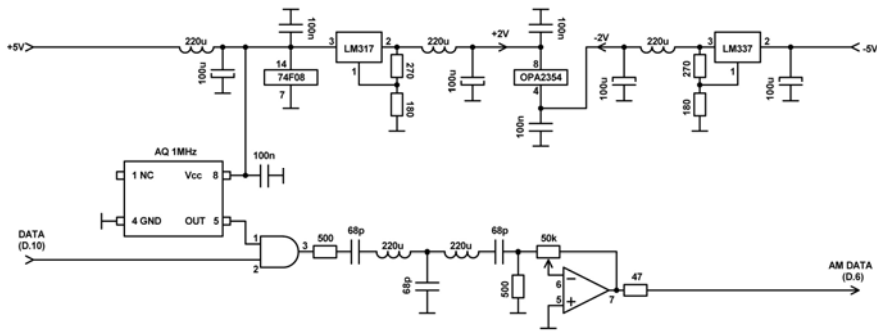
D.6 Električno vezje za regulacijo krmilnih signalov laserja (LD₄) za prenos referenčnega RF-signalu (*PILOT*) in kontrolnih podatkov (*DATA*)



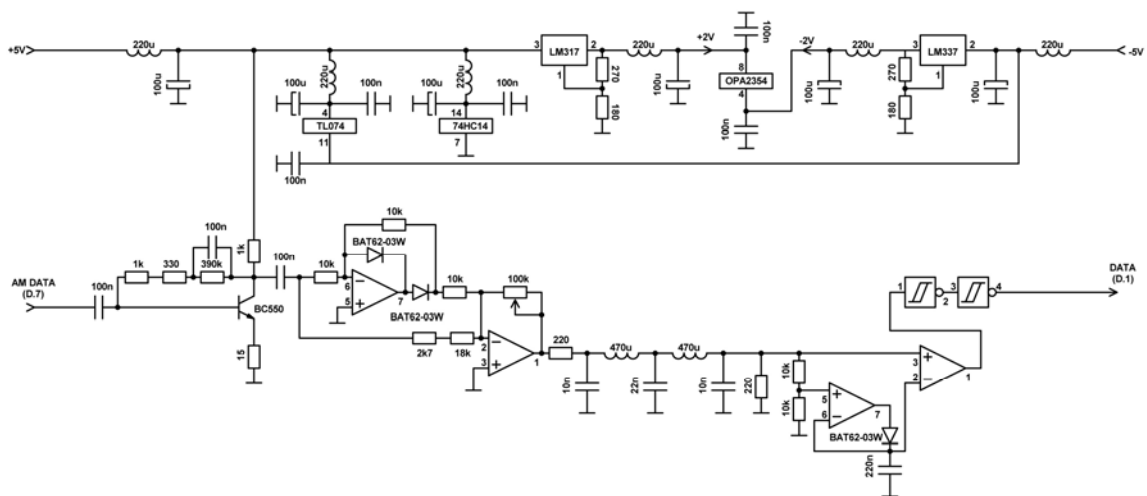
D.7 Električno vezje za regulacijo delovne točke sprejemniške fotodiode (PD₂) za prenos referenčnega RF-signalu (*PILOT*) in kontrolnih podatkov (*DATA*)



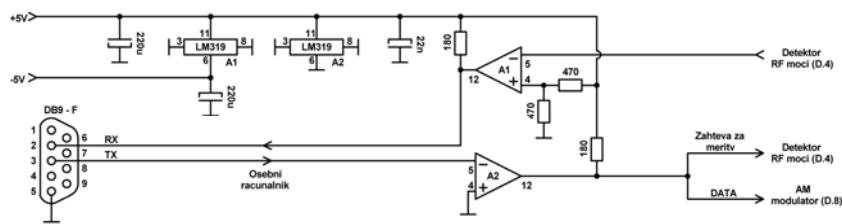
D.8 AM-modulator za prenos kontrolnih podatkov (*DATA*)



D.9 AM-demodulator za prenos kontrolnih podatkov (*DATA*)

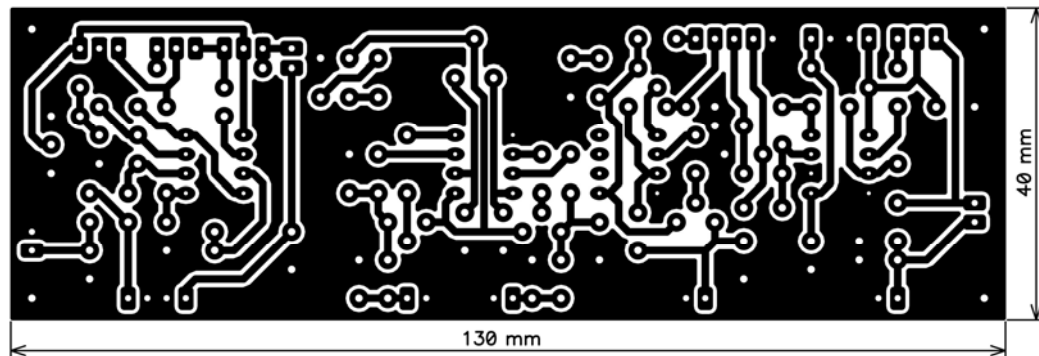


D.10 Računalniški vmesnik

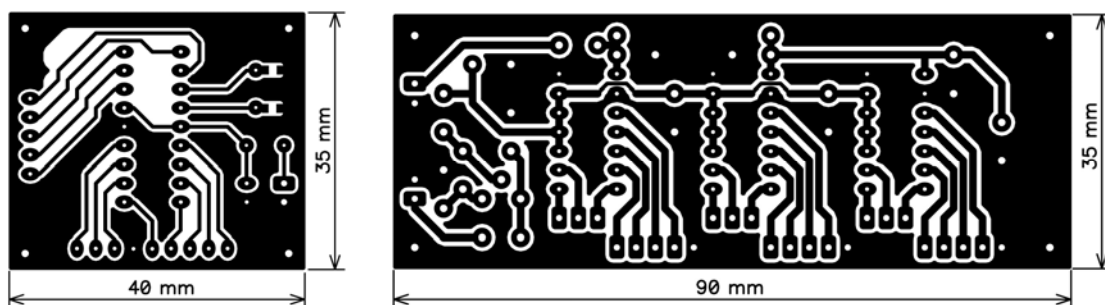


E. Tiskanine električnih vezij

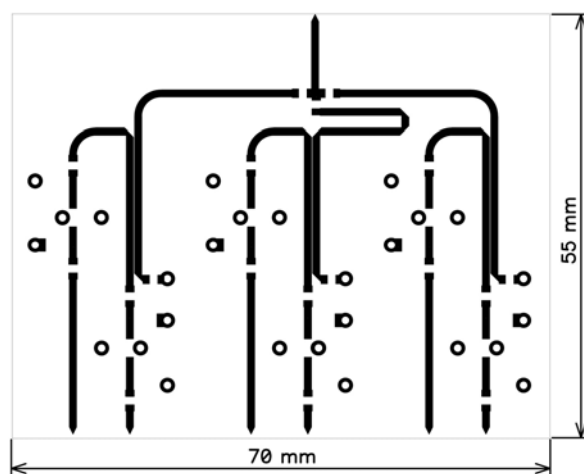
- E.1 Električno vezje za regulacijo krmilnih signalov laserjev (LD_1 , LD_2 in LD_3) na antenski strani (3-krat)



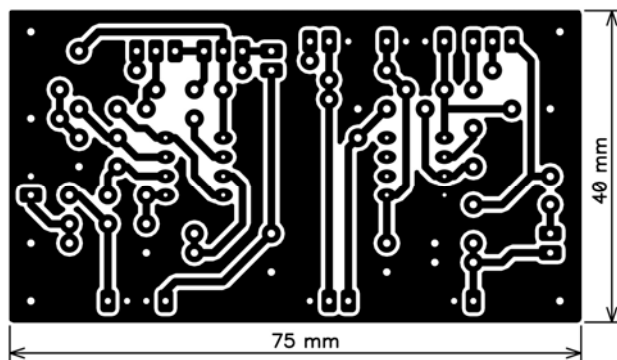
- E.2 Električno vezje z mikrokrmilnikom in D/A-pretvorniki pri krmilni elektroniki za laserje na antenski strani



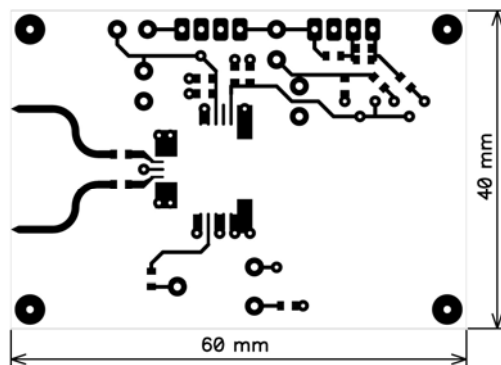
- E.3 Vhodni RF-ojačevalniki in RF-sklopnik



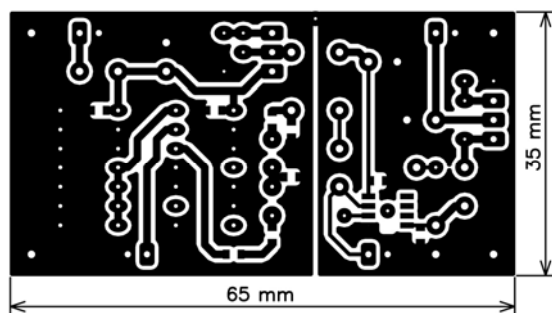
- E.4 Električno vezje za regulacijo krmilnih signalov laserja (LD_4) za prenos kontrolnih podatkov (*DATA*) in referenčnega signala (*PILOT*)



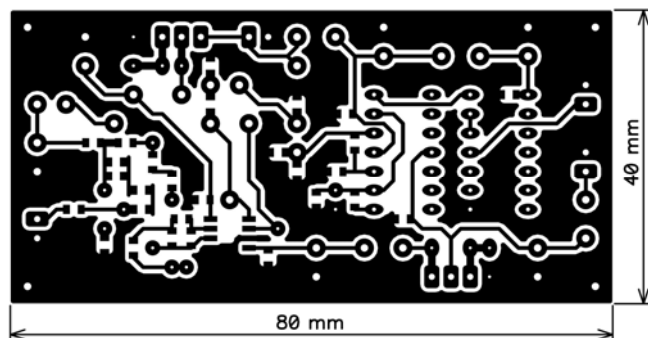
- E.5 Električno vezje za regulacijo delovne točke sprejemniške fotodiode za prenos kontrolnih podatkov (*DATA*) in referenčnega signala (*PILOT*)



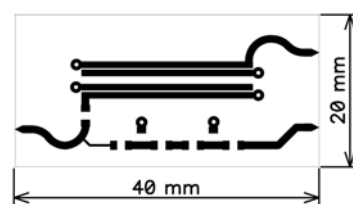
- E.6 AM-modulator za prenos kontrolnih podatkov (*DATA*)



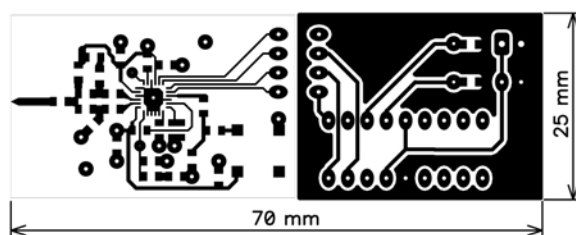
- E.7 AM-demodulator za prenos kontrolnih podatkov (*DATA*)



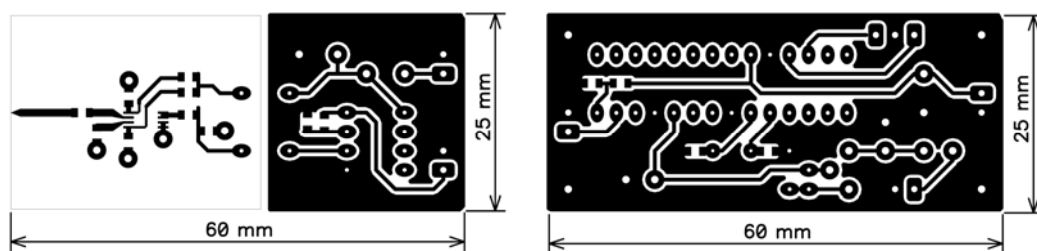
- E.8 Sklopnik za združitev in razdelitev referenčnega RF-signala (*PILOT*) in kontrolnih podatkov (*DATA*) (2-krat)



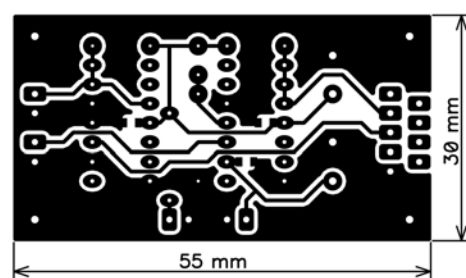
- E.9 Električno vezje z oscilatorjem za tvorjenje referenčnega RF-signala (*PILOT*)



- E.10 Električno vezje za meritev RF-moči (levo) in A/D-pretvorbo (desno)

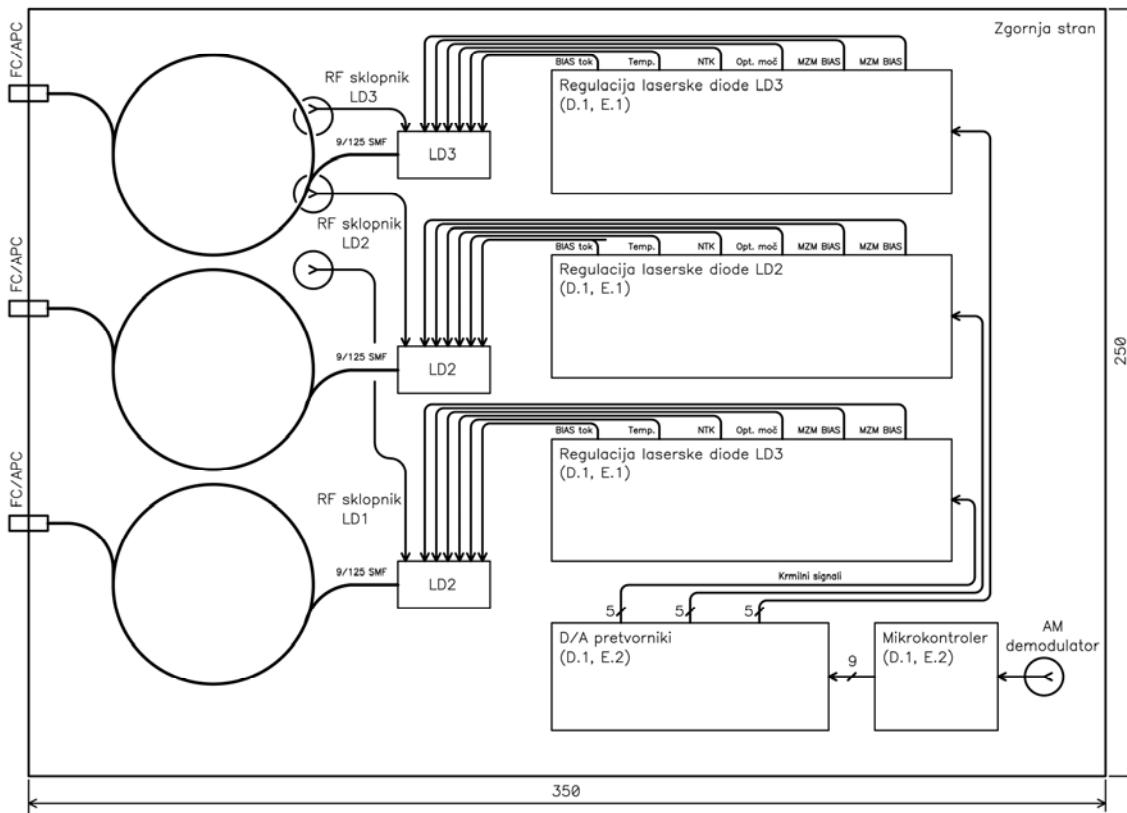


- E.11 Računalniški vmesnik

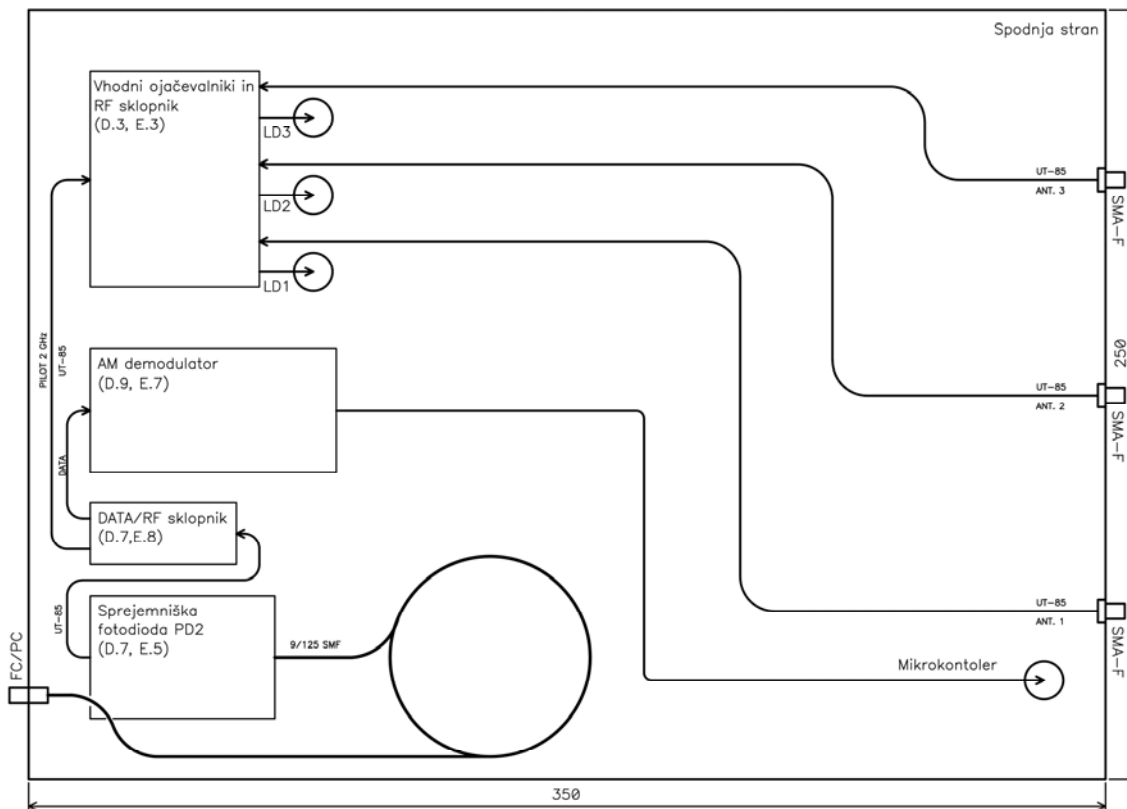


F. Razporeditev enot v ohišje

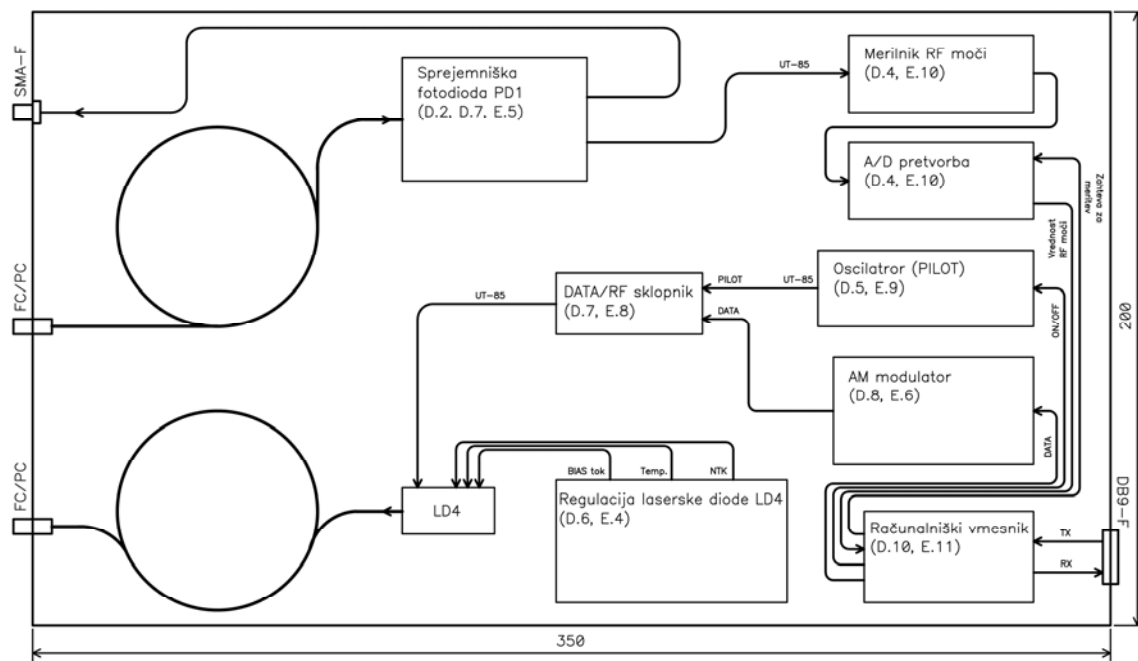
F.1 Antenska stran (zgornja stran ohišja)



F.2 Antenska stran (spodnja stran ohišja)



F.3 Sprejemna stran



G. Objavljena članka

Literatura

- [1] P. Ritoša, B. Batagelj, M. Vidmar, "Optically steerable antenna array for radio over fibre transmission", *Electronics letters*, Vol. 41, No. 16, August 2005
- [2] P. Ritoša, M. Vidmar, "Remote optically controllable antenna array using a single optical fiber for RoF reception", *Microwave and optical technology letters.*, Vol. 49, No. 6, June 2007
- [3] M. Chryssomallis, "Smart antennas", *IEEE Antennas and propagation magazine*, Vol. 42, No. 3, June 2000
- [4] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, A. S. Spanias, "Smart-antenna systems for mobile communication networks Part 1: Overview and antenna design", *IEEE Antennas and propagation magazine*, Vol. 44, No. 3, June 2002
- [5] C. B. Dietrich Jr., W. L. Stutzman, B. K. Kim, K. Dietze, "Smart antennas in wireless communications: Base-station diversity and handset beamforming", *IEEE Antennas and propagation magazine*, Vol. 42, No. 5, October 2000
- [6] A. EL Zooghby, "Potentialy of smart antennas in CDMA systems and uplink improvements", *IEEE Antennas and propagation magazine*, Vol. 43, No. 5, October 2001
- [7] F. Rayal, "Why have smart antennas not yet gained traction with wireless network operators?", *IEEE Antennas and propagation magazine*, Vol. 47, No. 6, December 2005
- [8] S. S. Jeng, G. T. Okamoto, G. Xu, H. P. Lin, W. J. Vogel, "Experimental evaluation of smart antenna system performance for wireless communications", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. 46, No. 6, June 1998
- [9] P. Ngamjanyaporn, M. Krairiksh, "Switched-beam single patch antenna", *Electronics letters*, Vol. 38, No. 1, January 2002
- [10] H. Kawakami, T. Ohira, "Electrically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas", *IEEE Antennas and propagation magazine*, Vol. 47, No. 2, April 2005
- [11] R. Schlub, J. Lu, T. Ohira, "Seven-element ground skirt monopole ESPAR antenna design from a generic algorithm and the finite element method", *IEEE Transaction on antennas and propagation*, Vol. 51, No. 11, November 2003
- [12] Y. H. Chou, S. J. Chung, "Design of a beam-switching active microstrip antenna array", *IEEE Microwave and guided wave letters*, Vol. 8, No. 5, May 1998
- [13] M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, B. Jacko, "Switched-beam antenna based on novel design of Butler matrices with broadside beam", *Electronics letters*, Vol. 41, No. 20, September 2005
- [14] W.-R. Li, C.-Y. Chu, K.-H. Lin, S.-F. Chang, "Switched-beam antenna based on modified Butler matrix with low sidelobe level", *Electronics letters*, Vol. 40, No. 5, March 2004
- [15] B. Lindmark, S. Lundgren, C. Beckman, "Dual polarized multibeam antenna", *Electronics letters*, Vol. 35, No. 25, December 1999
- [16] M. Barba, J. E. Page, J. A. Encinar, J. R. Montejo-Garai, "A switchable multiple beam antenna for GSM-UMTS base station in planar technology", *IEEE Transaction on antenna and propagation*, Vol. 54, No. 11, November 2006

- [17] S. Gruszezyński, K. Wineza, K. Sachse, "Reduced sidelobe for-beam N-element antenna array fed by 4xN Butler matrices", *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, Vol. 5, 2006
- [18] G. V. Tsoulos, "Experimental and theoretical capacity analysis of space-division multiple access (SDMA) with adaptive antennas", *IEE Proceeding-Communications*, Vol. 146, No. 5, October 1999
- [19] P. Petrus, R. B. Ertel, J. H. Reed, "Capacity enhancement using adaptive arrays in an AMPS system", *IEEE Transactions on vehicular technology*, Vol. 47, No. 3, August 1998
- [20] G. Tsoulos, J. McGeehan, M. Beach, "Space division multiple access (SDMA) field trials. Part 1: Tracking and BER performance", *IEE Proceedings-Radar, Sonar Navigation*, Vol. 145, No. 1, February 1998
- [21] G. M. Galvan-Tejada, J. G. Gardiner, "Theoretical blocking probability for SDMA", *IEE Proceedings-Communications*, Vol. 146, No. 5, October 1999
- [22] X. Fang, "More realistic analysis for blocking probability in SDMA systems", *IEE Proceedings-Communications*, Vol. 149, No. 3, June 2002
- [23] M. H. Kori, S. Mahapatra, "Switched reflection phase shifter", *Electronics letters*, Vol. 22 No. 10, May 1986
- [24] J. F. White, "High power, p-i-n diode controlled microwave transmission phase shifters", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 13, No. 2, March 1965
- [25] M. Teshiba, R. V. Leeuwen, G. Sakamoto, T. Cisco, "A SiGe MMIC 6-Bit PIN diode phase shifter", *IEEE Microwave and wireless components letters*, Vol. 12, No. 12 December 2002
- [26] R. K. Mains, G I. Haddad, D. F. Peterson, "Investigations of broad-band, linear phase shifters using optimum varactor diode doping profiles", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 29, No. 1, November 1981
- [27] F. Ellinger, H. Jäckel, W. Bächtold, "Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 51, No. 4, April 2003
- [28] A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Ehmke, C. L. Goldsmith, "X-Band RF MEMS phase shifters for phased array applications", *IEEE Microwave and guided wave letters*, Vol. 9, No. 12, December 1999
- [29] W. W. G. Hui, J. M. Bell, M. F. Iskander, J. J. Lee, "Low-cost microstrip-line-based ferrite phase shifter design for phased array antenna applications", *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, Vol. 6, 2007
- [30] G.F. Dionne, D.E. Oates, D. H. Temme, "YBCO/Ferrite low-loss microwave phase shifter" *IEEE Transactions on applied superconductivity*, Vol. 5, No. 2, June 1995
- [31] J. D. Fredrick, Y. Wang, T. Itoh, "A smart antenna receiver array using a single RF channel and digital beamforming", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 50, No. 12, December 2002
- [32] Z. Zhang, M. F. Iskander, Z. Yun, A. Host-Madsen, "Hybrid smart antenna system using directional elements-performance analysis in flat Rayleigh fading", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. 51, No. 10, June 2003

- [33] S. S. Jeon, Y. Wang, Y. Qian, T. Itoh, "A novel smart antenna system implementation for broad-band wireless communications", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. 50, No. 5, May 2002
- [34] J. Yao, J. Yang, Y. Lui, "Continuous true-time-delay beamforming employing a multiwavelehgth tunable fiber laser source", *IEEE Photonics technology letters*, Vol. 14, No. 5, May 2002
- [35] Y. Lui, J. Yao, J. Yang, "Wideband true-time-delay beam former that employs a tunable chirped fiber grating prism", *Applied optics*, Vol. 42, No. 13, May 2003
- [36] B. Ortega, J. L. Cruz, J. Capmany, M. V. Andrés, D. Pastor, "Variable delay line for phased-array antenna based on a chirped fiber grating", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 48, No. 8, August 2000
- [37] B. Tsap, Y. Chang, H. R. Fetterman, A. F. J. Levi, D. A. Cohen, I. Newberg, "Phased-array optically controlled receiver using a serial feed", *IEEE Photonics technology letters*, Vol. 10, No. 2, February 1998
- [38] A. Koumasis, P. Kostarakis, "An optimum photonic system drivers a phased array antenna", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 48, No. 9, September 2006
- [39] X. Jin, J. Lui, X. Lui, X. Zhang, "Optical steering of a phased array antenna based on fast delay-line switches", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 48, No. 7, July 2006
- [40] W. Hg, A. W. Walston, G. L. Tangonan, J. J. Lee, I. L. Newberg, N. Bernstein, "The firs demonstration of an optically steered microwave phased array antenna using true-time-delay", *Journal of lightwave technology*, Vol. 9, No. 9, September 1991
- [41] B. Vidal, D. Madrid, J. L. Corral, V. Polo, A. Martínez, J. Hendrik den Besten, F. Soares, J. Marti, M. K. Smit, "Photonic true-time-delay beamformer for broadband wireless access networks at 40 GHz Band", *Microwave symposium digest, 2002 IEEE MTT-S International*, 2-7 June 2002
- [42] Y. Chen, K. Wu, F. Zhao, G. Kim, R. T. Chen, "Reconfigurable true-time delay for wideband phased-array antennas, Emerging optoelectronic applications", *Proceedings of SPIE*, Vol. 5363, Bellingham, WA, 2004
- [43] R. Soref, "Optical dispersion technique for time-delay beam steering", *Applied optics*, Vol. 31, No. 35, December 1992
- [44] S. Blanc, M. Alouini, K. Garenaux, M. Queguiner, T. Merlet, "Optical multibeamforming network based on WDM and dispersion fiber in receive mode", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 54, No. 1, January 2006
- [45] P. J. Matthews, M. Y. Frankel, R. D. Esman, "A wide-band fiber-optic true-time-steered array receiver capable of multiple independent simultaneous beams", *IEEE Photonics technology letters*, Vol. 10, No. 5, May 1998
- [46] H. Parvery, P. D. Bin, C. Decroze, B. Jacko, A. Reineix, A. Barthelemy, "Wideband optoelectronic antenna system for DCS-UMTS applications", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 47, No. 2, October 2005
- [47] M. Y. Frankel, R. D. Esman, M. G. Parent, "Array Transmitter/receiver controlled by a true time-delay fiber-optic beamformer", *IEEE Photonics technology letters*, Vol. 7, No. 10, October 1995

- [48] M. Y. Frankel, R. D. Esmann, "True time-delay fiber-optic control of an ultrawideband array transmitter/receiver with multibeam capability", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 43, No. 9, September 1995
- [49] G. Grosskopf, R. Eggemann, S. Zinal, B. Kuhlow, G. Przyrembel, D. Rohde, A. Kortke, H. Ehlers, "Photonic 60-GHz maximum directivity beam former for smart antennas in mobile broad-band communications", *IEEE Photonics technology letters*, Vol. 14, No.8, August 2002
- [50] G. Grosskopf, R. Eggemann, H. Ehlers, A. Kortke, B. Kuhlow, G. Przyrembel, D. Rohde, S. Zinal, "Maximum directivity beam-former at 60 GHz with optical feeder", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. 51, No. 11, November 2003
- [51] M. S. Choi, G. Grosskopf, D. Rohde, B. Kuhlow, G. Przyrembel, H. Ehlers, "Experiments on DOA-estimation and beamforming for 60 GHz smart antennas", *Vehicular technology conference, 2003. VTC 2003-Spring, The 57h IEEE Semiannual*
- [52] A. J. Cooper, "Fibre/radio for the provision of cordless/mobile telephony services in the access network", *Electronics letters*, Vol. 26, No. 24, November 1990
- [53] H. Ogawa, D. Polifko, S. Banba, "Millimeter-wave fiber optics system for personal radio communication", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 40, No. 12, December 1992
- [54] A. J. Seeds, "Microwave photonic link", *Microwave photonics, 2004 MWP'04, 2004 IEEE International topical meeting*
- [55] D. Wake, M. Webster, G. Wimpenny, K. Beacham, L. Ceawford, "Radio over fibre for mobile communications", *Microwave photonics, 2004 MWP'04, 2004 IEEE International topical meeting*
- [56] A. J. Seeds, "Microwave photonics", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 50, No. 3, March 2002
- [57] A. J. Seeds, K. J. Williams, "Microwave photonics", *Journal of lightwave technology*, Vol. 24, No. 12, December 2006
- [58] T.-S. Chu, M. J. Gans, "Fiber optic microcellular radio", *IEEE Transactions on vehicular technology*, Vol. 40, No. 3, August 1991
- [59] D. Wake, D. Johansson, D. G. Moodie, "Passive picocell: a new concept in wireless network infrastructure", *Electronics letters*, Vol. 33, No. 5, February 1997
- [60] O. Kjebon, R. Schatz, S. Lourdudoss, S. Nilsson, B. StAlnacke, L. Backbom, "30GHz direct modulation bandwidth in detuned loaded InGaAsP DBR lasers at 1.55 μ m wavelength", *Electronics letters*, Vol. 33, No. 6, March 1997
- [61] Y. Matsui, H. Murai, S. Arahira, S. Kutsuzawa, Y. Ogawa, "30-GHz Bandwidth 1.55- μ m Strain-Compensated InGaAlAs-InGaAsP MQW Laser", *IEEE Photonics technology letters*, Vol. 9, No. 1, January 1997
- [62] T. Yoneyama, D. Dawn, T. hanasaka, "Optical intensity modulator using inverted slot line at 60 GHz", *Microwave photonics, 1996. MWP '96, Technical digest 1996*
- [63] K. Noguchi, O. Mitomi, H. Miyazawa, "Millimeter-wave Ti:LiNbO₃ optical modulators", *Journal of lightwave technology*, Vol. 16, No. 4, April 1998
- [64] K. Kato, A. Kozen, Y. Muramoto, Y. Itaya, T. Nagatsuma, M. Yaita, "110-GHz, 50%-efficiency mushroom- mesa waveguide p-i-n photodiode for a 1.55- μ m wavelength", *IEEE Photonics technology letters*, Vol. 6, No. 6, June 1994

- [65] Y.-G. Wey, K. Giboney, J. Bowers, M. Rodwell, P. Silvestre, P. Thiagarajan, G. Robinson, "110-GHz GaInAs/InP double heterostructure p-i-n photodetectors", *Journal of lightwave technology*, Vol. 13, No. 7, July 1995
- [66] H. Ito, S. Kodama, Y. Muramoto, T. Furuta, T. Nagatsuma, T. Ishibashi, "High-speed and high-output InP-InGaAs unitraveling-carrier photodiodes", *IEEE Journal of selected topics in quantum electronics*, Vol. 10, No. 4, July/August 2004
- [67] L. Zheng, X. Zhang, Y. Zeng, S. R. Tatavarti, S. P. Watkins, C. R. Bolognesi, Stéphane Demiguel, J. C. Campbell, "Demonstration of high-speed staggered lineup GaAsSb-InP unitraveling carrier photodiodes", *IEEE Photonics technology letters*, Vol. 17, No. 3, March 2005
- [68] A. Kobaykov, M. Sauer, N. Nishiyama, A. Chamarti, F. Annunziata, J. Hurley, C. Caneau, J. George, C.-E. Zah, "802.11a/g WLAN radio transmission at 1.3 μm over 1.1 km multi-mode and >30 km standard single-mode fiber using InP VCSEL", 32nd ECOC 2006
- [69] Z. Jia, J. Yu, G.-K. Chang, "A full-duplex radio-over-fiber system with 2.5Gbit/s data symmetric delivery over 40km SMF-28", 32nd ECOC 2006
- [70] E. I. Ackerman, C. H. Cox, "RF fiber-optic link performance", *IEEE Microwave magazine*, Vol. 2, No. 4, December 2001
- [71] C. H. Cox III, E. I. Ackerman, G. E. Betts, J. L. Prince, "Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 54, No. 2, February 2006
- [72] R. C. Hansen, "Phased array antennas", John Wiley & Sons, Inc., 1998
- [73] J. Budin, "Antene: teorija, naprave, merjenja", Fakulteta za elektrotehniko, 1968 Ljubljana
- [74] A. E. Zooghyby, "Smart antenna engineering", Srtech house, Inc, 2005
- [75] P. Hariharan, "Basics of interferometry", Academic Press, Inc. 1992
- [76] S. T. Johns, D. A. Norton, C.W. Keefer, R. Erdmann, R.A. Soref, Variable time delay of microwave signals using high dispersion fibre, *Electronics Letters*, Vol. 29, No. 6, March 1993
- [77] B.E.A. Saleh, M.C. Teich, "Fundamentals of photonics", 1991 John Wiley & Sons, Inc.
- [78] F. C. Allard, "Fiber optics handbook for engineers and scientists", 1990 McGraw-Hill, Inc
- [79] J. Budin, "Optične komunikacije", 1993 ZAFER
- [80] G. Ghosh, M. Endo, T. Iwasalu, "Temperature-dependent Sellmeier coefficients and chromatic dispersions for some optical fiber glasses", *Journal of lightwave technology*, Vol. 12, No. 8, August 1994
- [81] M. J. Hamp, J. Wright, M. Hubbard, B. Brimacombe, "Investigation into the temperature dependence of chromatic dispersion in optical fiber", *IEEE Photonics technology letters*, Vol. 14, No 11, November 2002
- [82] J. M. Beste, L. Clayton Jr., J.H. Cook Jr., H. L. Crispin, C. H. Currie, D. M. Fraley, R. A. Heaton, L. H. Hemming, T. G. Hickman, J. S. Hollis, S. F. Hutchins, T. J. Lyon, C.

- C. Morris, R. E. Pidgeon Jr., T. D. Smith, "Microwave antenna measurement", Scientific Atlanta, Third edition
- [83] P. Ritoša, "Proizvajanje radiofrekvenčnega signala s pomočjo dveh svetlobnih nosilcev", Ljubljana, 2004
- [84] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, "Microstrip antenna design handbook", Artech House, 2001
- [85] E. I. Ackerman, C. H. Cox, "RF fiber-optic link performance", IEEE Microwave magazine, December 2001
- [86] C. H. Cox III, E. I. Ackerman, G. E. Betts, J. L. Prince, "Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 54, No. 2, February 2006
- [87] L. Kazovsky, S. Benedetto, A. Willner, "Optical fiber communications systems", Artec House, Inc. 1996
- [88] J. Gowar, "Optical communications systems, Second edition", Prentice Hall, Ltd 1993
- [89] I. Fatadin, D. Ives, M. Wicks, "Numerical Simulation of Intensity and Phase Noise From Extracted Parameters for CW DFB Lasers", IEEE Journal of quantum electronics, Vol. 42, No. 9, September 2006
- [90] C. Lin, "Optoelectronics technology and lightwave communications systems", Van Nostrand Reinhold, 1989
- [91] K. Tsuzuki, T. Ishibashi, T. Ito, S. Oku, Y. Shibata, R. Iga, Y. Kondo, Y. Tohmori, "40 Gbit/s n-i-n InP Mach-Zehnder modulator with a π voltage of 2.2 V", Electronics letters, Vol. 39 No. 20, October 2003
- [92] Nortel Networks, "Technical document detailing, The setup and optimization of the Nortel OC48/STM16, 2,5Gb/s integrated InP Mach Zehnder modulated transmitter for DWDM optical system. LCM155W-20A", Issue 01, 2002
- [93] D. C. Scott, T. A. Vang, J. Elliott, D. Forbes, J. Lacey, K. Everett, F. Alvarez, R. Johnson, A. Krispin, J. Brock, L. Lembo, H. Jiang, D. S. Shin, J.T. Zhu, P. K. L. Yu, "Measurement of IP3 in p-i-n Photodetectors and Proposed Performance Requirements for RF Fiber-Optic Links", IEEE Photonics technology letters, Vol. 12, No. 4, April 2000
- [94] K. J. Williams, L. T. Nichols, R. D. Esman, "Photodetector nonlinearity limitations on a high-dynamic range 3 GHz fiber optic link", Journal of lightwave technology, Vol. 16, No. 2, February 1998
- [95] G. P. Agrawal, "Fiber-optics communications systems, second edition", John Wiley & Sons, Inc., 1997
- [96] G. P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics, second edition", AT&T Bell Laboratories 1989, ACADEMIC PRESS, INC. 1995
- [97] S. Tariq, J. C. Palais, M. K. Dhodhi, R. E. Ahmed, "Next generation DWDM networks: demands, capabilities and limitations", Canadian conference on electrical and computer engineering, Vol. 2, March 2000
- [98] F. C. Allard, "Fiber optics handbook for engineers and scientists", McGraw-Hill Book Co., 1990
- [99] T. LI, "The impact of optical amplifiers on long-distance lightwave telecommunications", Proceedings of the IEEE, Vol. 81, No. 11. November 1993

- [100] B. W. Hakki, "Polarization mode dispersion in single mode fiber", *Journal of lightwave technology*, Vol. 14, No. 10, October 1996
- [101] M. Brodsky, N. J. Frigo, M. Boroditsky, M. Tur, "Polarization Mode Dispersion of Installed Fibers", *Journal of lightwave technology*, Vol. 24, No. 12, December 2006
- [102] D. Breuer, H.-J. Tessmann, A. Gladisch, H.M. Foisel, G. Neumann, H. Reiner, H. Cremer, "Measurements of PMD in the installed fiber plant of Deutsche Telekom", 2003 Digest of the LEOS summer topical meetings, 14-16 July 2003
- [103] D. A. Nolan, X. Chen, M.-J. Li, "Fibers with low polarization-mode dispersion", *Journal of lightwave technology*, Vol. 22, No. 4, April 2004
- [104] M.-J. Li, X. Chen, D.A. Nolan, "Ultra low PMD fibers by fiber spinning", *Optical fiber communication conference, 2004. OFC 2004*, Vol. 2, Feb. 2004
- [105] A.Galtarossa, L. Palmieri, A. Pizzinat, G. Roba, D.Sarchi, "Ultra low PMD fibers for long-haul high-capacity systems", *Optical fiber communication conference and exhibit, 2001. OFC 2001*, Vol. 4, 2001
- [106] K.-L. Wong, "Planar antennas for wireless communications", John Wiley & Sons, 2003
- [107] C. A. Balanis, "Antenna theory, Analysis and design", 1982 John Wiley & Sons, Inc.
- [108] D. M. Pozar, "Consideration for millimeter wave printed antennas", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. AP-31, 1983
- [109] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, "Microstrip antenna design handbook", Artech House, 2001
- [110] J. Huang, "The Finite Ground Plane Effect on the Microstrip Antenna Radiation Patterns", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. AP-31, 1983
- [111] S.A. Bokhari, J.R. Mosig, F.E. Gardiol, "Radiation pattern computation of microstrip antennas on finite size ground planes", *Proceedings IEE*, Vol. 139, Pt. H, 1992,
- [112] J. R. James, P. S. Hall, "Handbook of microstrip antennas", Peter Peregrinus Ltd., London 1989
- [113] M. Malkomes, "Mutual coupling between microstrip patch antennas", *Electronics letters*, Vol.18, No. 12, June 1982
- [114] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Mutual coupling reduction of microstrip antennas using electromagnetic band-gap structure", *IEEE Antennas and propagation society international symposium*, Vol. 2, 8-13 July 2001
- [115] A. A. L. Neyestanak, F. Jolani, M. Dadgarpour, "Mutual coupling reduction between two microstrip patch antennas", *Electrical and computer engineering, 2008, CCECE 2008*, May 2008
- [116] E. C. Ngai, D. J. Blejer, "Mutual coupling analyses for small GPS adaptive arrays", *IEEE Antennas and propagation society international symposium*, Vol. 4, July 2001
- [117] R. Borowiec, R. Hossa, P. Slobodzian, Z. Langowski, "Compensation of mutual coupling in small antenna arrays", *14th International conference on microwaves, radar and wireless communications, 2002, MIKON-2002*, Vol. 3, May 2002
- [118] M. Gimersky, J. Bornemann, "Investigation of mutual coupling effects on the radiation pattern of rectangular patch antennas", *Antennas and propagation society international symposium, 1992*, Vol. 2, July 1992, pp. 1194 – 1197

Izjava

Izjavljam, da sem doktorsko disertacijo izdelal samostojno pod vodstvom mentorja prof. dr. Matjaža Vidmarja, univ. dipl. inž. Izkazano pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

Patrik Ritoša, univ. dipl. inž.