

Antene

Miha Bratkovič

Univerza v Ljubljani
Fakulteta za matematiko in fiziko
1111 Ljubljana, Jadranska 19

Šentjernej, 10. 5. 2008

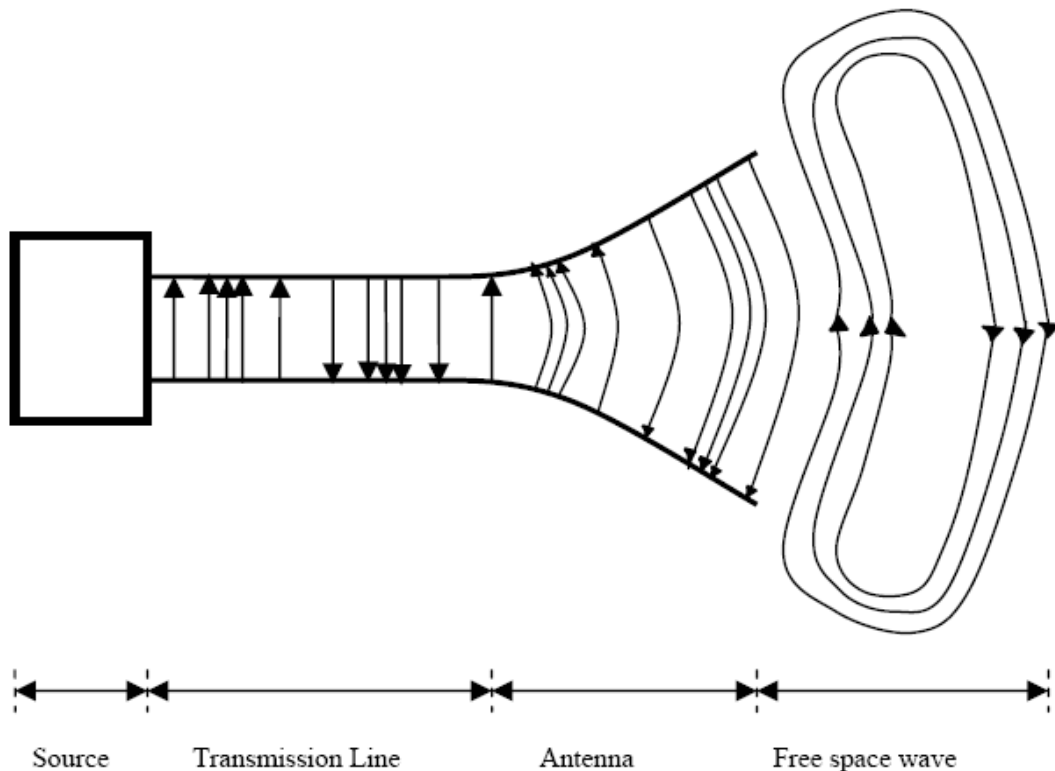
Povzetek

Antene srečujemo na vsakem koraku. Postale so tako rekoč nepogrešljiv člen brezžičnih komunikacij. Tehnologija sevanja je sicer že stara čez 100 let, ponuja pa se izziv aplikacije, dizajnov ter naprednejših rešitev iz področja elektromagnetnega sevanja. V seminarju bomo na kratko opisali sevanje klasičnega dipola, nato pa se omejili na fraktalne antene, ki dosti obetajo. Predstavljeni so najbolj znani primeri fraktalnih anten ter njihove optimizacije ter karakteristike sevanja. Ker je tema fraktalnih anten izrazito specifična so posebej opisani fraktali ter njihove osnovne značilnosti. Na koncu predstavimo še dualna frekvenčno dualno krožno polarizirano anteno, ki nakaže novo dimenzijo delovanja anten s svojim vzporednim delovanjem pri dveh frekvencah.

1 Uvod

Antene so kovinske strukture, ki sevajo in sprejemajo elektromagnetno energijo. Postavljene so med *transmisijsko linijo* [1] in prostorom, v katerem je običajno navaden zrak. Uradna IEEE definicija antene [2] opisuje kot tisti del transmittivnega ali sprejemnega sistema, ki je narejen za radiacijo oziroma sprejemanje elektromagnetnih valov.

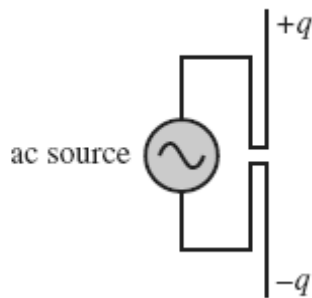
Sevanje antene lahko ponazorimo s pomočjo slike 1, kjer je prikazan priključen sinusni napetostni vir na dvožično transmisijsko linijo. Električno polje, ki se oblikuje, potuje po liniji in se izseva v obliki zaključenih električnih silnic.



Slika 1: Shema sevanja antene. Napetostni vir pošilja izmenični tok po transmisijski liniji, ter se na koncu izseva v prostor. Skica električnih silnic na desni je simbolična [3].

Dipolna antena

Najprej omenimo klasično *dipolno anteno* [4] ali anteno *lambda polovic*, ki je najbolj znana. Sestavlja jo ravna žica dolžine $2l$, ki jo na sredini napaja transmisijska linija, kot je vidno na sliki 2. Polvalovni dipol ima dolžino $2l = \lambda/2$ [4].



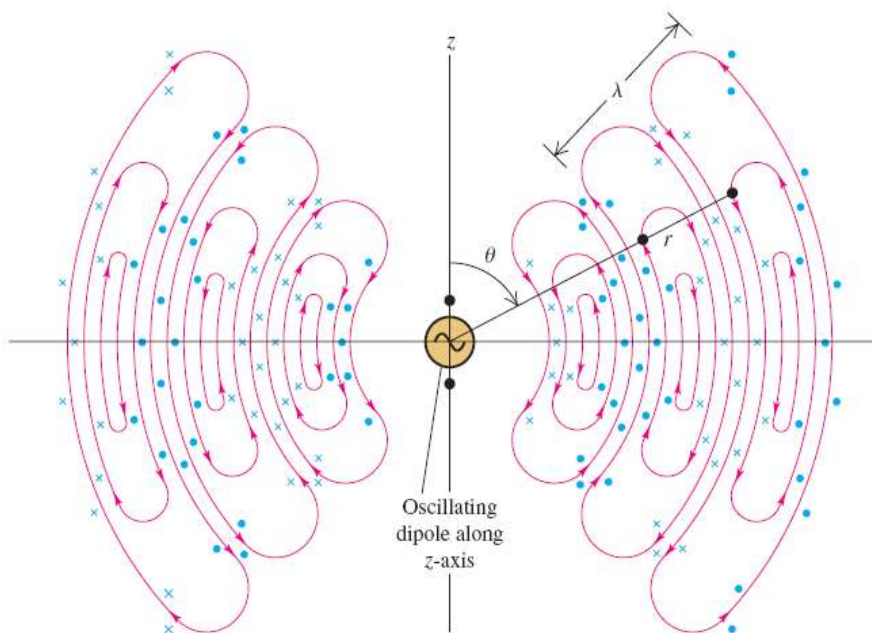
Slika 2: Shema dipolne antene: izmenični vir napetosti na levi napaja anteno na sredini [3].

Radiacijski vzorec polja je dokaj zapleten, vendar se poenostavi daleč od antene. V tej aproksimaciji se elektromagnetni valovi širijo radialno navzven v obliki koncentričnih krogov s središčem na sredini antene. Na sliki 3 vidimo značilne smeri \mathbf{E} in \mathbf{B} , katerih intenzitete lahko v sferičnih koordinatah zapišemo kot [4]

$$E(r, \theta, \varphi, t) = \frac{-p_0 k_2}{4\pi\epsilon_0 c} \frac{\sin\theta}{r} \sin(kr - \omega t) \quad (1)$$

$$B(r, \theta, \varphi, t) = \frac{-p_0 k_2}{4\pi\epsilon_0 c} \frac{\sin\theta}{r} \sin(kr - \omega t) \quad (2)$$

Torej je v tem približku polje najmočnejše v pravokotni smeri antene in ima celo vrednost 0 v njeni vzporedni smeri. Značilno za sevanje dipola daleč stran je tudi odvisnost polja $1/r$.



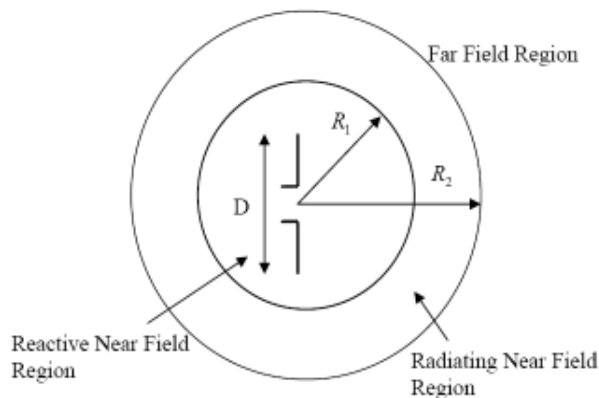
Slika 3: Reprezentacija električnega (rdeče črte) in magnetnega (modre pike) polja v ravnini oscilirajočega dipola. Iz slike lahko razberemo tudi smeri toka energije ali smeri Poyntingovega vektorja s pomočjo znane relacije $\mathbf{P} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$ [4].

Karakteristike antene

Lastnosti antene določa kar nekaj parametrov. Spodaj je naštetih nekaj najpomembnejših.

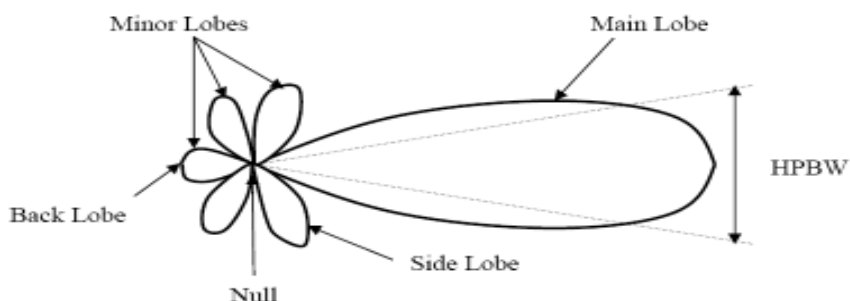
Sevalni vzorec

Radiacijski vzorec antene ponazarjamo z grafom intenzitete polja v *daljni regiji* [4] antene kot funkcijo prostorskih koordinat. Območje okoli antene je namreč razdeljeno na *reaktivno regijo bližnjega polja*, *sevalno regijo bližnjega polja* in *regijo daljnega sevalnega polja* [4], ki so ponazorjene na sliki 4. Polmera, ki določata meje regij, sta določena kot $R_1 = 0.62\sqrt{D^3 / \lambda}$ ter $R_2 = 2D^2 / \lambda$ [4], kjer je D največja dimenzija antene in λ valovna dolžina. V reaktivnem območju je značilna prevlada reaktivnega polja ter odsotnost disipacije. V bližnji sevalni ali *Fresnelovi regiji* [4] so smerne porazdelitve polja odvisne od oddaljenosti od antene. Daljna sevalna *Fraunhoferjeva regija* [4] ima prisotna le radiacijska polja, torej ni reaktivnih. Smerne porazdelitve polja ni odvisna od razdalje od antene in gostota moči pada s kvadratom razdalje.



Slika 4: Regije polja okoli antene. R_1 in R_2 predstavljata meje območij [3].

Bolj natančno je radiacijski vzorec graf moči, izsevane na prostorski kot, kar je ravno intenziteta sevanja. V praksi izotropnih anten ni, pogosto se uporabljajo *usmerjene antene*, ki izsevajo več moči v nekatere smeri kot v druge. Primer radiacijskega vzorca usmerjene antene vidimo na sliki 5. Vidni so *stranski* in *glavni žarek* [4], ki vsebuje smer maksimalne intenzitete. Oznaka HPBW (ang. Half Power Beam Width) predstavlja prostorski kot v katerem je pol močnostnih točk glavnega žarka.



Slika 5: Radiacijski vzorec usmerjene antene, ki je postavljena pravokotno na list. Podajanje intenzitete polja v odvisnosti od polarnega kota je tudi sicer najbolj pogost način prikazovanja sevalnega vzorca. Glavni žarek (desno) vsebuje večino izsevane moči. Stranski žarki ponavadi niso zaželeni pri usmerjenih antenah [3].

Usmerjenost

Definicija usmerjenost določa kot razmerje radiacijske moči v danem prostorskem kotu ter celotne izsevane moči. Z drugimi besedami,

$$D = 4\pi \frac{U}{P} \quad (4)$$

Usmerjenost, D , je torej določena z intenziteto, U , ter izsevano močjo [4]. V primeru, da smer usmerjenosti ni posebej določena, je predpostavljena usmerjenost maksimalne intenzitete. Ponavadi se izraža v dB, ocenjuje pa iz radiacijskega vzorca antene.

Vhodna impedanca

Parameter vhodne impedance, Z_n , je znan že iz elektronike in predstavlja razmerje med napetostjo ter tokom na vhodnih terminalih. Razdeljena je na vhodno upornost, R_{in} , in vhodno reaktanco, X_{in} .

$$Z_{in} = R_{in} + iX_{in} \quad (5)$$

Imaginarni del impedance predstavlja moč, shranjeno v bližnji regiji antene. Upornostni del, R_{in} , sestavljata dve komponenti, radiacijski upor, R_r , in upor izgube, R_L . Moč povezana z radiacijskim uporom je izsevana moč, medtem ko upor izgube predstavlja gretje antene zaradi disipacije [4].

VSWR razmerje

Da lahko antena učinkovito deluje, je potrebno zagotoviti maksimalen prenos moči med transmisijsko linijo in anteno. To se zgodi le, če sta impedanci antene in transmisijske linije ustrezni. Po teoremu maksimalnega prenosa moči [4] je prenos maksimalne moči možen le, če je impedanca transmisijske linije kompleksna konjugiranka impedance antene:

$$Z_{in} = Z_s^* \quad (6)$$

V kolikor ta pogoj ni izpolnjen, se nekaj moči odbije nazaj. Nastane stoječe valovanje, kar lahko karakteriziramo s *parametrom VSWR* (ang. Voltage Standing Wave Ratio) [4]. Definiran je kot

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (7)$$

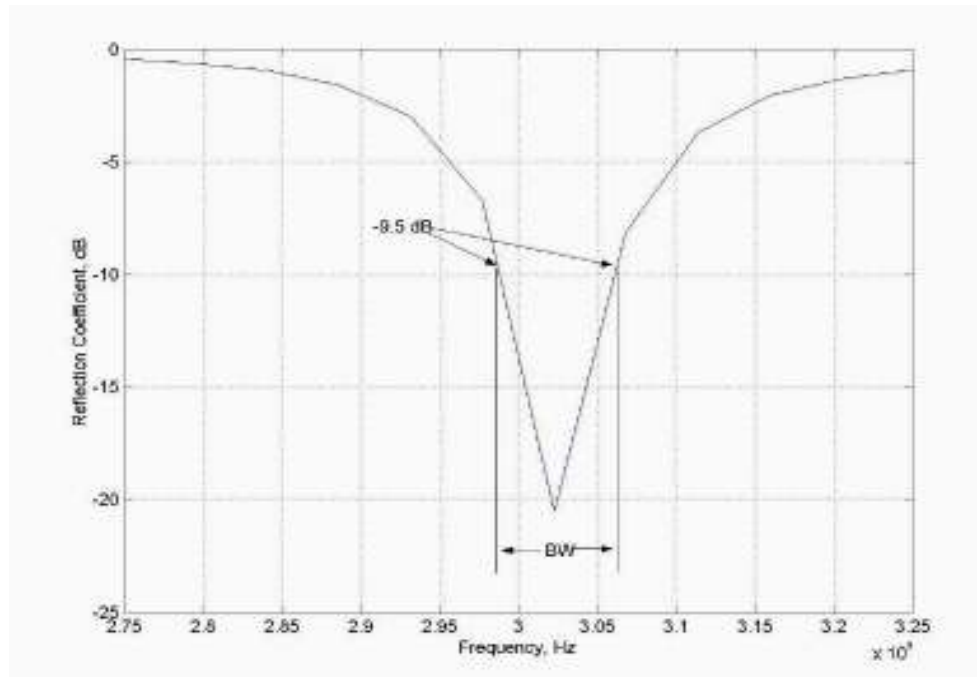
$$\Gamma = \frac{V_r}{V_j} = \frac{Z_{in} - Z_s}{Z_{in} + Z_s} \quad (8)$$

Razmerje Γ se imenuje refleksijski koeficient, V_r in V_j sta amplitudi odbitega in vpadnega valovanja. *VSWR* je v bistvu mera neustreznosti impedanc med transmisijsko linijo in anteno. Višja vrednost pomeni večjo neskladnost. Minimalna vrednost *VSWR* je 1, kar ustreza popolnemu ujemanju impedanc [4].

Pasovna širina

Pod to besedno zvezo bomo razumeli razpon uporabnih frekvenc, ki so v operativnem območju antene. Pas se lahko nahaja na obeh straneh centralne frekvence, pri kateri so določene vhodne impedance, radiacijski vzorci ter širine žarkov. Pasovno širino lahko

definiramo kot razmerje zgornjih frekvenc proti spodnjim ali kot razpon frekvenčnega pasu deljenega s centralno frekvenco. Če je razmerje po prvi definiciji večje od 2, velja antena za širokopasovno [5]. Običajno se operiranje antene preko različnih frekvenc določa z merjenjem *parametra VSWR* (slika 6).



Slika 6: Refleksijski koeficient v odvisnosti od frekvence nam prikazuje delovno območje antene. Klasično je dobro delovanje podano na območju $VSWR \leq 2$, kar ustreza vrednosti refleksijskega koeficienta pod -9.5dB [3].

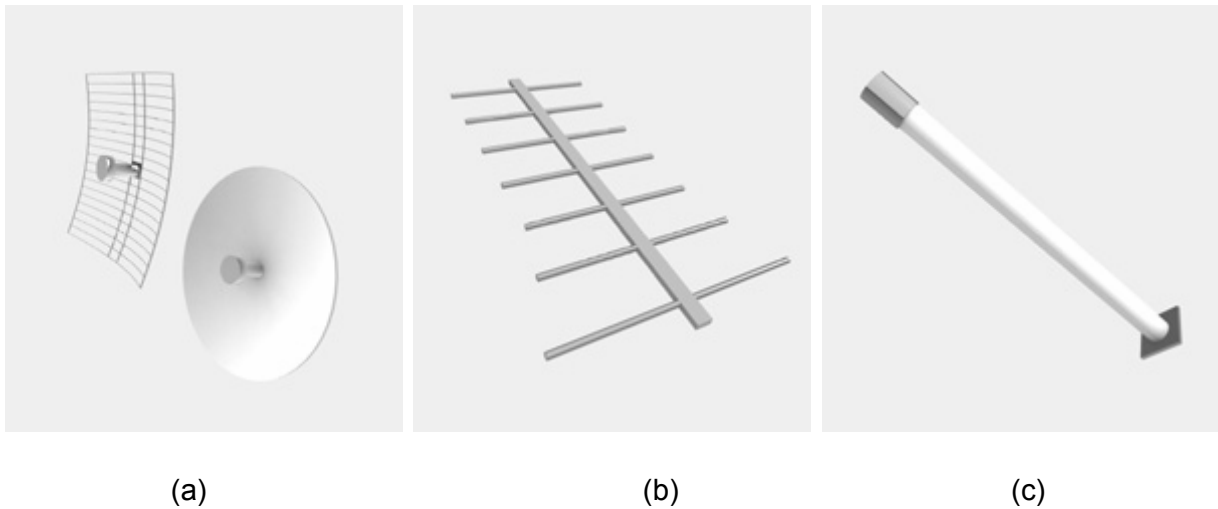
Ojačanje antene

Ojačanje antene podaja mero povečanja moči signala. Vsaka antena je narejena z namenom čim večjega izsevanja moči v želeno smer ter čim manjšim sevanjem v nezaželene smeri.

Parabolične mrežne antene ter tako imenovani krožniki so zelo usmerjene antene in zato primerne za prenos na dolge razdalje. Površina reflektorja je parabolične ali sferične oblike z aktivnim elementom na sredini (slika 7a). Na ta način lahko površina odbije paralelne signale v žariščno točko. Ozek žarek povzroča tudi minimalno interferenco z ostalimi brezžičnimi povezavami, zato so te antene najboljše [5].

Yagi-Uda antene (slika 7b) so kvazi usmerjene. Narejene so iz razporeditve paralelnih dipolnih elementov. Najdaljši element je reflektor, ostali so usmerjevalci. Valovi se širijo od direktorja proti usmerjevalcem [5].

Izotropna antena seva valovanje v vse smeri in ima zaradi tega najmanjše ojačanje. Uporablja se za povezave med več sprejemniki in oddajniki (slika 7c) [5].



Slika 7: Parabolična mrežna antena ali antenski krožniki (a), Yagijeva antena (b) ter izotropna antena (c). Antenski krožnik in Yagijeva antena sta primera usmerjenih anten, medtem ko izotropna seva energijo enakomerno po vsej polarni ravnini [6].

Zaželene lastnosti

Na splošno pri antenah vedno želimo doseči kompaktno velikost ter nevpadljivost. Karakteristike dobre antene se kažejo v širokopasovnosti oziroma multipasovnosti ter zaželeni kvaliteti radiacijskih žarkov. Fraktalne antene kažejo velik potencial v naštetem. Predvsem zaradi majhnih dimenzij in multipasovnosti so že nekaj časa predmet intenzivnega raziskovanja. V nadaljevanju si jih bomo nekoliko podrobneje ogledali.

2 Fraktalne antene

Splošno o fraktalnih antenah

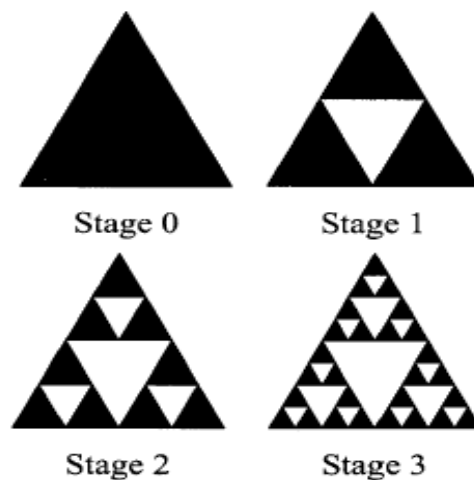
Izraz *fraktal*, ki pomeni zlomljeni ali iregularni fragment, je prvič skoval Mandelbrot [7], da bi opisal družino kompleksnih oblik, ki posedujejo inherentno samopodobnost v njihovih geometrijskih strukturah. Začetna motivacija za razvoj fraktalne geometrije je v veliki meri posledica poglobljenih raziskav vzorcev v naravi [7]. Fraktale so namreč uspešno uporabljali pri modeliranju naravnih objektov, kot so galaksije, oblaki, obale, snežinke, drevesa, listi in še mnogi drugi [9]. Od pionirskega dela Mandelbrota in drugih se je oblikovala široka paleta aplikacij fraktalov. Izmed raziskav fraktalne elektrodinamike še največ obljublja področje aplikacij na antensko teorijo in aplikacije.

Tradicionalni pristopi k analizi antenskih sistemov slonijo na Evklidski geometriji, ki v svetu fraktalov ne velja, saj imajo fizikalne lastnosti fraktalov ploščinski kakor tudi enodimenzionalen značaj. Najpomembnejša lastnost fraktalov je njihova invariantna samopodobnost glede na skalo [9]. V tem je ključ multipasovne karakteristike fraktalne

antene, kakor tudi kompaktnosti. Hitro rastoče področje raziskav postaja *fraktalni antenski inženiring* [8]. Novi pristop omogoča raziskave številnih konfiguracij. Primarni področji fraktalnega antenskega inženiringa so tako študija fraktalno oblikovanih elementov anten ter uporaba fraktalov v antenskih zaporedjih in zaporedjih. V nadaljevanju se bomo posvetili pregledu člankov in objav, izdanih v zadnjih letih na temo fraktalnega antenskega inženiringa.

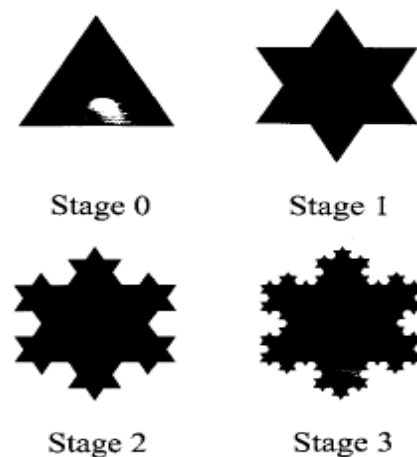
Nekaj uporabnih geometrij inženiringa fraktalnih anten

Izmed antenskih geometrij, ki so se izkazale za zelo uporabne, omenimo najprej *fraktal Sierpinskega* [9]. Razvoj geometrične konstrukcije poteka iz začetnega enakostraničnega trikotnika, iz katerega izrežemo trikotnik iz sredine. Oglišča izrezanega trikotnika so na sredinah stranic, razvoj pa nadaljujemo na preostalih manjših trikotnikih v principu na neomejeni skali (slika 8).



Slika 8: Prve štiri stopnje razvoja fraktala Sierpinskega. Iteracija poteka z izrezovanjem enakostraničnih trikotnikov iz začetne stopnje [9].

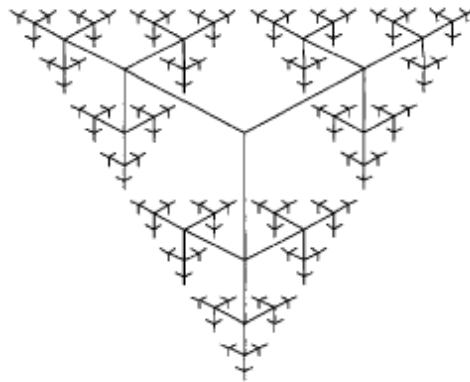
Naslednji popularni fraktal je Kochova snežinka [9]. Ta fraktal prav tako izhaja iz enakostraničnega trikotnika. Vendar za razliko od prejšnjega primera konstruiranje poteka z dodajanjem vedno manjših trikotnikov strukturi v iterativnem smislu (slika 2).



Slika 9: Konstrukcija Kochove snežinke. Na vsako stranico fraktala v naslednjem koraku dodamo manjši trikotnik [9].

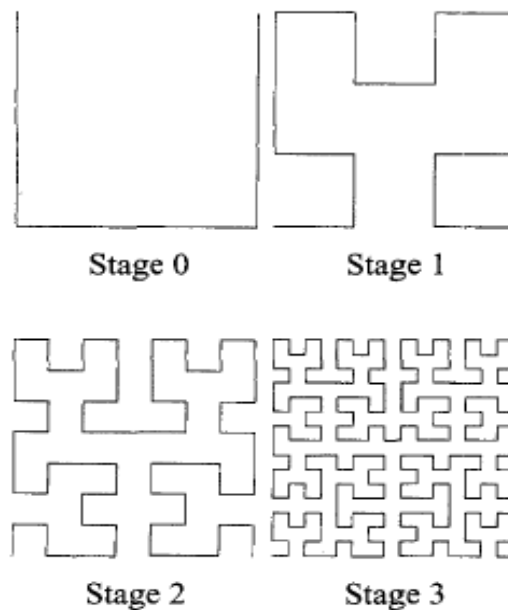
Številne strukture, zasnovane na popolnoma determinističnih ali pa naključnih fraktalnih drevesih, so se tudi izkazale za zelo uporabne. Primer determinističnega fraktalnega drevesa

na sliki 3 je tesno povezan s fraktalom Sierpinskega. Pravzaprav lahko to drevesno geometrijo interpretiramo kot žični ekvivalent tretje stopnje fraktala Sierpinskega.



Slika 10: Četrta stopnja ternarnega fraktalnega drevesa. Očitna je kvalitativna podobnost s fraktali Sierpinskega (slika 10) [9].

Lastnosti *Hilbertove krivulje* [9] ter podobnih krivulj so nadvse uporabne za fraktalne antene. Prostor zapolnjujejo na samoizogibajoč način (slika 4). Za konstrukcijo Hilbertovih anten se uporablja kar žica.



Slika 11: Konstruiranje Hilbertove krivulje. Na ta način ima lahko sklenjena žica zelo dolgo končno dolžino na majhni površini brez stikov [9].

Kochove snežinke in otoke se uporablja predvsem v miniaturiziranih zračnih in mikrotrakovnih antenah [9]. Fraktali Sierpinskega so predvsem zastopani v multipasovnih elementih anten [9].

Iteracijski funkcijski sistemi: jezik fraktalov

Iteracijski funkcijski sistemi (IFS) predstavljajo vsestransko metodo generiranja širokega spektra fraktalnih struktur [10]. Preko teh sistemov potekajo implementacije ter razvoji novih vrst fraktalov. IFS slonijo na vrsti afinih transformacij, w , definiranih z [9]

$$w \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a, b \\ c, d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} . \quad (9)$$

Afina transformacija je določena s šestimi parametri

$$\begin{pmatrix} a, b \parallel e \\ c, d \parallel f \end{pmatrix} , \quad (10)$$

tako da a, b, c in d kontrolirajo vrtenje in velikost, medtem ko e in f predstavljata translacijo. Če sedaj predpostavimo w_1, w_2, \dots, w_N kot nabor afinih transformacij, ter A kot začetno geometrijo, potem lahko novo geometrijo po delovanju transformacij w_i zapišemo kot

$$W(A) = \bigcup_{n=1}^N w_n(A) , \quad (11)$$

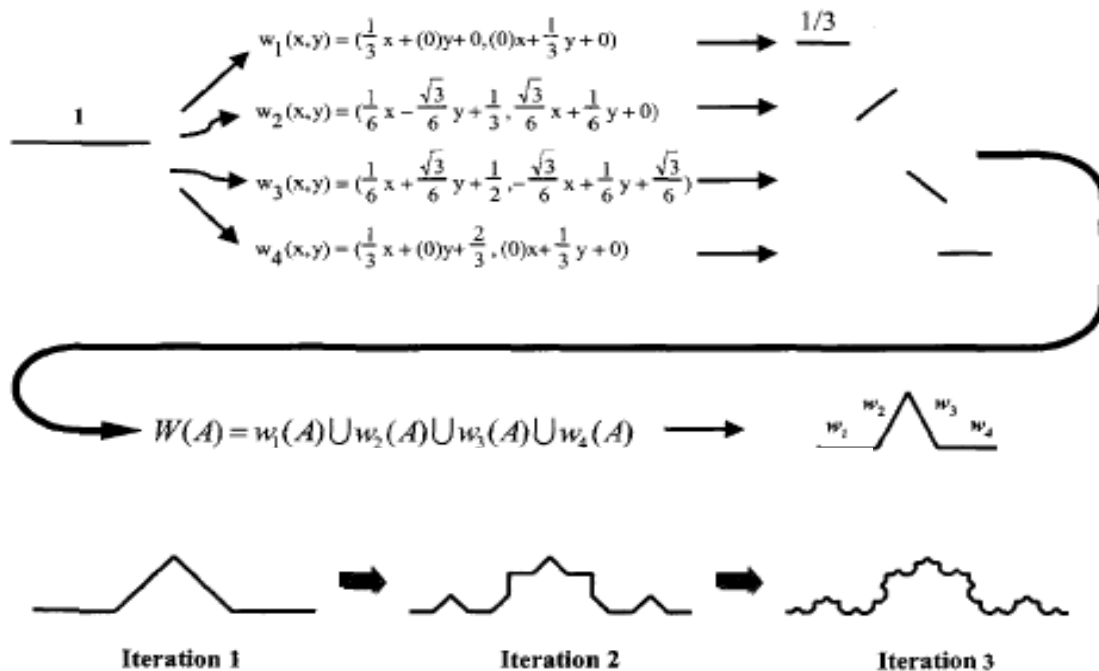
kjer je W znan kot *Hutchinsonov operator* [9]. Fraktalno geometrijo dobimo s ponavljajočim delovanjem W na prejšnjo geometrijo. Tako dobimo iz začetne geometrije A_0

$$A_1 = W(A_0), A_2 = W(A_1), \dots, A_{k+1} = W(A_k) . \quad (12)$$

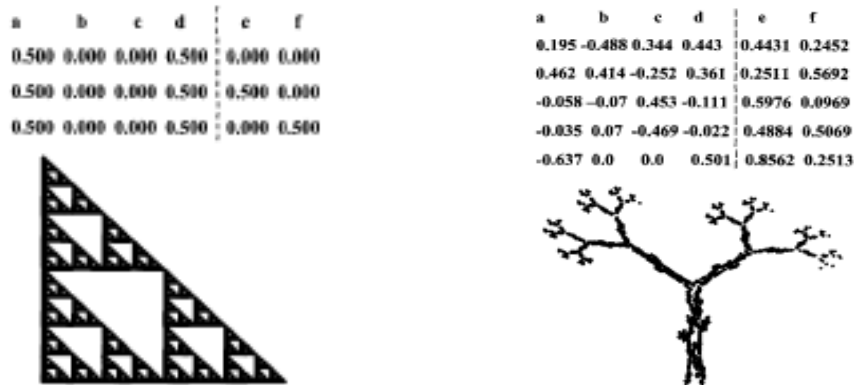
Iteracijski funkcijski sistem generira zaporedje, ki konvergira h končni sliki, A_∞ , tako da velja

$$W(A_\infty) = A_\infty , \quad (13)$$

Ta slika se imenuje atraktor sistema in predstavlja fiksno točko W . Slika 6 ilustrira postopek generiranja Kochove krivulje z iteracijskim funkcijskim pristopom. V tem primeru je začetna slika horizontalna daljica dolžine 1. Na sliki 12 je prikazana aplikacija štirih transformacij, katerih seštevek se izlušči v prvo stopnjo Kochove krivulje, A_1 . Na sliki 13 vidimo Fraktal Sierpinskega ter fraktalno drevo zapisana s parametri IFS. Na ta način lahko zapišemo vsak fraktal [9].



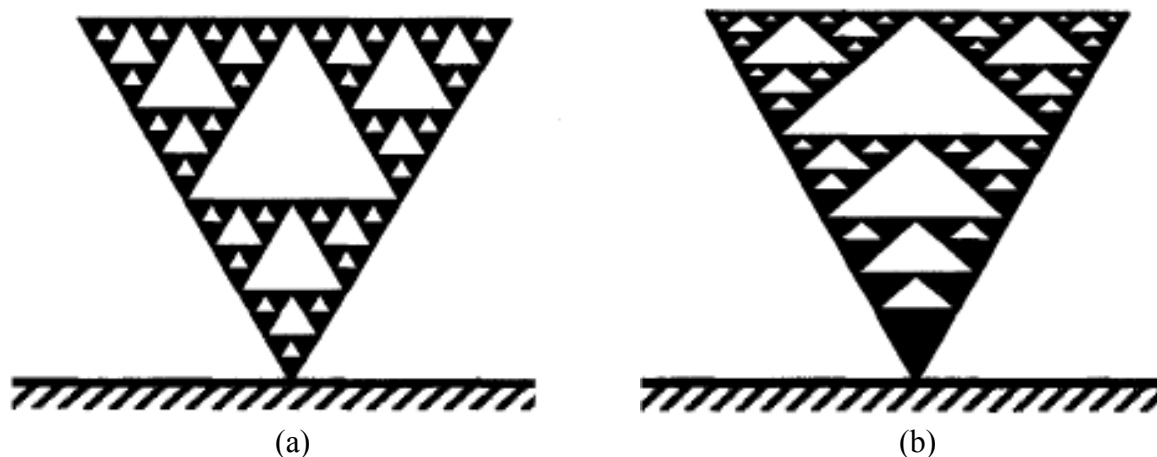
Slika 12: Prve štiri stopnje konstrukcije Kochove krivulje z pristopom IFS. Zgoraj so izpisane afine transformacije poleg njihovih skic na levi. Ponazoritev unije transformacij se kaže v kraku Kochove krivulje (na sredini), ki jo na enak način iterativno razvijamo dalje v naslednje stopnje [9].



Slika 13: Parametri preslikave (9), fraktal Sierpinskega ter fraktalno drevo. Nad sliko dobljene strukture so prikazani njeni parametri IFS [9].

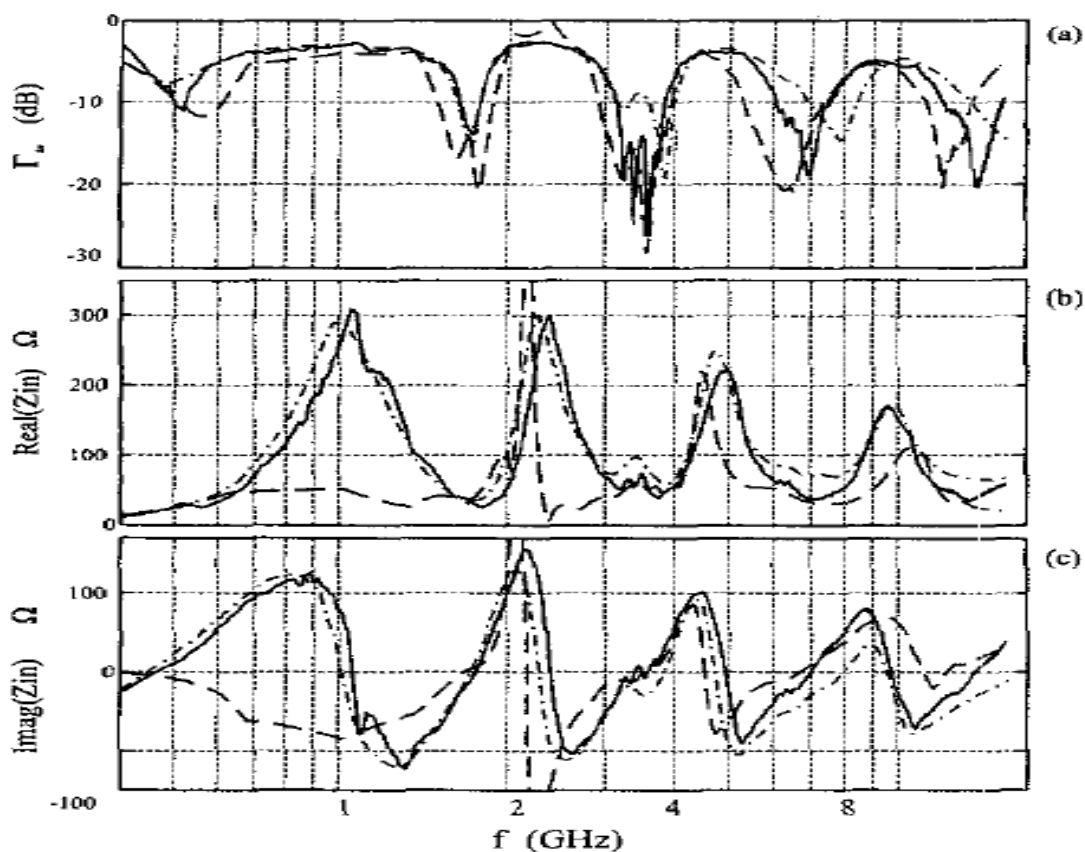
Antene Sierpinskega

Multipasovne fraktalne antene je prvič predstavil Puente [11]. Originalna monopolna verzija je ilustrirana na sliki 14a. Geometrijo antene določa kot $\alpha = 60^\circ$ in samopodobnostni faktor $\delta = 2$, ki predstavlja razmerje fraktalnih dimenzij zaporednih iteracij. Pokazano je bilo [11], da lahko pozicijo frekvenčnih pasov kontroliramo s faktorjem δ , kar se ujema z intuitivno predstavo. Na sliki 14b je prikazana antena Sierpinskega z $\alpha = 60^\circ$ in faktorjem $\delta = 1.5$.



Slika 14: Anteni Sierpinskega z vrednostmi (a) $\delta = 2$ in (b) $\delta = 1.5$. Karakteristična dimenzija lukenj določa centralne frekvence antene [9].

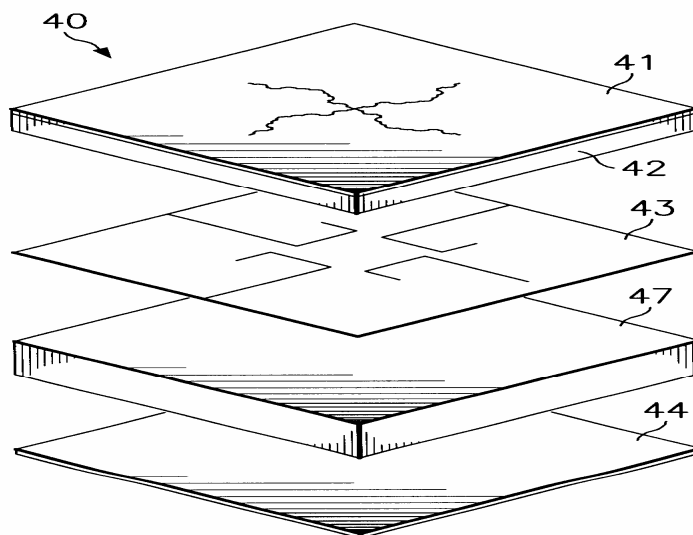
Nadaljne raziskave v perturbacijah geometrij [11] so pokazale, da faktor δ vpliva tudi na vhodno impedanco in ostale radiacijske parametre. Na sliki 15 lahko vidimo dimenzije prototipa s pripadajočimi grafi simuliranih in izmerjenih frekvenčnih odvisnosti refleksijskega koeficienta, vhodne upornosti ter reaktance za pet-iteracijski monopol Sierpinskega.



Slika 15: Vhodni refleksijski koeficient, Γ_{in} , glede na upornost transmisijske linije 50Ω (a), vhodna upornost R_{in} (b) in vhodna reaktanca X_{in} (c). Eksperimentalni podatki so predstavljeni s sklenjeno črto, črtkani črti pa predstavljata simulacijo [9]. Lepo je vidna večpasovna karakteristika antene. Centralnim frekvencam ustrezajo minimi refleksijskega koeficienta, ki sovpadajo z izenačeno impedanco, ko je vrednost upornosti 50Ω in vrednost reaktance 0. Obe simulaciji nekoliko odstopata, kar je posledica napak vzorca ter poenostavitve simulacijskih modelov [9].

Volumske fraktalne antene

Koncept *volumske fraktalne antene* [12] so vpeljali, da bi povečali svobodo planarnih fraktalnih anten na račun povečanja debeline. Predstavnika sta trikotni monopol Sierpinskega ter *mikrotrak kvadratne preproge Sierpinskega*. Na sliki 16 vidimo primer pet plastne konfiguracije mikrotraku.

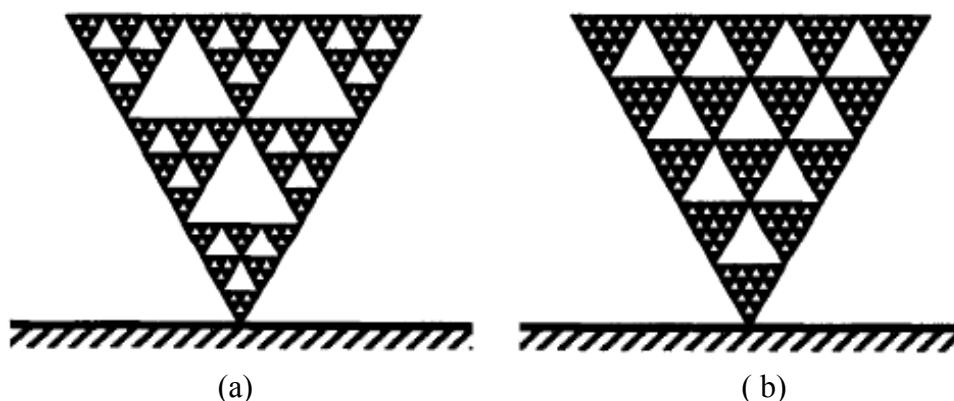


Slika 16: Sestava fraktalnega mikrotraku. Od spodaj navzgor si sledijo ozemljitvena plast, distančna plast, plast napajanja ter plast fraktalnih anten združena z drugo distančno plastjo na vrhu. Napajanje poteka za vsak odsek anten posebej, tako imenovani *navzkrižni mikrotrak* ima štiri take veje. Za ustrezno delovanje morata biti distančni plasti natančno določenih dimenzij [13].

Novejša ideja širokopasovne antene je skladanje kvadratnih in karastih preprog Sierpinskega [9]. Med bolj znane primere spadata še skladovnica monopola Sierpinskega [9] in *obliž* skladovnic mikrotrakov Sierpinskega [9]. Slednja pristopa sta uporabljala majhne parazitsko sklopljene fraktalne elemente za povečanje pasovne širine.

Perturbacije antene

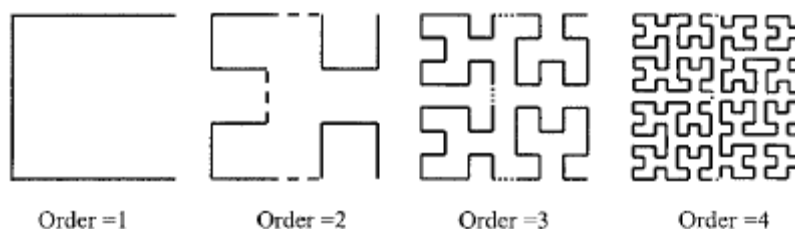
Centralne frekvence fraktalnih anten so odvisne od števila vrezanih vzorcev v osnovne strukture, p . Z drugimi besedami multipasovne lastnosti fraktalnih monopolov slonijo na generalizirani družini mod- p fraktalov [11]. Posebej so preučevali dvopasovne lastnosti fraktalov Sierpinskega glede na perturbacije monopolov [9]. S spreminjanjem parametra p dosežemo znatno fleksibilnost karakteristik pasov, predvsem pozicije in njihove širine. Primera mod-3 in mod-5 monopolov Sierpinskega sta prikazana na sliki 9.



Slika 17: Perturbacije (a) mod-3 in (b) mod-5 monopolov Sierpienskega [9].

Antene Hilbertove krivulje

Različne iteracijske stopnje Hilbertove krivulje prikazuje slika 10, kjer je vidna narava napolnitve ravnine. Ta geometrija ni striktno sebi podobna, ker so potrebne še dodatne vezi, ki povezujejo osnovne vzorce v fraktale naslednje stopnje. Prispevek slednjih (črtkane črte na sliki 10) k skupni dolžini krivulje pa je z večjim redom iteracij kmalu zanemarljiv.



Slika 18: Prve štiri stopnje Hilbertove krivulje. S črtkano črto so narisane dodatne vezi, ki nekoliko spremenijo lastnosti anten [9].

Samopodobnost prav tako določa dimenzijo geometrije. Topološka dimenzija krivulje je sicer 1, ker je sestavljena zgolj iz segmentov črt. Vendar lahko dimenzijo fraktalne krivulje definiramo tudi drugače [8]. Pravzaprav lahko fraktale definiramo kot krivulje necelega števila dimenzij. *Parameter dimenzije podobnosti, D* , je definiran kot

$$D = \log(N) / \log(f) , \tag{14}$$

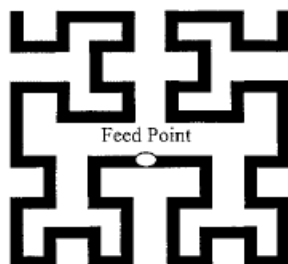
kjer je N število kopij v eni iteraciji in f faktor skale zaporednih iteracij, ki je inverzna vrednost faktorja δ . Slednji Za Hilbertovo krivuljo velja

$$D = \frac{\log[(4^n - 1)/(4^{n-1} - 1)]}{\log[(2^n - 1)/(2^{n-1} - 1)]} \approx (n \rightarrow \infty) \frac{\log(4^n / 4^{n-1})}{\log(2^n / 2^{n-1})} = \frac{\log 4}{\log 2} = 2 . \tag{15}$$

Limita dimenzije podobnosti te krivulje znaša torej 2. Za prvo in drugo iteracijo tako dobimo vrednosti 1.465 in 1.694. Ko se D bliža vrednosti 2, krivulja vse bolj zaponjuje ravnino [8].

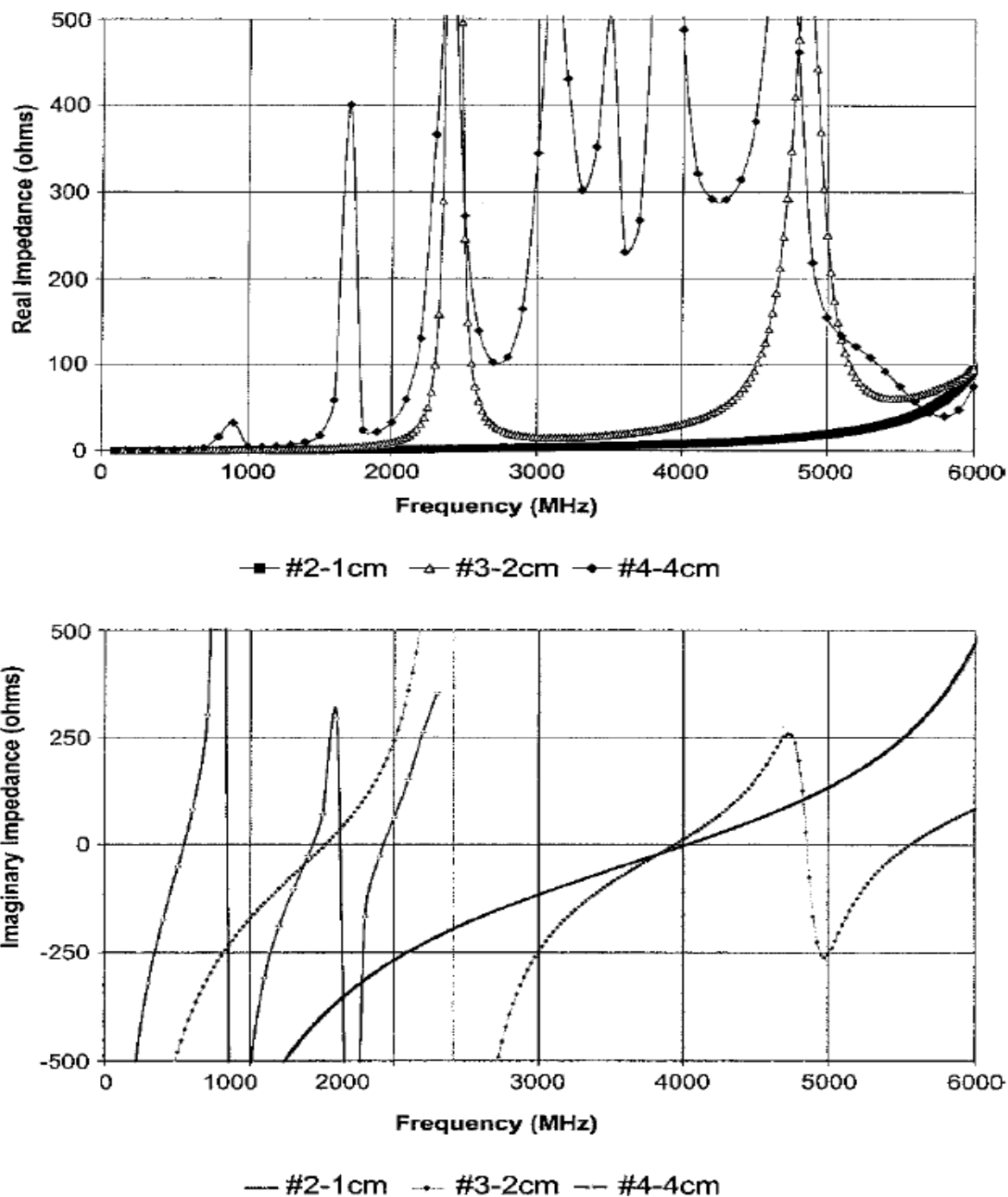
Numerične simulacije

Sledeče simulacije so bile narejene s pomočjo NECa [14], ki je učinkovit program za analizo anten modeliranih z žičnimi segmenti. Ta model predpostavlja anteno brez vsebovanega dielektrika. Tipično geometrijo anten drugega reda kaže slika 19. Točka tokovnega vira se nahaja na zrcalni osi.



Slika 19: Konfiguracija antene s fraktalno strukturo Hilbertove krivulje, uporabljene za NEC simulacijo. Točka napajanja je z vidika karakteristik fraktalnih anten izjemno pomembna, pravzaprav je v praksi njena postavitev eno glavnih orodij spreminjanja lastnosti antene [14].

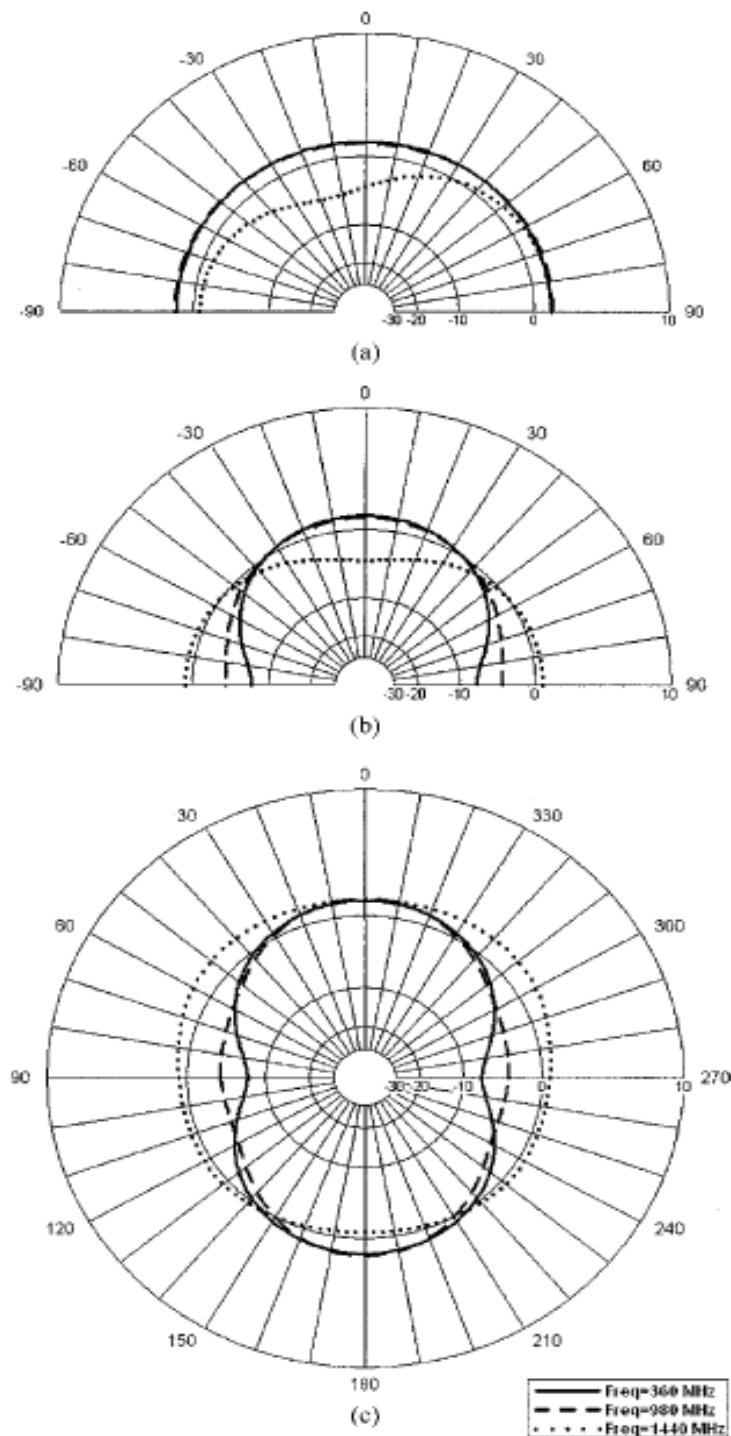
Realna in imaginarna dela vhodne impedance z dvema, tremi in štirimi iteracijami sta prikazana na sliki 20. V teh primerih zasedajo antene kvadratne površine s stranicami dolžin 2, 4 in 8 cm. Torej je antena tretje iteracije sestavljena iz štirih podgeometrij s površino antene druge iteracije. Posledici sta večpasovna karakteristika anten ter samopodobnost karakteristik.



Slika 20: Realni in imaginarni del vhodne impedance za tri iteracijske fraktalne antene Hilbertove krivulje. Legenda pod grafi označuje ustrezni red iteracije ter pripadajočo polovično dolžino stranice antene. Druga resonančna frekvenca za krivuljo tretje iteracije je malce nižje kot resonančna frekvenca za drugo iteracijo. To je posledice dodanih členov vezi v fraktalni geometriji (označenih na sliki 18). Imaginarni del impedance četrte iteracije kaže še veliko resonanc in je prekinjena zaradi jasnosti [14].

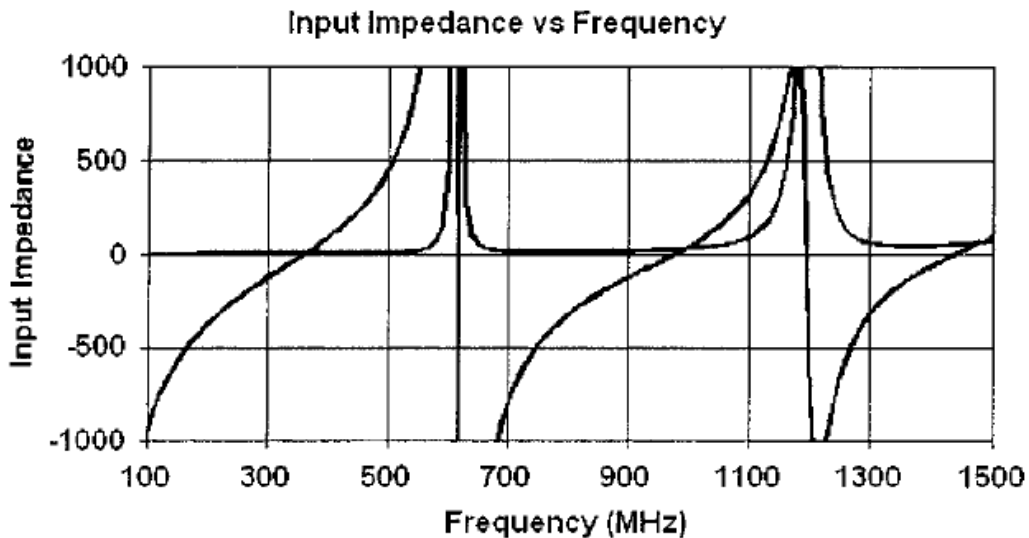
Na sliki 21 so prikazani simulirani sevalni vzorci antene. Njena geometrija je postavljena v ravnino xy . Podane so ortogonalne projekcije intenzitet polj na kartezični koordinatni sistem v polarnih koordinatah. Razberemo lahko, da so si za prvi dve resonanci obliki sevalnega vzorca podobni. To je v nasprotju z običajnimi dipolnimi antenami, kjer se pojavi dodatna

ničla z vsako zaporedno resonanco. Razlog za to razliko leži v dejstvu, da celotna velikost tega sevalca ostane dosti manjša od ekvivalentnih linearnih dipolov pri teh frekvencah.

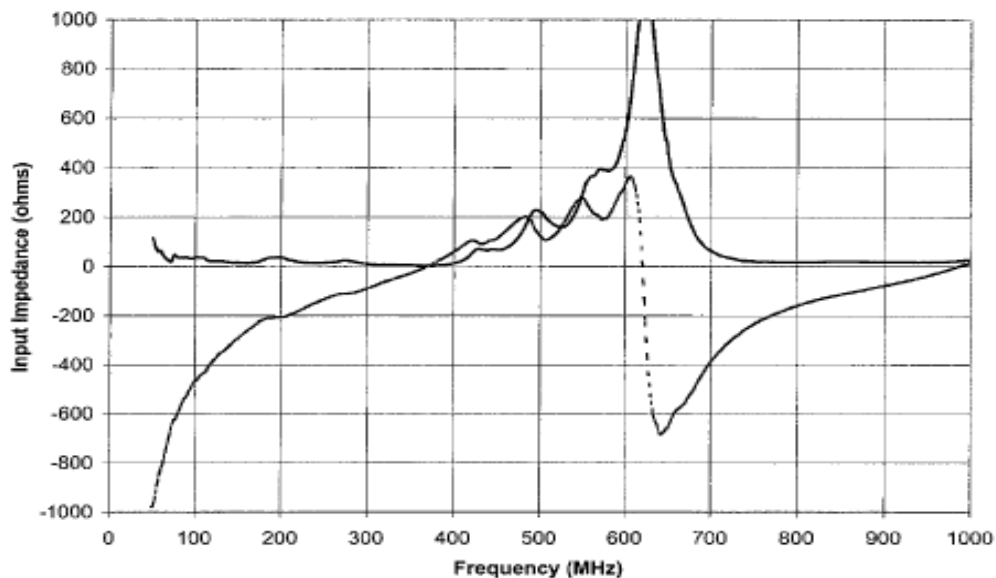


Slika 21: Sevalni vzorci Hilbertove antene pri različnih resonančnih frekvencah (360 MHz, 980 MHz in 1440 Mhz, narisani zaporedno z neprekinjeno, črtkano in pikčasto črto). Geometrija antene leži v xy ravnini. Prikazani so rezi v ravnini (a) xz , (b) yz in (c) xy [14].

NEC simulacije [14] so primerjali z eksperimentalnimi rezultati. Izmerjeni rezultati za trakove iz bakra širine 4 mm so prikazani na sliki 23. V simulacijah je bil uporabljen isti premer žice [14]. Ustrezna simulacija je prikazana na sliki 22. Majhna odstopanja pripisujejo neuravnoteženim virom napajanja antene. Nizke vrednosti realnega dela so konsistentne z ostalimi podobnimi majhnimi antenami [14]. To pa lahko rešimo z izenačevanjem impedanc ali spremembo točke napajanja antene.



Slika 22: Simulacija vhodne impedanca za Hilbertovo anteno tretje iteracije. Zunanja dimenzija antene je 7 cm, premer žice pa 1.3 mm. Realni del ima maksima pri centralnih frekvencah, kjer je vrednost reaktance 0. Slednjo ločimo od upornosti po negativnih vrednostih [14].

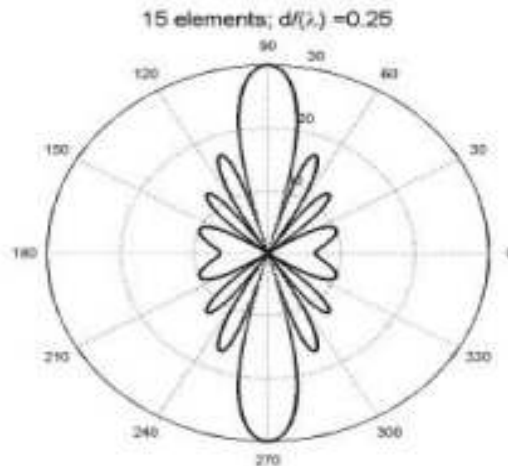


Slika 23: Izmerjena vhodna impedanca za ustrezno anteno zgornje simulacije. Trakovi bakra so široki 4 mm. V bližini resonance se simulacije dovolj dobro ujemajo z izmerjenimi vrednostmi, da je delovno območje antene utemeljeno. Reaktanco zopet razberemo po negativnih vrednostih [14].

Fraktalna razporeditev anten

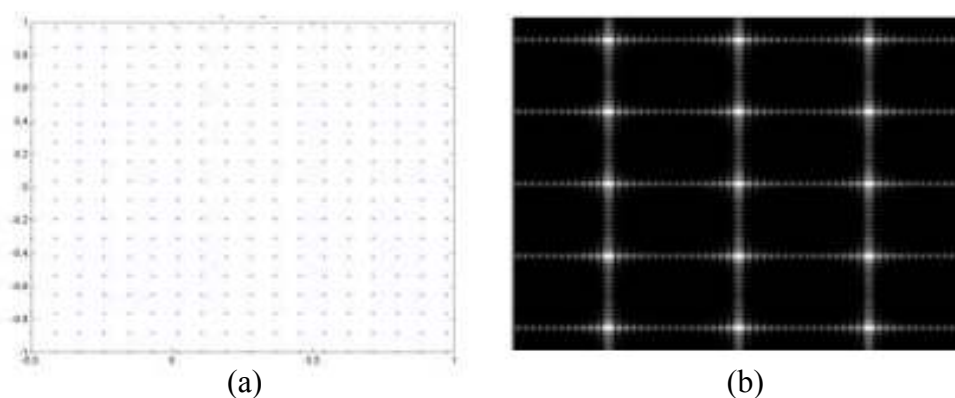
Pri komunikaciji večkrat uporabljamo večje število anten iz različnih razlogov. Najbolj pogost je ojačanje polja na želenih lokacijah. Interferenca sevalnega polja je zelo različna za naključne ter periodične razporeditve. *Fraktalna razporeditev* je nov koncept, ki vsebuje elemente obeh.

Za konstrukcijo linearnih in planarnih razvrstitev je najbolj pomembna radiacijska analiza vzorcev. Preprost zgled so kar ekvidistančno razporejene antene v liniji. Sevalno polje karakteriziramo s *faktorjem AF* (ang. »Array Factor«) [15]. Slika 24 prikazuje tipično sevanje 15 elementov. Antene sevajo izotropne sevalne vzorce [15].

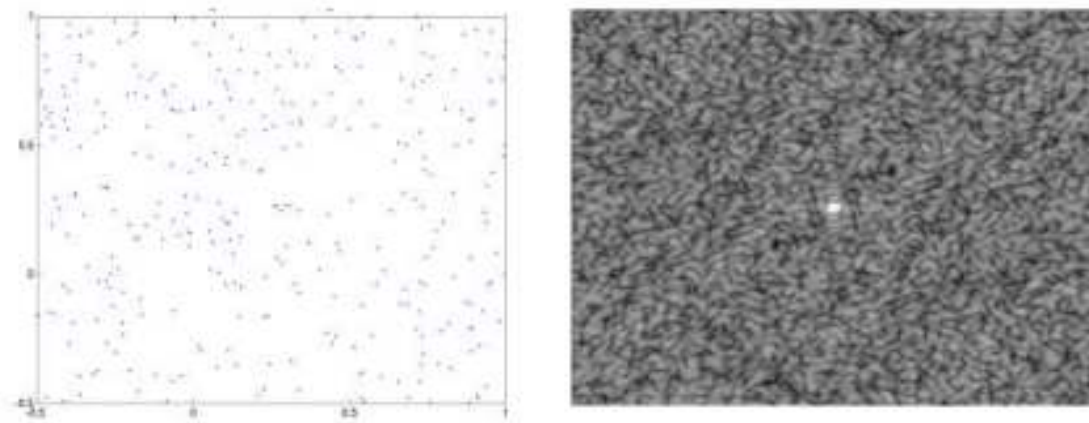


Slika 24: Glavna pentlja s stranskimi žarki za 15 ekvidistančnih elementov oddaljenih za četrtino valovne dolžine. Razdalja med elementi je pod valovno dolžino, prišlo je do konstruktivne interference glavnega žarka z manjšimi stranskimi, kar je splošna značilnost linearnih razvrstitev z majhnim razmakom [15].

Glavna načina razvrstitve elementov v planarnih razvrstitvah sta mrežna in popolnoma naključna. Čeprav oba načina še vedno povzročata stranske žarke [15], imata vsak svoje prednosti. Periodične razporeditve elementov tipično povzročajo glavne in stranske žarke istih višin. Na sliki 25 (a) je razporejenih 324 elementov v pravokotno mrežo, na sliki 17 (b) pa vidimo sevalno polje te konfiguracije. Vsi elementi so enakih moči in v fazi.



Slika 25: (a) Planarna periodična mreža in (b) intenziteta pripadajočega sevalnega polja na sivi skali. Antene na sliki (a) gledajo ven iz lista. Na sliki 26 je prikazanih naključno razporejenih 324 elementov na enako površino povsem naključno. Glavna prednost naključnih razporeditev je njihova robustnost, saj sevalnega vzorca ne pokvarimo s premiki posameznih anten [15].

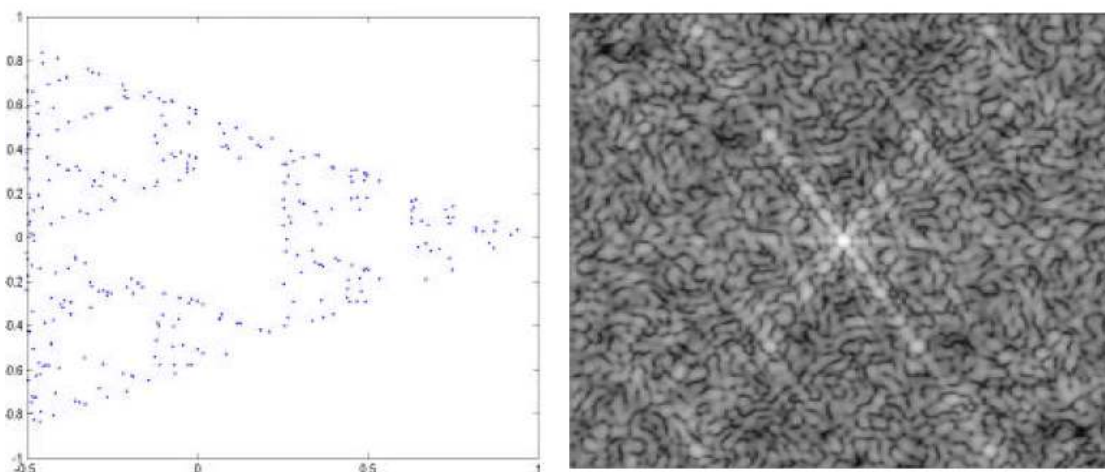


(a)

(b)

Slika 26: (a) Naključna organizacija sevalnih točk in (b) intenziteta polja na sivi skali. V primerjavi s periodično razporeditvijo so stranske konstruktivne interference v splošnem nižje, očitna je tudi simetrična narava vzorca. Centralni maksimum je nekoliko bolj popačen kot pri periodični razporeditvi [15].

Kvazinaključne ali *fraktalne razporeditve* označujejo fraktalno geometrijsko konfiguracijo. Sevalno polje je robustno, pojavi pa se tudi več konstruktivnih interferenc, podobno kot pri periodični razporeditvi. Slika 27 prikazuje razporeditev in sevalno polje razporeditve fraktala Sierpinskega.

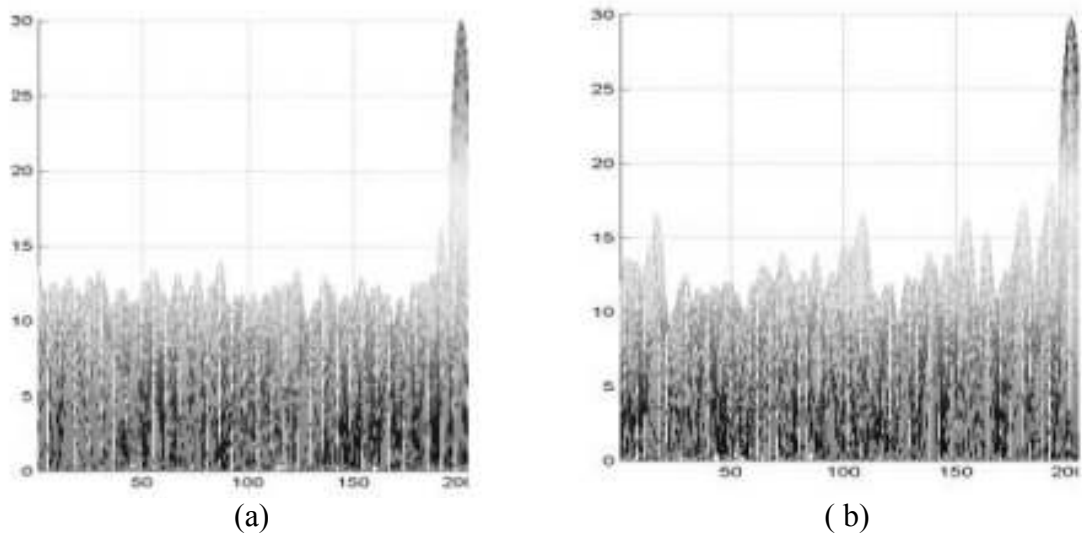


(a)

(b)

Slika 27: Kvazinaključni razpored fraktala Sierpinskega in pripadajoče sevalno polje na sivi skali. Za vsako linearno razporeditev anten ima polje višje stranske vrhove na pravokotnici veznice elementov [15]. Geometrijo lokacij konstruktivnih interferenc določajo lastnosti fraktala.

Optimizacija razporeditev anten poteka predvsem na primerjavah kvalitete glavnih in stranskih interferenc. Fraktalne razporeditve imajo prednost dokaj nepopačene glavne interference. Naključna razporeditev doseže nižje stranske žarke z dosti manj elementi. Slika 28 prikazuje primerjavo stranskih vrhov za naključno in fraktalno razporeditev.



Slika 28: Primerjava stranskih intenzitet polja za naključno (a) in fraktalno (b) razporeditev. Pri slednji so opazne konstruktivne interference, kar je posledica stopnje urejenosti naključne razporeditve Sierpinskega. Abcisa poteka v (b) preko pozicij konstruktivnih interferenc. Iz zgornje slike lahko sklepamo o boljšem delovanju naključne razporeditve, kar se vedno zgodi pri večjem številu elementov. Med primerjavo naključnih in fraktalnih razporeditev se namreč izkaže, da so fraktalne dosti bolj primerne pri manj sevalnih elementih [15].

Sklep

Na področje komunikacije počasi začenjajo uporabljati večpasovne karakteristike fraktalnih anten. Predvsem si lahko veliko obetamo od uporabe ortogonalnih polarizacij za različne pasove. Veliko zanimanja za fraktalne antene kaže vojaška industrija. Zaradi kompatibilnostnih razlogov tehnologija ni doživela hipnega razcveta, vseeno pa se bodo zaradi prepričljivih prednosti fraktalne antene vedno večkrat uporabljale.

Reference

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design* (John Wiley & Sons, New York, 1997).
- [2] H. Nakano, H. Tagami, A. Yoshizawa in J. Yamauchi, *IEEE Trans. Antennas and Prop.* **32**, 846 (1984).
- [3] P. S. Nakar, *ETD Collection* **45**, 5716 (2000).
- [4] C. A. Balanis, *Antenna Theory* (John Wiley & Sons, New York, 2005).
- [5] H. A. Wheeler, *IEEE Trans. Antennas and Prop.* **23**, 469 (1975).
- [6] <http://wifi-antenna.com>
- [7] B. B. Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature* (W.H.Freeman & Co Ltd, New York, 1983).
- [8] H. O. Peitgen, H. Jurgens in D. Saupe, *Chaos and Fractals: New Frontiers of science* (Springer-Verlag, New York, 1992).
- [9] D. H. Werner in S. Ganguly, *IEEE Trans. Antennas and Prop.* **45**, 215 (2003).
- [10] M. F. Barnsley, *Fractals Everywhere* (Academic Press, New York, 1993).
- [11] C. Puente, J. Romeu, R. Bartoleme in R. Pous, *IEEE Electronics Lett.* **32**, 513 (1996).
- [12] G. J. Walker in J. R. James, *Fractal Volume Antennas*, *IEEE Electronics Lett.* **34**, 684 (1998).
- [13] <http://www.freepatentsonline.com/6642898.html>
- [14] K. J. Vinoy, K. A. Jose, V. K. Varadan in V. V. Varadan, *Microw. Opt. Techn. Lett.* **29**, 5183 (2001).
- [15] D. L. Jaggard, *Fractals in Engineering. From Theory to Industrial Applications* (Springer, London, 1998).

