

Tommi Ilmonen

RADIOSIGNAALIN HÄVIÖIDEN ARVIOIMINEN ITU-R-P.528 ETENEMISMALLILLA

Radioaaltojen sekä etenemismallin teoria ja implementointi
ohjelmistoon

Diplomityö

Tekniikan ja luonnontieteiden tiedekunta

Tarkastajat: Yliopistonlehtori Henri Hansen

Yliopisto-opettaja Petteri Laakkonen

Syyskuu 2020

TIIVISTELMÄ

Tommi Ilmonen: Radiosignaalin häviöiden arvioiminen ITU-R-P.528 etenemismallilla
Diplomityö
Tampereen yliopisto
Teknis-luonnontieteellinen tutkinto-ohjelma
Syyskuu 2020

Työn tarkoituksena on arvioida radiosignaaliin kohdistuvia häviöitä implementoimalla etenemismalli ITU-R-P.528 kohdeohjelmistoon. Tämän lisäksi tavoitteena on tarkastella etenemismallilla saatujen häviöiden mielekkyyttä vertailemalla tuloksia yleisesti tiedettyihin radiosignaalien ominaisuuksiin.

Hyödynnettävä etenemismalli soveltuu maasta-ilmaan sekä ilmasta-ilmaan tilanteisiin, joissa lähettävä osapuoli on meren pinnasta mitattuna alempana kuin vastaanottava. Etenemismalli soveltuu horisontaalisesti polarisoiduille VHF-, UHF- ja SHF-signaaleille.

Työn alussa esitellään ja käsitellään matemaattisesti radioaaltojen taustalla olevaa teoriaa. Teorian avulla pyritään selvittämään, miksi tiettyjä approksimaatioita sekä eri etenemisteorioita radioaallolle on mielekästä käyttää. Tämän lisäksi esitetään radioaaltojen etenemiseen liittyviä käsitteitä, kuten etenemistapoja sekä radiosäteen kaartumista, koska ne ovat radioaaltojen mallintamisen kannalta erittäin oleellisia.

Etenemismalli ITU-R-P.528 koostuu useammasta alamallista, joita käytetään tilannekohtaisesti riippuen siitä, mikä etenemistapa on tilanteessa dominoiva. Alamallien sisältö sekä niiden vaatimat parametrit ja muuttujat esitellään etenemismallia käsittelevissä osioissa. Työn implementointiosuudessa käsitellään alamallien vaatimien parametrien ja muuttujien muodostusta sekä päätöksentekoa alamallien valintaan liittyen.

Etenemismallilla saatuja tuloksia tarkastellaan visualisoimalla häviöitä radiopeittojen sekä häviökäyrien avulla. Tulosten tarkastelussa osoittautuu, että etenemismallin antamat tulokset kuvaavat yleisesti tiedettyjä radioaallon etenemisen ominaisuuksia erittäin hyvin. Näin ollen saadut tulokset ovat mielekkäitä, vaikka niiden totuudenmukaisuutta, eli vertailua reaali maailmassa tapahtuviin häviöihin, ei ollut tässä tapauksessa mahdollista suorittaa.

Avainsanat: radioaalto, etenemismalli, eteneminen, ITU, ITU-R-P.528

Tämän julkaisun alkuperäisyys on tarkastettu Turnitin OriginalityCheck -ohjelmalla.

ABSTRACT

Tommi Ilmonen: Estimation of radio wave propagation losses with propagation model ITU-R-P.528
Master of Science Thesis
Tampere University
Science and Engineering
September 2020

The purpose of this thesis is to estimate the propagation losses of radio signals by implementing the propagation model ITU-R-P.528 to an existing software. The second objective is to examine the results given by the model. The examination of results is done by comparing the results to known properties of radio waves.

The utilized propagation model is suitable for air-to-air and ground-to-air situations where the altitude of the transmitter is lower than the receiver altitude. Another precondition for the used model is that the examined radio signals are horizontally polarized and belong to VHF, SHF or UHF bands.

The first chapter of this thesis covers the mathematics and theory behind radio waves. The aim of the shown theory is to clarify why certain approximations and propagation theories can be utilized in the real world. Also, some propagation properties and concepts of radio waves are introduced since they are relevant considering the modeling of radio wave propagation.

The propagation model ITU-R-P.528 consists of several submodels which are situation specific. Different situations are separated based on the occurring propagation mode of the radio wave. The contents of the model and submodels are introduced along with their parameters and variables. The implementation part of this thesis focuses on how the parameters and variables can be determined and how the correct submodel is chosen for each situation.

The results given by the model are examined by visualizing the estimated propagation losses with radio coverages and loss curves. The result examination yields an outcome where the results correspond to known properties of radiowaves. Therefore the gotten results are sensible. However, it should be noted that the results may not be truthful since there was no ability to compare the predicted losses to real-world observed or measured values.

Keywords: radiowave, propagation method, propagation, ITU, ITU-R-P.528

The originality of this thesis has been checked using the Turnitin OriginalityCheck service.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on tehty työnantajalleni Insta DefSec Oy:lle. Työn ohjaajina toimivat Insta DefSec:ltä kohdeohjelmiston projektipäällikkö Ilkka Arousva ja yliopiston puolelta yliopistonlehtori Henri Hansen. Haluan kiittää molempia ohjaajia loistavasta ohjauksesta sekä rakentavista kommentteista työn laadun parantamiseksi.

Kysyin keväällä työnantajaltani mahdollisesta diplomityöaiheesta, jolloin sain työtehtäväkseni implementoida radiosignaalien häviöitä ennustavan etenemismallin ohjelmistoon. Tehtävä oli erittäin mielenkiintoinen ja se sopi omaan koulutustaustaan mainiosti. Aiheesta ja työtehtävästä oli myös suhteellisen helppo muodostaa diplomityön vaatima kokonaisuus.

Työ tehtiin suureksi osaksi kesän aikana, mutta osittain myös opiskelun ohella. Järjestely työn ja opiskelun kanssa saattaa asettaa haasteita sekä työnantajalle että -tekijälle. Omalla kohdalla voin onnekseni sanoa, että tällaisia haasteita ei ole esiintynyt Insta DefSec:in loistavan joustavuuden vuoksi. Näin ollen haluan kiittää erityisesti työnantajaani siitä, että olen saanut vapaasti päättää, kuinka suuren osan ajasta jaan opiskelun ja työn välille.

Tampereella, 23. syyskuuta 2020

Tommi Ilmonen

SISÄLLYSLUETTELO

1	Johdanto	1
2	Radioaaltojen eteneminen	2
2.1	Etenemisen teoria	2
2.1.1	Aaltoyhtälö	2
2.1.2	Tasoaallot	3
2.1.3	Poyntingin vektori	4
2.2	Sädeteoria ja Fresnelin ellipsi	5
2.3	Etenemistavat	7
2.4	Säteen kaartuminen ja radiohorisontti	8
3	Implementoitava etenemismalli	13
3.1	Vapaan tilan vaimennus	15
3.2	Näkölinja	15
3.2.1	Kokonaisheijastumiskerroin	16
3.2.2	Heijastumisen aiheuttama vaihe-ero	17
3.2.3	Signaalihäviö näkölinjalla	18
3.3	Diffraktio pyöreän pinnan yli	18
3.3.1	Diffraaktion aiheuttama signaalihäviö	18
3.3.2	Diffraktiolinja	19
3.4	Sironta	20
3.5	Ilmakehän absorptio	22
3.6	Ajan vaikutus signaalihäviöön	22
4	Mallin implementointi	24
4.1	Päätepisteiden geometrinen parametrien muodostus	24
4.2	Häviöiden arviointi radiohorisontin sisällä	26
4.2.1	Diffraktiolinjan määrittäminen	27
4.2.2	Maan pinnasta heijastuva säde	27
4.2.3	Ilmakehän absorptio	31
4.2.4	Vapaan tilan vaimennus	33
4.2.5	Ajan vaikutus	33
4.2.6	Kokonaishäviö	33
4.3	Häviöiden arviointi radiohorisontin takana	34
4.3.1	Siirtyminen diffraktion ja sironnan välillä	34
4.3.2	Vapaan tilan vaimennus	35
4.3.3	Ilmakehän absorptio	36

4.3.4	Ajan vaikutus	37
4.3.5	Kokonaishäviö	37
5	Tulosten visualisointi ja arviointi	38
5.1	Taajuuden vaikutus	39
5.2	Päätepisteen korkeuden vaikutus	41
5.3	Valitun aikaprocentin vaikutus	43
6	Yhteenveto	44
	Lähteet	46

LYHENTEET JA MERKINNÄT

A_a	Ilmakehän absorption vaimennus
A_d	Diffraaktion vaimennus
A_s	Sironnan vaimennus
A_{fs}	Vapaan tilan vaimennus
D_v	Hajaantuvuuskerroin
F_r	Säteen pituuden kerroin
K	Kaarevuuskerroin
M_d	Diffraktiolinjan kulmakerroin
R_κ	Kaarevuussäde
R_g	Heijastumiskertoimen reaaliosa
R_{Tg}	Kokonaisheijastumiskerroin
S_e	Sironnan tehokkuuden termi
S_v	Sironnan tilavuuden termi
Y_π	Lyhyen aikavälin vaimennus
Y_e	Pitkän aikavälin vaimennus
Φ_g	Heijastumiskertoimen imaginääriosaa
Φ_{Tg}	Vaihe-ero
ϵ_0	Tyhjiön permittiivisyys
ϵ_r	Väliaineen permittiivisyys
\hat{x}	Yksikkövektori
κ	Kaarevuus
λ	Aallonpituus
E	Sähkökentän voimakkuus
H	Magneettikentän voimakkuus
J	Sähkövirran tiheys
S	Poyntingin vektori
μ_0	Tyhjiön permeabiliteetti

μ_r	Väliaineen permeabiliteetti
ω	Kulmataajuus
ρ	Sähkövarauksen tiheys
σ	Konduktiivisuus
a_0	Maan säde
a_e	Efektiiivinen maan säde
d_j	Etäisyys
f	Taajuus
h_j	Korkeus
k	Aaltoluku
n	Väliaineen taitekerroin
r_j	Matka
t	Aika
ELF	Extremely low frequency
HF	High frequency
IFA	Ionosfääriaalto
ITU	International Telecommunication Union
LF	Low frequency
MF	Medium frequency
MPA	Maan pinta-aalto
SA	Sironta-aalto
SHF	Super high frequency
UHF	Ultra high frequency
VF	Voice frequency
VHF	Very high frequency
VLf	Very low frequency
VTA	Vapaan tilan aalto

1 JOHDANTO

Nyky-yhteiskunnassa tietoa ja dataa välitetään laajassa mittakaavassa ilmaitse radioyhteyksien avulla. Yhteyksien tarkoituksenmukaisen toiminnan kannalta radioaaltojen etenemisen mallintaminen on erittäin tärkeää. Mallintamisen tarkoituksena on mahdollistaa lähettimen ja vastaanottajan välisen signaalin arvioiminen erilaisissa luonnossa vallitsevissa olosuhteissa ja tilanteissa. Tämä helpottaa päätöksentekoa radiosysteemien suunnitteluun ja asetteluun liittyen, jotta tyydyttävä palvelu mahdollistetaan monipuolisesti [1].

Huomioitavaa radioyhteyksien kannalta on, että yhteyksien radioaalto vaikuttavat ja leviävät niiden tarkoituksialueen ulkopuolisiin alueisiin, minkä vuoksi signaalien sekoittumisen ja vuorovaikuttamisen vähentämiseksi tarkka suunnittelu ja kaistojen rajoittaminen on välttämätöntä [2]. ITU (International Telecommunication Union) on monien valtioiden muodostama unioni, jossa sallittuja radiokaistoja sekä suositeltavia etenemismalleja radioyhteyshäviöiden laskemiseen esitetään.

Tämän työn tarkoituksena on arvioida radiosignaaliin kohdistuvia häviöitä maasta-ilmaan ja ilmasta-ilmaan tilanteissa, joissa horisontaalisesti polarisoitu signaali kuuluu VHF-, UHF- tai SHF-taajuusalueille. Signaaliin kohdistuvia häviöitä arvioidaan implementoimalla kohdeohjelmistoon ITU:n suosittama etenemismalli ITU-R-P.528. ITU-R-P.528 on eräs ITU:n monista suosittamista etenemismalleista ja se sopii edellä kuvattujen tilanteiden arvioimiseen, joissa lähettävä osapuoli on merenpinnan tasosta alempana kuin vastaanottava. Radiosignaalin häviöiden lisäksi työn tavoitteena on tarkastella etenemismallilla saatujen arvioiden ja tulosten mielekkyyttä radioaaltojen ominaisuuksien näkökulmasta, sillä arviointia tulosten totuudenmukaisuudesta ei ole resurssien vuoksi mahdollista suorittaa.

Työn alkuosioissa esitetään radioaaltojen taustalla olevaa teoriaa, sillä implementoitavan etenemismallin suosituksessa [3] ei viitata tai oteta kantaa mallin teoreettiseen näkökulmaan. Esitetyn teorian avulla pyritään perustelemaan mallin käyttöä ja mielekkyyttä sekä mallilla saatuja tuloksia. Työn keskiosioissa esitellään etenemismallin sisältöä sekä implementoinnin vaiheita. Implementointiosuuden tarkoituksena on selvittää mallin vaatimien parametrien muodostusta ITU:n julkaiseman suosituksen [3] lisäksi. Työn lopussa tarkastellaan etenemismallilla saatuja arvioita ja tuloksia radioaaltojen ominaisuuksien näkökulmasta.

2 RADIOAALTOJEN ETENEMINEN

Tämä luku käsittelee radioaaltojen etenemistä avoimessa tilassa sekä luonnon vaikutusta radiosignaaliin. Luvun tarkoituksena on kattaa radioaaltojen ja -säteiden etenemiseen liittyvät käsitteet ja teoria yleisellä tasolla, jotta etenemismallin ja käytettyjen ajatusten käyttö on mielekästä tulevissa luvuissa.

2.1 Etenemisen teoria

Tämän aliluvun osioissa käsitellään matemaattisesti radioaaltojen taustalla olevaa teoriaa. Yleisesti ottaen radioaaltojen täsmällinen mallintaminen teorian kautta on vaikeaa, minkä vuoksi erilaisia approksimaatioita käytetään tilanteisiin sopivalla tavalla. Tästä johtuen radioaaltojen taustalla olevat aaltoyhtälöt sekä niiden teoria on hyvä ymmärtää, vaikei niitä suoranaisesti käytetäkään työn tämän luvun ulkopuolella. Teorian avulla kuitenkin voidaan perustella miksi approksimaatioita ja eri etenemisteorioita voidaan tilanteissa käyttää.

2.1.1 Aaltoyhtälö

Radioaalto koostuu oskilloivista sähkö- ja magneettikentistä. Ilmiötä voidaan selittää Maxwellin yhtälöillä, jotka kuvaavat näiden kenttien vuorovaikutusta:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot (\epsilon \mathbf{E}) = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot (\mu \mathbf{H}) = 0, \quad (2.4)$$

missä $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ ja $\mu = \mu_r \mu_0$ ovat väliaineesta riippuvat permittiivisyys- ja permeabiliteettiarvot, \mathbf{E} on sähkökentän voimakkuus, \mathbf{H} on magneettikentän voimakkuus, \mathbf{J} on sähkövirran tiheys ja ρ on sähkövarauksen tiheys. [4, s.35-36]

Yhtälöitä saadaan yksinkertaistettua merkittävästi tarkasteltaessa vapaata tilaa. Vapaassa tilassa väliaineen permittiivisyys- ja permabiliteettiarvot $\epsilon_r = 1$ ja $\mu_r = 1$ sekä $\mathbf{J} = 0$ ja

$\rho = 0$. Ottamalla roottori $\nabla \times$ puolittain yhtälöstä (2.1) ja eliminoimalla \mathbf{H} yhtälöllä (2.2), saadaan

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2}. \quad (2.5)$$

Vektorilaskutoimituksilla voidaan uudelleen järjestellä yhtälöä, jolloin

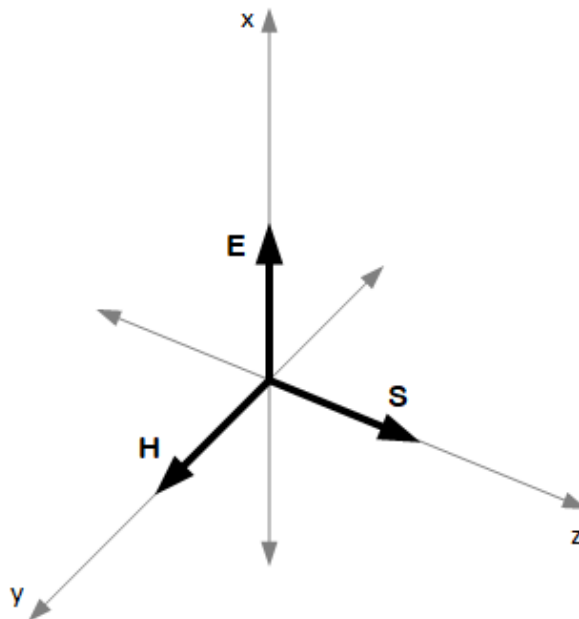
$$\nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2}. \quad (2.6)$$

Aaltoyhtälö sähkökentälle vapaassa tilassa saadaan muodostettua sijoittamalla yllä olevaan yhtälöön yhtälö (2.3). Ja koska sähkövarauksen tiheys $\rho = 0$, saadaan

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0. \quad (2.7)$$

2.1.2 Tasoaallot

Aaltoyhtälöä (2.7) on usein vaikea ratkaista käytännön ongelmassa. Tästä johtuen piste-
lähteistä aaltoa approksimoidaan usein tasoaaltona. Tämä on mielekäs approksimaatio,
kun ollaan tarpeeksi kaukana aallonlähteestä. Tällöin etenevä aaltorintama näyttää tar-
kasteltavassa pisteessä tasoaallolta, vaikkakin reaali maailmassa se on loiva kaari. [4,
s.36]



Kuva 2.1. Tasoaallon eteneminen z-suuntaan. Kuvassa esiteltynä tilanteen sähkö- ja magneettikenttä sekä Poyntingin vektori.

Tarkastellaan siis tasoaaltoa, joka etenee oskilloivien sähkö- ja magneettikenttien ortogonaaliseen suuntaan kuvan 2.1 tapaan. Tasoaallon sähkökentän voimakkuus ajan ja paikan suhteen on ilmaistavissa sen amplitudin E_0 , kulmataajuden ω ja aaltoluvun k avulla:

$$\mathbf{E}(t, z) = E_0 \cos(\omega t - kz) \hat{\mathbf{x}}, \quad (2.8)$$

joka on eräs ratkaisu vapaantilan aaltoyhtälölle (2.7).

Toinen yleisesti käytetty ilmaisu tasoaallon sähkökentälle paikan z funktiona on sen eksponenttimuoto, joka on johdettavissa Maxwellin yhtälöiden ja yhtälön (2.7) avulla.

$$\mathbf{E}(z) = E_0 e^{-jkz} \hat{\mathbf{x}}, \quad (2.9)$$

missä j on imaginääriyksikkö.

Sähkökenttää (2.8) vastaava magneettikentän yhtälö saadaan johdettua yhtälöiden (2.7) ja (2.1) kautta, jolloin

$$-\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = \nabla \times \mathbf{E} = \frac{\partial}{\partial z} [E_0 \cos(\omega t - kz)] \hat{\mathbf{y}} \quad (2.10)$$

ja edelleen derivoimalla ja ryhmittelyllä saadaan

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -E_0 \frac{k}{\mu_0} \sin(\omega t - kz) \hat{\mathbf{y}}, \quad (2.11)$$

josta edelleen

$$\mathbf{H}(t, z) = \frac{E_0 k}{\omega \mu_0} \cos(\omega t - kz) \hat{\mathbf{y}}. \quad (2.12)$$

2.1.3 Poyntingin vektori

Sähkö- ja magneettikenttien ristitulon avulla voidaan tarkastella niiden muodostamaa tehotiheysvektoria. Tätä vektoria kutsutaan *Poyntingin vektoriksi* $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$, joka on esiteltynä kuvassa 2.1. Huomion arvoista on, etteivät sähkö- ja magneettikentät ole yleisesti ottaen ortogonaalisia. On olemassa joitain tapauksia, joissa esiintyvät kentät eivät ortogonaalisia. Tämän vuoksi tehotiheyttä ja tehovuon suuntaa tarkastellaan usein Poyntingin vektorin voimakkuutena ja suuntana [4, s. 38].

Tasoaallot sekä polarisoidut aallot kuuluvat transversaaleihin aaltoihin (transverse wave). Transversaaleille aalloille on ominaista, että niiden sähkö- ja magneettikentät ovat ortogonaaliset. Näissä tapauksissa sähkö- ja magneettikenttien muodostama tehotiheys aallon etenemissuunnassa on

$$|\mathbf{S}| = \frac{1}{2\eta} |E_0|^2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |E_0|^2, \quad (2.13)$$

missä termi η on aallon impedanssi.

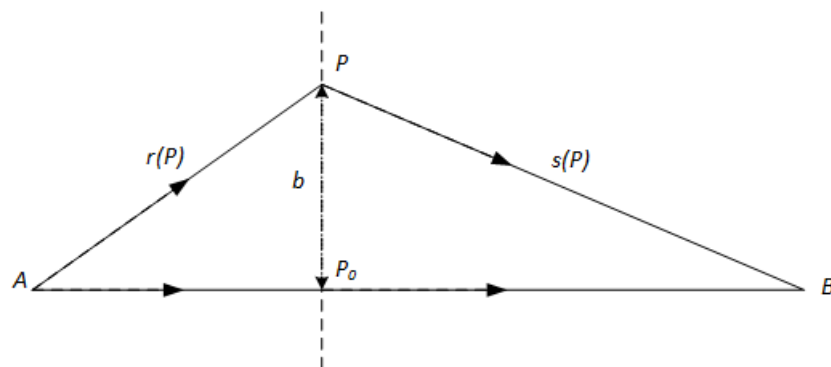
Poyntingin vektorin avulla saatu tulos on mielenkiintoinen ja tämän työn kannalta todella käyttökelpoinen. Polarisoidun signaalin kuljettama teho on siis saman suuntainen kuin signaalin etenemissuunta.

2.2 Sädeteoria ja Fresnelin ellipsi

Yksinkertainen tapa mallintaa radioaallon etenemistä on *sädeteoria*. Sädeteorian mukaan antennista lähtevä teho etenee radiosäteitä pitkin kaikkiin suuntiin. Sädeteoria perustuu edellisissä kappaleissa käsiteltyyn Poyntingin vektoriin, joka siis kuvasi radioaallon tehon etenemistä.

Teorian pääajatuksena on, että teho aallonlähteestä etenee ohuita säteitä pitkin eri lähteyssuuntiin. Sädeteoria näin ollen olettaa, että pisteiden väliseen kentän voimakkuuteen vaikuttaa vain yksi säde. Todellisuudessa tarkasteltavan pisteen kentän voimakkuuteen vaikuttaa taajuudesta riippuva alue sädeteorian suoraviivaisen säteen ympärillä. Tätä aluetta kutsutaan *Fresnelin vyöhykkeeksi*. Jotta tämä ilmiö saadaan käsiteltyä, sovelletaan edellä avatulle sädeteorialle Huygensin periaatetta.

Radioaallon etenemistä voidaan radiosäteiden ohella tarkastella lähteestä etenevänä aaltorintamana. Aaltorintamana pidetään aluetta, jossa tarkasteltavalla ajanhetkellä etenevät säteet ovat samassa vaiheessa. Huygensin periaatteen mukaan jokainen aaltorintaman piste toimii uutena aallonlähteenä seuraavalle aallolle. Tämä ajatuksen seuraksena aaltorintama etenee pallopintamaisesti esteettömään ympäröivään alueeseen.



Kuva 2.2. Usean säteen saapuminen tarkasteltavaan pisteeseen Huygensin periaatteen nojalla [2, s.29].

Huygensin periaatteen mukaan pisteestä A lähtevän sähkökentänvoimakkuus tarkasteltavassa pisteessä B koostuu siis yhden säteen sijasta useasta säteestä. Tätä on havainnollistettu yllä olevassa kuvassa 2.2. Kentän voimakkuus tarkasteltavassa pisteessä B on

määriteltävissä integraalilausekkeella

$$E(B) = C \int \frac{e^{-jkr(P)} e^{-jks(P)}}{r(P) s(P)} dS(P) = C \int \frac{e^{-jk(r(P)+s(P))}}{r(P)s(P)} dS(P), \quad (2.14)$$

missä k on aallon aaltoluku, C on amplitudikerroin ja $s(P)$ sekä $r(P)$ ovat valitusta tason pisteestä P riippuvia etäisyyksiä. [2, s.29]

Integraalin sisäosa on näin ollen kompleksiluku ja sen vaihekulma on riippuvainen pisteen P sijainnista tasolla, joka on kohtisuorassa janaan $A \rightarrow B$ nähden. Vaihekulman arvo vaihtelee sitä nopeammin, mitä kaumpana piste P on janan pisteestä P_0 . Voidaankin osoittaa, että integraalin arvo koostuu tietyistä alueesta pisteen P_0 ympärillä, sillä vaihekulman nopean vaihtelun vuoksi sen osat alkavat kumoamaan toisiaan.

Fresnelin vyöhyke määritellään siten, että etäisyydeksi b pisteestä P_0 valitaan sellainen luku, mikä aiheuttaa signaalien välille vaihe-eron π . Vyöhyke on näin ollen ympyränmuotoinen ja sen säteeseen b vaikuttaa pisteen P_0 sijainti janalla $A \rightarrow B$ sekä käytetyn signaalin aallonpituus. Kun etäisyydet d_{AP_0} ja d_{P_0B} ovat paljon suurempia kuin aallonpituus λ , säde b on määritettävissä yhtälöllä

$$b = \sqrt{\frac{\lambda d_{AP_0} d_{P_0B}}{d_{AP_0} + d_{P_0B}}}. \quad (2.15)$$

Liikuttelemalla pistettä P_0 janalla $A \rightarrow B$ saadaan määriteltyä useita ympyröitä ja lopulta pyörähdysellipsoidi, jota kutsutaan *Fresnelin ellipsoidiksi* (Fresnel zone). [2, s.29]

Fresnelin ellipsoidin avulla voidaan ajatella, että aalto etenee pisteestä toiseen näiden ellipsoidien sisällä yksittäisten sädeteorian säteiden sijasta. Tämä on erittäin hyödyllinen ajattelutapa, sillä se mahdollistaa tarkemman arvioinnin esteiden vaikutuksesta etenevään aaltoon. Kentän voimakkuuksia arvioitaessa voidaan tarkastella sisältyykö tilanteen Fresnelin ellipsiin esteitä vai ei. Jos ellipsin alueella ei ole esteitä, voidaan etenemistä mallintaa vapaan tilan etenemisenä. Muissa tapauksissa esteiden aiheuttamat häviöt kentän voimakkuuteen saattaa olla tarpeellista huomioida.

Vaikka Fresnelin ellipsoidi esiteltiin tässä teoksessa, implementoitava malli ei sitä kuitenkaan käytä. Sen sijaan malli käyttää sädeteoriam sen yksinkertaisuuden vuoksi, kuten mallia käsittelevissä luvuissa tullaan kertomaan. Edeltävän esityksen tarkoituksena on tuoda esille erilaisia teorioita ja tapoja radioaaltojen etenemisen mallintamiseksi sekä antaa pintapuolista kuvaa niiden heikkouksista ja vahvuuksista.

2.3 Etenemistavat

Radioaallon etenemistapaan vaikuttaa oleellisesti signaalin taajuus sekä antennin korkeus maanpinnasta. Mahdollisia etenemistapoja voi olla taajuudesta riippuen useita. Joillakin taajuuksilla etenemistapoja on vain yksi, jos vapaan tilan etenemistä ei huomioida. Tässä luvussa esitellään radioaaltojen mahdollisia etenemistapoja sekä millä taajuuksilla kyseisiä tapoja esiintyy.

Etenemistavat voidaan jakaa kahteen osaluokkaan, avaruusaaltoihin ja pinta-aaltoihin. Avaruusaaltoja syntyy aina ja niihin sisältyy vapaan tilan aalto, ionosfääriaalto sekä sironnut aalto. Pinta-aaltoihin lasketaan maanpinta-aalto, jota syntyy vain tietyissä tapauksissa. [2, s.8]

Maanpinnan vaikutus etenevään aaltoon vaihtelee lähettävän osapuolen korkeuden sekä signaalin taajuuden mukaan. Tietyillä korkeuksilla ja aallonpituuksilla suurin osa lähetysignaalin tehosta muodostuu maassa kulkevasta pinta-aallosta. Pinta-aalto etenee maanpintaa pitkin diffraktoitumalla esteiden yli ja näin vaimenee edetessään. Signaalin taajuus vaikuttaa merkittävästi koettuun vaimenemiseen. Radioaaltojen diffraktiokyky heikkenee taajuuden kasvaessa, joten signaalin taajuuden kasvattaminen johtaa pinta-aallon kantaman lyhenemiseen. Pinta-aaltoa esiintyy pääasiallisena etenemistapana taajuvälillä 30 Hz - 300 MHz.

Vapaan tilan aalto kuvaa aallon etenemistä ideaalisessa ympäristössä. Ideaalisessa ympäristössä signaalin ei kohdistu mitään muita vaimentavia tekijöitä kuin sen leviäminen pallopinnalle. Näin ollen vapaan tilan aallon teho vähenee etäisyyden r neliönä. Tämä ilmiö on aina läsnä radioaaltojen etenemisessä muiden mahdollisten tehohäviöiden lisäksi.

Ionosfääri on ilmakehän 50 - 400 kilometrin korkeudessa oleva kerros. Ionosfääriaaltoa esiintyy signaalin taajuuden jäädessä alle 30 MHz:n ja näillä taajuuksilla säteet voivat heijastua takaisin maahan ionosfääristä. Alas heijastunut säde voi edelleen heijastua maanpinnasta takaisin ionosfääriin ja jatkaa tätä edestakaista heijastelua hyvinkin pitkiä matkoja. Huomioitavaa säteen kulun kannalta on, ettei etenevä säde kulje suoraa reittiä pitkin. Ennen kuin säde saavuttaa ionosfääriin tai heijastunut säde maanpinnan, se on kulkenut troposfääriin läpi, joka kaartaa sädettä. Heijastuspisteissä osa säteen tai aaltorintaman energiasta imeytyy heijastuspintaan eli signaali vaimenee edetessään. Erittäin pieniä taajuuksia käytettäessä pinta-aalto ja ionosfääriaalto sulautuvat yhteen, koska ionosfääri toimii tällöin täysin heijastavana pintana. Yli 30 MHz:n taajuuksilla ionosfääri ei heijasta radiosäteitä ollenkaan, jolloin etenemistapa siirtyy sirontaan. [2, s.11]

Ilmakehässä etenevä radioaalto heikkenee ja siroaa eri suuntiin säteiden osuessa ilmakehän pieniin kappaleisiin ja hiukkasiin. Tätä ilmiötä kutsutaan sironnaksi ja sironta-aalto syntyy troposfääriin kerroksista, pyörteistä ja muista epähomogeenisuuksista. [2, s.11] Si-

rontailmiöstä on sekä hyötyä että haittaa. Osaltaan sironna heikentää troposfäärin lävitse kulkenutta radiosignaalia esimerkiksi ionosfääriaallon tapauksessa. Toisaalta sironnan vuoksi osa signaalista siroaa takaisin maahan, mikä mahdollistaa signaalin etenemisen horisontin tai esteen taakse, jos sitä ei muulla tavoin saada aikaiseksi.

Seuraavassa taulukossa on vielä esiteltynä eri taajuusalueilla esiintyvät etenemistavat selventämään tilanteita aiempien selostuksien lisäksi.

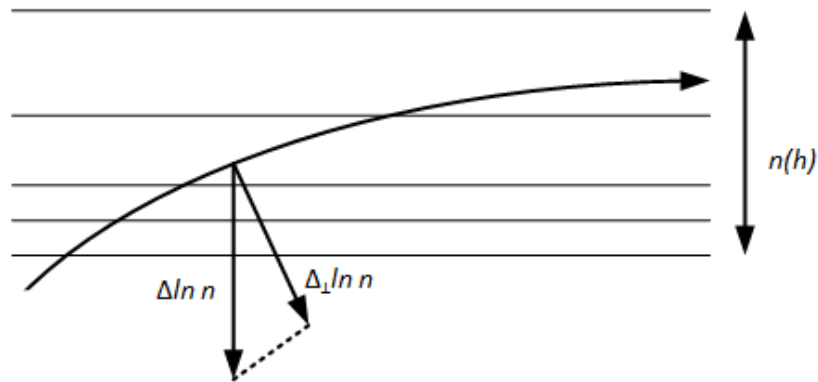
Kaista	Taajuudet	Etenemistavat
ELF	30-300 Hz	VTA, MPA, IFA
VF	0.3 - 3 kHz	VTA, MPA, IFA
VLF	3 - 30 kHz	VTA, MPA, IFA
LF	30 - 300 kHz	VTA, MPA, IFA
MF	0.3 - 3 MHz	VTA, MPA, IFA
HF	3 - 30 MHz	VTA, MPA, IFA
VHF	30 - 300 MHz	VTA, MPA, SA
UHF	0.3 - 3 GHz	VTA, SA
SHF	3 - 30 GHz	VTA, SA

Taulukko 2.1. Radioaaltojen taajuuksiin liittyvät pääasialliset etenemistavat [2, s.6]

2.4 Säteen kaartuminen ja radiohorisontti

Yleisesti tiedetään, että sähkömagneettisen aallon nopeus riippuu väliaineen taitekerroimesta. Aallon kohdatessa rajapintoja, joissa taitekerroin muuttuu, sen suunta vaihtuu Snellin lain mukaisesti. Mitä isompi ero rajapintojen välisillä taitekertoimilla on, sitä enemmän aalto taittuu kyseisessä kohdassa.

Tämän työn kannalta oleellista on tarkastella troposfäärissä tapahtuvaa kaartumista, sillä käytettävä malli ITU-R-P.528 ei sovellu ionosfääriaallon taajuuksille. Ilman tiheyden pieneminen korkeuden kasvaessa muodostaa troposfääriin loivaa epähomogeenisuutta, minkä vuoksi etenevän säteen rata muistuttaa ympyrän kaarta. Joissain poikkeuksellisissa oloissa epähomogeenisuudet saattavat aiheuttaa isoja eroja säteiden ratoihin, mutta niitä ei tässä työssä huomioida matemaattisen käsittelyn helpottamiseksi. Tämän luvun matemaattinen osuus noudattelee Lindellin kirjan lukua [2, s.69], joka käsittelee kyseistä aihepiiriä.



Kuva 2.3. Säteen kaartuminen väliaineen taitekertoimen muuttuessa [2, s.71].

Kuvassa 2.3 on esitetty radiosäteen etenemisen rata ilmakehässä. Olennaista säteen etenemisessä on, että se muistuttaa ympyrän kaarta. Ilmakehän taitekerroin pienenee korkeuden kasvaessa, jolloin säde kaartuu maan pintaan kohti. Kaartumisen voimakkuus sekä sitä vastaava kaarevuussäde on määritettävissä.

Oletetaan, että troposfäärin taitekerroin muuttuu lineaarisesti ja kutsutaan jokaista muutokosta rajapinnaksi. Tämän oletuksen lisäksi tarkastellaan etenevää aaltoa tasoaaltona. Snellin lain avulla voidaan tarkastella jokaisen rajapinnan kohdalla tapahtuvaa aallon taittumista. Tällöin differentiaalisen pienille taittumisille voidaan kirjoittaa

$$n \sin \phi = (n + dn) \sin(\phi + d\phi) \approx n \sin \phi + dn \sin \phi + n \cos(\phi) d\phi,$$

josta edelleen

$$\frac{dn}{n} = -\frac{d\phi}{\tan \phi} = -\frac{dh}{R_\kappa \sin \phi}. \quad (2.16)$$

Yhtälöstä (2.16) voidaan ratkaista *kaarevuussäteen* R_κ lauseke, jolloin

$$R_\kappa = -\frac{ndh}{dn \sin \phi}. \quad (2.17)$$

Tarkastellaan käärevuussäteen R_κ käänteisarvoa κ , jota kutsutaan *kaarevuudeksi*

$$\kappa = \frac{1}{R_\kappa} = -\sin \phi \ln n(h) \frac{d}{dh} = |\nabla_\perp \ln(n)|, \quad (2.18)$$

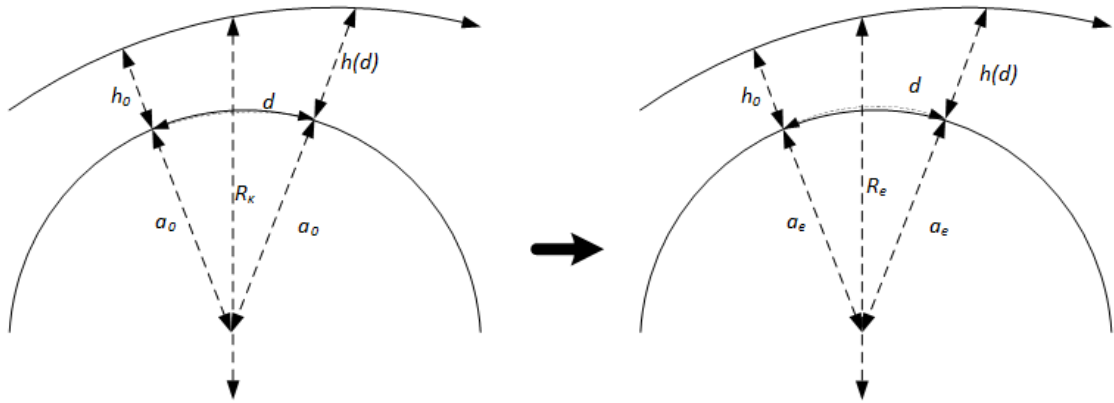
missä ∇_\perp on säteen ortogonaaliseen suuntaan otettu derivaatta eli gradientin osuus, joka on kohtisuorassa säteen kulkusuuntaan nähden kuten kuvassa 2.3. Yhtälö (2.18) antaa mielenkiintoista tietoa säteen radasta väliaineessa. Huomattavaa on, että kyseessä on nyt siis väliaine, jossa taitekerroin muuttuu lineaarisesti. Säteen kaarevuus on näin ollen sitä suurempaa, mitä ortogonaalisempia $\nabla \ln(n)$ ja säteen kulkusuunta ovat. Täten

kaarevuus on suurinta, kun säde kulkee maanpinnan suuntaisesti.

Tarkastellaan tilannetta, jossa aalto etenee maanpinnan suuntaisesti troposfäärissä. Tässä tapauksessa taitekertoimelle n ja kulmalle ϕ saadaan vastaavasti arvot $n \approx 1$ ja $\phi \approx \pi/2$. Sijoittamalla nämä yhtälöön (2.17) saadaan kaarevuussäteeksi

$$R_\kappa \approx - \left(\frac{dn}{dh} \right)^{-1}. \quad (2.19)$$

Troposfäärissä taitekerroin n pienenee korkeuden h kasvaessa, joten R_κ on positiivinen ja säde kaartuu maanpintaa kohti. Standarditroposfääriolosuhteissa $dn/dh \approx -0.040 \cdot 10^{-6}$, mikä vastaa kaarevuussädettä $R_\kappa \approx 4a_0$, jossa a_0 on maan säde.



Kuva 2.4. Radiosäteen affiinin muunnos [2, s.73]

Yllä esitetyssä kuvassa radiosäde lähtee korkeudelta h_0 ja sen etäisyys $h(d)$ maanpinnasta muuttuu etäisyyden funktiona. Yleisesti ottaen radiosäteen etenemistä maanpinnan yläpuolella on hankala laskea, koska molemmat ovat kaarevia. Tämän vuoksi suoritetaan affiinin eli geometriset ominaisuudet ylläpitävä muunnos, jolla toinen pinnoista on mahdollista suoristaa. Muunnoksessa maan fyysinen säde a_0 korvataan efektiivisellä säteellä a_e ja vastaavasti säteen kaarevuus R_κ efektiivisellä kaarevuudella R_e . Jotta muunnos on affiinin, täytyy tilanteessa eli kuvassa 2.4 esiintyvien parameterien suhteen olla $h_0, h \ll d \ll a_0, R_\kappa$.

Tilanteen geometriaa voidaan approksimoida ja koska $d \ll R_\kappa$, saadaan

$$\sin \theta \approx \frac{d}{R_\kappa} \quad \text{ja}$$

$$\cos \theta \approx 1 - \frac{d^2}{2R_\kappa^2}.$$

Lauseke säteen korkeudelle h etäisyyden d funktiona saadaan soveltamalla laajennettua Pythagoraan lausetta kuvan 2.4 tilanteelle:

$$\begin{aligned} (a_0 + h(d))^2 &= R_\kappa^2 + (R_\kappa - a_0 - h_0)^2 - 2R_\kappa(R_\kappa - a_0 - h_0) \cos \theta \\ &= R_\kappa^2 \sin^2 \theta + (R_\kappa(1 - \cos \theta) - a_0 - h_0)^2 \\ &\approx d^2 + (a_0 + h_0)^2 - \frac{d^2}{R_\kappa}(a_0 + h_0) \\ a_0^2 + 2a_0h(d) + h(d)^2 &\approx d^2 + a_0^2 + 2a_0h_0 + h_0^2 - \frac{d^2a_0}{R_\kappa} - \frac{d^2h_0}{R_\kappa}. \end{aligned}$$

Koska termit $\frac{d^2h_0}{R_\kappa}$, h_0^2 ja $h(d)^2$ ovat pieniä, voidaan edelleen approksimoida ja yhtälö saadaan muotoon

$$\begin{aligned} 2a_0h(d) &\approx d^2 + 2a_0h_0 - \frac{d^2}{R_\kappa}a_0 \\ h(d) &\approx h_0 + \frac{d^2}{2} \left(\frac{1}{a_0} - \frac{1}{R_\kappa} \right). \end{aligned} \quad (2.20)$$

Yhtälön (2.20) mukaan radiosäde etäännyy tai lähenee maanpintaa verrannollisena etäisyyden neliöön. Maan säde a_0 ja kaarevuussäde R_κ voidaan korvata efektiivisillä säteillä a_e ja R_e ilman, että se vaikuttaa korkeuden riippuvuuteen etäisyydestä. Tämä muutos voidaan tehdä jos ja vain jos suhteellinen kaarevuus pysyy samana, eli

$$\frac{1}{a_e} - \frac{1}{R_e} = \frac{1}{a_0} - \frac{1}{R_\kappa} = \frac{R_\kappa - a_0}{R_\kappa a_0}. \quad (2.21)$$

Edellä esitetty muutos mahdollistaa radiosäteen asettamisen suoraksi. Tällä tavoin toimittaessa todellinen troposfääri korvataan sellaisella, jossa taitekerroin ei muutu ja säde kulkee suoraan, mutta maan säteen muuttaminen huomioi todellisuudessa tapahtuvan kaartumisen. Eli kun radiosäde asetetaan suoraksi, fyysinen maan säde korvataan efektiivisellä maan säteellä ja säteen efektiivinen kaarevuus $R_e = \infty$. Asettamalla nämä arvot yhtälöön (2.21) saadaan ratkaistua efektiivinen maan säde, jolloin

$$\begin{aligned} \frac{1}{a_e} - \frac{1}{R_e} &= \frac{R_\kappa - a_0}{R_\kappa a_0} \\ a_e &= \frac{R_\kappa a_0}{R_\kappa - a_0} = K a_0. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Kerrointa K kutsutaan efektiivisen maansäteen kertoimeksi ja se riippuu kaarevuussäteestä R_κ . Standardiolosuhteissa troposfäärin kaarevuussäde $R_\kappa \approx 4a_0$, jolloin $K = 4/3$. Tätä arvoa käytetään hyvin usein laskettaessa esimerkiksi antennin *radiohorisontti* etäisyyttä.

Radiohorisontti on erittäin oleellinen käsite tämän työn ja implementoitavan mallin kannalta. Radiohorisontilla tarkoitetaan aluetta maan pinnalla, jonka taakse radioaalto ei suoraan voi kulkea. Oleellisin asia radiohorisontin kannalta on, että se sijaitsee geometrisen horisontin takana radiosäteen kaartumisen vuoksi, joten laskennoissa tulee käyttää efektiivistä maan sädettä fyysisen säteen sijasta.

3 IMPLEMENTOITAVA ETENEMISMALLI

Radioaallot etenevät arkimaailmassa luonnon muovaamassa ympäristössä, jossa signaaliin vaikuttavia tekijöitä on erittäin paljon. Tarkasteltaessa signaalihäviötä pelkän kuljetun matkan funktiona huomataan, että arvoissa on suuria vaihteluita riippuen signaalin kulureitille osuvasta maastosta, käytetyistä taajuuksista ja päätepisteiden geometrisesta sijainnista.

Jotta erilaiset taajuudet ja maaston vaikutukset saataisiin huomioitua, erilaisia etenemismalleja on kehitetty useita ja ehkäpä vaikein valinta on päättää, mitä mallia milloinkin tulisi käyttää. Oleellisesti mallin valintaan vaikuttaa aallon etenemistapa eli käytännössä se, missä ja miten radioaalto etenee. Radioaallon eri etenemistapoja esiteltiin luvussa 2.3. Valintaan vaikuttaa myös erilaiset oletukset, kuten oletetaanko maapallo tasaiseksi ja pyöreäksi vai pitääkö pinnanmuodot huomioida tarkasti. Näin ollen käyttötapaukset sekä radioaallon käyttäytyminen tulee olla tiedossa, jotta sopiva malli löydetään ja sen avulla tulokset tai arviot saadaan totuudenmukaisiksi. ITU on koostanut useita etenemismallisuosituksia ja niihin liittyviä laskenta-algoritmeja, joiden avulla mallinnusta voidaan tehdä suhteellisen suoraviivaisesti ilman syvällisempää tuntemusta radioaalloista.

Luonnon ja monipuolisten ympäristöjen vuoksi etenemisen tarkka mallintaminen ja ratkaiseminen on käytännössä mahdotonta, sillä kaikkien reunaehtojen matemaattinen määrittäminen ei ole mahdollista, tai edes käytännöllistä. Lindell esittääkin hyvän esimerkin kirjassaan liittyen signaalin vahvuuteen ajan funktiona tietyssä pisteessä: Luonnossa kenttämittarin kanssa kulkiessa signaalin vahvuus voi olla moninkertainen esimerkiksi 5000 metrin etäisyydellä verrattuna 5001 metrin etäisyyteen. Kuitenkin hetken päästä tilanne etäisyyksien välillä saattaa olla päinvastainen. [2, s.5-6]

Esimerkki kuvaa hyvin miten suuresti signaalien vahvuudet voivat vaihdella nopeallakin aikavälillä ja osaltaan tämän vuoksi tarkan kentänvoimakkuuden määrittäminen ei ole käytännöllistä. Todellisuudessa halutaan tietää kuinka suuren osan ajasta signaali on vahva, esimerkiksi tällä 5000 metrin etäisyydellä. Tarkastelemalla kentänvoimakkuutta eri aikavälien keskiarvoilla päästään tästä vaihtelusta eroon. Näin ollen yhteyden toimintaa voidaan arvioida tarkkojen hetkellisten vahvuuksien sijasta todennäköisyyksillä tai keskiarvoilla. Tämä siis tarkoittaa, että yhteyksiä arvioidessa vastataan kysymykseen, mikä on kentänvoimakkuuden keskimääräinen arvo ja paljonko se voi vaihdella tai millä toden-

näköisyydellä kentänvoimakkuus on ennalta määrättyllä arvovälillä. Todennäköisyyksillä laskeminen on hieman vaikeampaa ja vaatii mitattujen tilastojen hyödyntämistä verrattaessa keskiarvojen ja siitä poikkeavien arvojen laskemiseen [2, s.6]. Molempien lähestymistapojen tavoite on kuitenkin sama. Muuttujien määrää pyritään vähentämään sellaiseen otokseen, joka voidaan matemaattisesti määritellä ja laskea, jolloin mallinnus ja arviointi on mahdollista suorittaa. Todellista monimutkaista ongelmaa arvioidaan siis yksinkertaisempana ongelmana, joka antaa tyydyttävän kuvauksen todellisesta tilanteesta [2, s.6].

Tärkein etenemismallien tavoite on mahdollistaa tehokkaiden ja tarkoituksenmukaisten radiosysteemien ja -palveluiden suunnittelu. Toinen oleellinen mallinnuksen tavoite on estää signaalien turha sekoittuminen. Signaalit leviävät niille suunnitellun alueen ulkopuolelle ja voivat vaikuttaa vahingollisesti muiden alueiden signaaleihin. Tästä johtuen radiosysteemien tarkka suunnittelu sekä niiden vaikutusten esiarviointi on tärkeää ja useat mallit mahdollistavat radiospektrumien monipuolisemman ja tehokkaamman käytön [1].

Tässä työssä käytettävä etenemismalli koostuu neljästä eri radioaallon etenemistä kuvaavasta alamallista. Etenemistavan lisäksi malli huomioi ilmakehän aiheuttaman absorptioon sekä aikavälin vaikutuksen signaaliin. Alamalleja käytetään eri tilanteissa yksinään tai useamman mallin yhteisvaikutuksena riippuen siitä, miten päätepisteet ovat geometriset sijoittuneet ja mikä etenemismalli on dominoiva. Huomioitavaa käytettävässä mallissa on, että se olettaa maan olevan tasainen ja pyöreä, eikä ota kantaa maanpinnassa esiintyviin muotoihin tai poikkeavuuksiin. Lisäksi oleellista on tietää, että mallilla pystytään arvioimaan signaalihäviöitä vain alhaalta ylöspäin. Tällä tarkoitetaan siis tilanteita, joissa lähettävä osapuoli on fyysisesti meren pinnasta alempana kuin vastaanottava.

Ensimmäinen radiosignaalin häviötä ennustava malli on näkölinjamalli. Tätä mallia käytetään radiohorisontin sisäpuolisella alueella. Ennen kuin mallinnus siirtyy diffraktioalueelle, se kulkee niin kutsutulla näkölinjan ja diffraktion yhteisalueella. Yhteisalueella mallinnusta tehdään lineaarisesti samaan tapaan kuin diffraktion tapauksessa, vaikkakin kyseessä on kahden mallin yhteisalue. Diffraktiota mallinnetaan pyöreän ja tasaisen maanpinnan ylitse. Pelkästä diffraktiosta on kyse silloin, kun päätepisteet ovat selvästi näkölinjan ulkopuolella, mutta aallon eteneminen ei ole vielä sirontamallin alueella. Kaukana radiohorisontin takana sijaitseville reiteille käytetään sirontamallia. Sekä diffraktio- että sirontamallin alaisilla vaikutusalueilla mallinnusta tehdään molemmilla tavoilla, mutta vain pienemmän tuloksen antavan mallin vaikutus huomioidaan. Edellä mainitut mallit kuvaavat vain tietyn ilmiön tai tilanteen vaikutusta signaaliin, mutta signaalia heikentää myös sen leviäminen ympäristöönsä. Tätä signaaliin aiheutuvaa häviötä mallinnetaan vapaan tilan vaimennusmallilla. Aikaisemmin mainittiin myös, että ajanhetkellä on vaikutusta signaalin voimakkuuteen. Ajan vaikutus otetaan mallissa huomioon käyttämällä taulukoituja jakaumia ja niiden perusteella pääteltyjä vaikutuksia signaaliin. Näiden seikkojen lisäksi huomioidaan vielä ilmakehän kaasujen absorptioon vaikutus signaaliin.

Alilukujen malleissa esiintyy useita parametreja, joiden muodostamista tai määrittämistä ei malleissa avata perusteellisesti. Parametrien ja muuttujien muodostusta käsitellään tarkemmin luvussa 4.

3.1 Vapaan tilan vaimennus

Vapaan tilan vaimennus kuvaa radiosignaalin heikkenemistä häviövapaassa tilassa. Tämä siis tarkoittaa, että vaimentavia vaikutuksia on vain yksi, radioaallon leviäminen ympäröivään tilaan. Käytettävässä vapaan tilan vaimennusmallissa häviöön A_{fs} vaikuttaa signaalin taajuuden lisäksi päätepisteiden geometrinen sijainti. Vapaan tilan vaimennus desibeleissä mallinnetaan yhtälöllä

$$A_{fs} = -32.45 - 20 \log_{10} f - 20 \log_{10} r_{fs} \quad (dB), \quad (3.1)$$

missä f on signaalin taajuus ja r_{fs} on säteen kulkema matka [3, s.6].

Vapaan tilan vaimennus on aina läsnä riippumatta tilanteen dominoivasta etenemismallista ja sen vaikutus tulee huomioida. Pienillä päätepisteiden etäisyyksillä vapaan tilan vaimennus on dominoiva etenemismalli, varsinkin kun molemmat päätepisteet ovat korkealla ilmassa.

3.2 Näkölinja

Jos päätepisteet sijaitsevat radiohorisonttiensa sisällä, etenemistä mallinnetaan näkölinjamallilla. Päätepisteiden radiohorisontit ovat geometrisiin horisontteihin verrattuna kauempana johtuen radiosäteiden kaartumisesta, jota käsiteltiin luvussa 2.4. On olennaista huomioida, että tässä luvussa näkölinjalla tarkoitetaan näkölinjaa radiohorisonttien tapauksessa geometrinen näkölinjojen sijasta.

Luvussa 2.1 esitettiin radioaallon etenemistä käsittelevä sädeteoria. Näkölinjalla kentänvoimakkuuden tarkasteltavassa pisteessä oletetaan koostuvan kahdesta komponentista. Tämä lähestymistapa on yksinkertainen ja helppo määrittää. Ensimmäinen komponentti on lähettäjältä suoraan tuleva ja toinen maanpinnan kautta heijastuva säde [5, s.27]. Tilannetta on havainnollistettu myös implementointiluvun kuvassa 4.1.

Mallin pääperiaatteena on laskea geometrian sekä kokeellisten tulosten avulla eri vaiheissa saapuvien säteiden yhteisvaikutus vastaanottavassa päässä. Näkölinjalla tapahtuvaan signaalihäviöön vaikuttaa suoraan tulevan ja heijastuvan säteen välinen matka- ja vaiheero sekä tilanteessa vallitseva kokonaisheijastumiskerroin. Nämä vaikutukset sekä niiden määrittäminen käsitellään tämän aliluvun kappaleissa.

3.2.1 Kokonaisheijastumiskerroin

Kokonaisheijastumiskerroin kuvaa kuinka vahvasti maanpinnan kautta kulkeva säde heijastuu eteenpäin. Kokonaisheijastumiskertoimeen vaikuttaa maanpinnan kaarevuus, lähettäjän ja vastaanottajan geometrinen sijainti sekä maanpinnan heijastumiskerroin.

Heijastus kaarevasta maanpinnasta on heikompi kuin tasaiselta tasolta. Tämä vaikutus otetaan mallissa huomioon asettamalla heijastumisille hajaantuvuuskerroin (divergent factor)

$$D_v = \left[1 + \frac{2R_r(1 + \sin^2 \psi)}{a_a \sin \psi} + \left(\frac{2R_r}{a_a} \right)^2 \right]^{-1/2}, \quad (3.2)$$

jossa $R_r = \frac{r_1 r_2}{r_{12}}$ ks. kuva 4.1, ψ on heijastumiskulma ja a_a on muokattu maan säde [3, s.16].

Joissain tapauksissa heijastuneen säteen voimakkuus on paljon pienempi kuin suoraan tulevan. Tämä ilmenee erityisesti tilanteissa, joissa molemmat antennit ovat korkealla maan pinnasta, mutta kuitenkin fyysisesti lähellä toisiaan. Ilmiö otetaan huomioon asettamalla säteen pituudelle kerroin (ray length factor)

$$F_r = \min \left(\frac{r_0}{r_{12}}, 1 \right), \quad (3.3)$$

missä r_0 ja r_{12} on esiteltyinä kuvassa 4.1 [3, s.16].

Maanpinnan heijastumiskerroin on riippuvainen säteen tulokulmasta sekä signaalin taajuudesta. Pinnan heijastumiskerroimen reaali- ja imaginääriosat on määritettävissä

$$R_g = \left[\frac{1 + B \sin^2 \psi - A \sin \psi}{1 + B \sin^2 \psi + A \sin \psi} \right]^{1/2} \quad \text{ja} \quad (3.4)$$

$$\Phi_g = \arctan 2(-Q, \sin \psi - P) - \arctan 2(Q, \sin \psi + P), \quad (3.5)$$

missä A , B , Q ja P ovat taajuudesta, heijastumiskulmasta ja maan dielektrisyydestä sekä

permittiivisyydestä riippuvia kertoimia [3, s.17]. Kertoimet määritetään seuraavasti:

$$\begin{aligned} X &= 18000 \frac{\sigma}{f} \\ Y &= \epsilon_r - \cos^2 \psi \\ T &= \sqrt{Y^2 + X^2} + Y \\ P &= \sqrt{\frac{T}{2}} \\ Q &= \frac{X}{2P} \\ B &= \frac{1}{P^2 + Q^2} \\ A &= \frac{2P}{P^2 + Q^2}, \end{aligned}$$

missä σ on maan konduktiivisuus ja ϵ_r on suhteellinen permittiivisyys [3, s.17].

Kokonaisheijastumiskerroin R_{Tg} saadaan laskettua edellä esiteltyjen kolmen kertoimen tulona

$$R_{Tg} = D_v F_r R_g \quad [3, s.16]. \quad (3.6)$$

3.2.2 Heijastumisen aiheuttama vaihe-ero

Koska suoraan tulevan ja maanpinnalta heijastuneen säteen kulkemat matkat eroavat, niiden signaalien välille syntyy vaihe-eroa. Vaihe-ero signaalien välillä saadaan laskettua säteiden matkaeron Δr , signaalin aallonpituuden λ ja yhtälöstä (3.5) saadun maanpinnan heijastumiskertoimen imaginääriosan Φ_g avulla, jolloin vaihe-ero

$$\Phi_{Tg} = \frac{2\pi\Delta r}{\lambda} + \Phi_g \quad [3, s.16]. \quad (3.7)$$

Vaihe-eron määrittäminen vastaanottavassa pisteessä on erityisen tärkeää sillä pahimmillaan se voi destruktiivisesti interferoida suoraan tulevan signaalin melkein kokonaan. Toisaltaa ilmiö toimii myös toisin päin, eli parhaimmillaan se vahvistaa suoraan tulevaa signaalia, kun vaihe-eroa signaaleiden välillä ei ole.

3.2.3 Signaalihäviö näkölinjalla

Näkölinjan alueella tapahtuva signaalihäviö saadaan määritettyä edellisissä aliluvuissa määritetyn vaihe-eron ja kokonaisheijastumiskertoimen avulla [3, s.17]. Näkölinjan signaalihäviö A_{LOS} määritetään yhtälöillä

$$W_{RL} = \min(|1 + R_{Tg} \cos(\Phi_{Tg}) - R_{Tg} \sin(\Phi_{Tg})|, 1) \quad \text{ja} \quad (3.8)$$

$$A_{LOS} = 10 \log_{10} W_{RL}^2 \quad (dB). \quad (3.9)$$

Huomioitavaa näkölinjan häviön mallinnuksessa on, ettei yllä esitetty malli ota huomioon vapaan tilan vaimennusta laisinkaan. Näkölinjan häviö tai vaimennus esittää siis häviötä, jota pelkkä vapaan tilan vaimennus ei voi selittää.

3.3 Diffraktio pyöreän pinnan yli

Diffraktioon perustuvia häviön mallinnusmenetelmiä käytetään sekä radiohorisontin että sen takana olevalla alueella. Diffraktion aiheuttaman desibelihäviön oletetaan olevan suoraan riippuvainen päätepisteiden välisestä matkasta, jos muut paramaterit kuten päätepisteiden korkeudet ja signaalitaajudet pidetään vakiona. Häviön mallintaminen perustuu diffraktiolinjan määrittämiseen, eli käytännössä pyritään löytämään lineaarinen kuvaus, joka kuvaa diffraktion aiheuttamaa signaalihäviötä etäisyyden funktiona. Saadun funktion avulla voidaan arvioida signaalihäviötä tietyllä etäisyydellä. [5, s. 19]

ITU-R-P-528 suositus olettaa maapallon pyöreäksi ja tasaiseksi kappaleeksi. Näin ollen tässä sekä tulevissa luvuissa diffraktiolla tarkoitetaan diffraktiota tasaisen ja pyöreän pinnan ylitse.

3.3.1 Diffraktion aiheuttama signaalihäviö

Signaalin taajuuden ja päätepisteiden geometrian lisäksi diffraktion aiheuttamaan signaalihäviöön tarkasteltavassa pisteessä vaikuttavat maanpinnan dielektrisyys, konduktiivisyys ja taittokyky. Diffraktiosta aiheutunut signaalihäviö voidaan määrittää edellämäärittäjien parametrien funktioiden yhteenlaskuna [1, s.8-1]:

$$A_d = G(x_0) - F(x_1) - F(x_2) - C_1(K, b^o), \quad (dB) \quad (3.10)$$

missä

$$G(x) = 0.05751x - 10 \log_{10} x \quad (dB)$$

$$x_0 = d_0 B_o \quad (km)$$

$$x_1 = d_1 B_o \quad (km)$$

$$x_2 = d_2 B_o \quad (km)$$

$$B_o = B(K, b^o) f^{1/3} C_o^2$$

$$C_o = \left(\frac{8497}{a_e} \right)^{1/3} .$$

Termejä x_0 , x_1 ja x_2 kutsutaan normalisoiduiksi etäisyyksi. Termissä C_o esiintyvä säde a_e on efektiivinen maan säde, jonka arvo riippuu ilmakehän taittokyvystä. Parametrit K ja b^o riippuvat signaalin polarisoinnista sekä maan dielektrisydestä ja konduktiivisuudesta. Maan sähköominaisuuksista riippuvien funktioiden B ja C_1 arvot ovat tarkasti taulukoita eri parametrikombinaatioille, mutta niille on olemassa myös yleiset kaavat joiden avulla arvot voidaan laskea [1, s.8-1].

Mallissa (3.10) esiintyvä korkeusfunktio $F(x)$ määritetään etäisyyden x avulla [3, s.18]. Määritetään ensin apumuuttujat y ja W , jolloin

$$y = 40 \log_{10} x - 117 \quad (dB) \quad \text{ja}$$

$$W = 0.0134 x e^{-0.005x} .$$

Funktio $F(x)$ saadaan määritettyä edellisten apumuuttujien avulla, jolloin

$$F(x) = \begin{cases} G(x), & x \geq 2000km \\ Wy + (1 - W)G(x), & 200km < x < 2000km \\ y, & x \leq 200km. \end{cases} \quad (dB)$$

3.3.2 Diffraktiolinja

Diffraktiolinjan määrittämiseksi tarvitaan päätepisteiden välinen maksimi näkölinja etäisyys d_{ML} sekä kaksi pistettä d_3 ja d_4 , jotka sijaitsevat kauempana kuin d_{ML} . Pisteet d_3 ja d_4 riippuvat käytetystä signaalin taajudesta, kaarien pituuksista d_1 ja d_2 sekä etäisyydestä d_{ML} . Etäisyydet d_3 ja d_4 saadaan määritettyä seuraavasti

$$d_3 = d_{ML} + \frac{1}{2} \left(\frac{a_e^2}{f} \right)^{1/3} \quad (km) \quad \text{ja} \quad (3.11)$$

$$d_4 = d_{ML} + \frac{3}{2} \left(\frac{a_e^2}{f} \right)^{1/3} , \quad (km) \quad (3.12)$$

missä $d_{ML} = d_1 + d_2$. Arvot d_1 ja d_2 ovat alemman ja ylemmän päätepisteen kaaren pituuksia radiohorisonttiin. [3, s.4]

Diffraaktion aiheuttamat häviöt A_{d3} ja A_{d4} voidaan määrittää molemmille etäisyyksille d_3 ja d_4 diffraktiomallilla 3.3.1. Tämän jälkeen diffraktiolinja M_d on määritettävissä. Linja on yksinkertainen määrittää kulmakertoimen avulla, jolloin

$$M_d = \frac{A_{d4} - A_{d3}}{d_4 - d_3} \left(\frac{dB}{km} \right). \quad (3.13)$$

Muodostetun diffraktiolinjan kulmakertoimen avulla voidaan päätellä diffraaktion aiheuttaman häviön suuruus diffraktioalueella. Huomionarvoista kuitenkin on, että diffraktiolinja kertoo vain yksittäistapausten häviöt ja se tulee määrittää erikseen joka tapaukselle.

3.4 Sironta

Radioaallon eteneminen siirtyy jossain pisteessä diffraktiosta sirontaan. Sironta on dominoiva etenemismalli, kun signaalien kulkemat etäisyydet menevät merkittävästi radiohorisontin taakse. Tietyillä etäisyyksillä ilmenee sekä diffraktiota että sirontaa ja näissä tapauksissa käytettävä mallinnustapa pitää päätellä erikseen. Tätä mallin valinnan päätöstä sekä siirtymispisteen määrittästä esitellään implementoinnin luvussa 4.3.1.

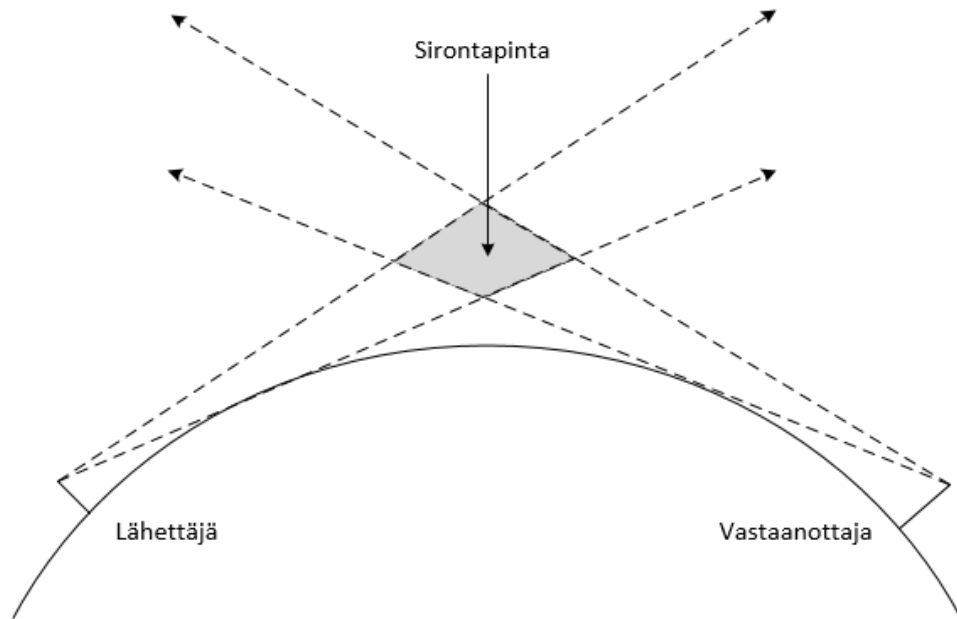
Sironnan aiheuttama signaalihäviö riippuu päätepisteiden geometriasta ja käytetystä taajuudesta, sekä näiden arvojen avulla lasketuista parametreista. Sironnan signaalihäviötä mallinnetaan yhtälöllä

$$A_s = S_e + S_v + 10 \log_{10} \left(\frac{\kappa \theta_s^3}{\ell} \right) \quad (dB) \quad [3, s.18]. \quad (3.14)$$

Termi S_e kuvaa sironnan tehokkuutta ja määritetään seuraavasti:

$$S_e = 83.1 - \frac{\epsilon_2}{1 + 0.07716h_v^2} + 20 \log_{10} \left(\frac{0.1424^2}{\gamma^2} e^{\gamma h_v} \right), \quad (dB)$$

missä ϵ_2 , γ ja h_v ovat ilmakehän taittokyvystä ja päätepisteiden geometrisestä sijainnista riippuvia muuttujia.



Kuva 3.1. Sirontapinta

Sironnan tapauksessa lähettäjä ja vastaanottaja sijaitsevat näkölinjojensa ulkopuolella. Päätepisteet kuitenkin näkevät ilmakehästä yhteisen alueen, josta radiosäteet voivat sirota lähettäjäältä vastaanottajalle. Tätä aluetta kutsutaan sirontapinnaksi, joka on esitettyä yllä olevassa kuvassa 3.1.

Sirontapinnan ja sen tilavuuden vaikutusta kuvataan sirontatilavuuden termillä S_v . Siron-
tilavuuden termi määritetään yhtälöllä

$$S_v = 10 \log_{10} \left(\frac{(A\eta^2 + B_s\eta)q_1q_2}{\rho_1^2\rho_2^2} + C_S \right), \quad (dB)$$

missä kaikki muuttujat ovat päätepisteiden geometrisestä sijainnista, maan taittokyvystä sekä signaalin taajuudesta riippuvia. Näiden muuttujien, sekä yhtälön (3.14) parametrien määrittäminen on kahdenkymmenen yksinkertaisen välivaiheen laskutoimitus, joka on esiteltyä ITU:n suosituksen osiossa 11 [3, s.18-20].

3.5 Ilmakehän absorptio

Ilmakehän kaasut sekä pienhiukkaset heikentävät radiosignaalin voimakkuutta absorptio- ja sironnan vaikutuksen vuoksi. Mallinnuksessa otetaan huomioon vain ilmakehän hapesta ja vesihöyrystä aiheutuva absorptio. Absorptioita esiintyy kaikilla signaalien taajuuksilla, mutta siitä tulee merkittävää vasta yli 2GHz taajuuksilla. Esimerkiksi 1Ghz taajuinen signaali heikkenee hapen ja vesihöyryn absorptio- vuoksi alle 2 desibelin verran kulkiessaan tuhat kilometriä [1, s.3-1].

Ilmakehän aiheuttama absorptio radiosignaalin voimakkuudelle voidaan määrittää integraalilla

$$A_a = \int_0^{r_0} [\gamma_o(h(r), f) + \gamma_w(h(r), f)] dr \quad (dB), \quad [1, s.3-1] \quad (3.15)$$

missä h on korkeus merenpinnasta etäisyyden r suhteen, f signaalin taajuus ja γ_o sekä γ_w korkeudesta ja taajuudesta riippuvia hapen ja vesihöyryn absorptiokertoimia.

3.6 Ajan vaikutus signaalihäviöön

Kuten aikaisemmin tässä luvussa mainittiin, ainoastaan hetkellisten häviöiden tarkastelu ei ole kovin mielekäs ja järkevä. Ajan vaikutusta signaalihäviöihin eri tilanteissa mallinnetaan samoilla, tässä luvussa esitettävillä malleilla, mutta niissä hyödynnettävät parametrit riippuvat dominoivasta etenemistavasta.

Radiosignaalin häviöiden muutoksiin vaikuttavat ilmakehän ominaisuudet sekä monimutkaiset yhteisvaikutukset etenemistapojen välillä. Pitkällä aikavälillä signaaliin vaikuttaa oleellisesti ilmakehän heijastumis- ja taipumisominaisuuksien keskimääräiset muutokset. Sen sijaan lyhyellä aikavälillä signaaliin kohdistuu sen eri reittien ja säteiden yhteisvaikutukset, mitkä interferoivat keskenään. Pitkällä aikavälillä tarkoitetaan tässä yhteydessä tunteja, kun taas lyhyessä aikavälissä kyse on tunnin sisällä tapahtuvista muutoksista [5, s.54]. Koska signaaliin vaikuttaa sen kulkemat useat reitit ja moninaiset yhteisvaikutukset, aikaväleillä tapahtuvia muutoksia on suhteellisen vaikea mallintaa. Tämän vuoksi empiiristä dataa on kerätty paljon ja datan avulla voidaan arvioida näitä vaikutuksia. Alla esiteltävät mallinnukset perustuvat kerättyyn empiiriseen dataan. [1, s.10]

Aikaväleihin liittyvien muutosten määrittämiseksi haluttu toimintavarmuus täytyy määrittää. Tätä ilmoitetaan desimaalilla $q \in \{0.01, 0.99\}$, joka siis kertoo kuinka suuren osan ajasta mallin arvioimat häviöt ovat prosentuaalisesti voimassa.

Kaikissa tapauksissa ajan vaikutusta mallinnetaan yhtälöillä

$$Y_{total} = \begin{cases} Y_{total}(0.50) + Y, & q < 0.50 \\ Y_{total}(0.50) - Y, & q \geq 0.50 \end{cases} \quad (dB) \quad [3, s.27, s.29], \quad (3.16)$$

missä

$$Y = [(Y_e(q) - Y_e(0.50))^2 + (Y_\pi(q) - Y_\pi(0.50))^2]^{1/2} \quad (dB)$$

$$Y_{total}(0.50) = Y_e(0.50) + Y_\pi(0.50). \quad (dB)$$

Valitusta toimintavarmuutta kuvaavasta suureesta q riippuva arvo Y_e kuvaa aikaisemmin mainitun pitkän aikavälin aiheuttamaa vaihtelua ja vastaavasti Y_π lyhyen aikavälin. Arvojen Y_e ja Y_π määrittäminen perustuu taulukoituihin arvoihin. Näiden arvojen määrittämisestä puhutaan tarkemmin implementointiluvussa 4.

4 MALLIN IMPLEMENTOINTI

Tässä luvussa esitellään, kuinka edellisessä luvussa kuvattuja malleja käytetään ja miten niiden tarvitsemat parametrit saadaan muodostettua. Aivan kaikkia välivaiheita ei ole tähän työhön lisätty, sillä osa niistä on varsin pitkiä. Nämä kohdat on ilmaistu selkeästi, sekä tällaisissa tilanteissa on ilmoitettu mistä välivaiheet löytyvät. Tämän luvun alilukujen sisältö noudattelee suosituksen [3] ohjeistuksia häviöiden arvioimiseksi.

4.1 Päätepisteiden geometrinen parametrin muodostus

Edellisen luvun malleissa esiintyy useita etäisyyksiä ja kulmia, jotka ovat päätepisteiden kannalta tilannekohtaisia. Päätepisteiden väliset geometriset parametrit pystytään määrittämään, kunhan tiedetään etukäteen pisteiden korkeudet merenpinnasta sekä niiden välinen etäisyys. Päätepisteelle määritettävät arvot sekä niiden tarkoitus on listattu alle, jotta symbolien merkitys jatkossa on selkeämmin tiedossa.

Päätepiste sisältää

h_r	korkeus merenpinnasta (km)
h_e	efektiivinen korkeus (km)
h	mallissa käytettävä korkeus(km)
Δh	korkeuden korjaustermi (km)
d_r	kaarikulmaa ϕ vastaava kaaren pituus (km)
d	mallissa käytettävä kaaren pituus (km)
ϕ	maan ja päätepisteen välillä kulkevan säteen kaarikulma (rad)
θ	maasta tulevan säteen tulokulma (rad)

Luvussa 2.4 mainittiin miten ilmakehä kaartaa siinä kulkevaa sädettä. Säteen kulkema reitti pystytään määrittämään kuljettamalla sädettä pitkin ilmakehän kerroksia. ITU-R-P.528 malli approksimoi ilmakehän koostuvan 25 kerroksesta aina maan pinnalta 475 km korkeuteen asti. Tämän lisäksi malli olettaa, että ilmakehän taitekerroin muuttuu lineaarisesti korkeuden funktiona, jolloin maan säteenä voidaan käyttää efektiivistä maan sädettä (2.22). Huomionarvoista on, että oletetun ilmakehän kerrokset eivät sijoitu maanpinnan ja 475 km välille lineaarisesti, vaan kunkin kerroksen paksuus on taulukoituna suosituksessa [3, s.9].

Sädettä lähdetään kuljettamaan maanpinnalta päätepisteelle ilmakehää pitkin kerros ker-

rallaan, kunnes haluttu korkeus, eli päätepisteen korkeus tai korkeus 475km, on saavutettu. Säteen kuljettamisen tarkoituksena on määrittää päätepisteelle kaaren pituus radiohorisonttiin sekä tätä kaarta vastaava keskuskulma ja kaarta pitkin kulkevan säteen tulokulma. Standardiolosuhteissa ilmakehän taitekykyä maanpinnan läheisyydessä ilmaistaan parametrilla $N_s = 301$ N-yksikköä (N-units). Algoritmi säteen kuljettamiselle on esitetty alla pseudokoodina.

Algoritmi 1: Säteen kuljettaminen ilmakehän kerroksien läpi

while $r_{i+1} < h_r + a_0$ **and** $r_{i+1} \leq 475km$ **do**

$$\Delta N = -7.32e^{0.005577N_s}$$

$$C_e = \log\left(\frac{N_s}{N_s + \Delta N}\right)$$

$$r_{i,i+1} = a_0 + h_{i,i+1}$$

$$N_{i,i+1} = N_s e^{-C_e h_{i,i+1}}$$

if $h_{i+1} > h_r$ **then**

▷ *Seuraava kerros on ylempänä kuin päätepiste*

▷ *Asetetaan kerroksen korkeus päätepisteen korkeudelle*

$$r_{i+1} = a_0 + h_r$$

$$N_{i+1} = N_s e^{-C_e h_r}$$

$$n_{i+1} = 1 + N_{i+1} * 10^{-6}$$

end

$$\theta_{i+1} = \cos^{-1}\left(\frac{r_i n_i}{r_{i+1} n_{i+1}} \cos(\theta_i)\right)$$

$$A_i = \frac{\log n_{i+1} - \log n_i}{\log r_{i+1} - \log r_i}$$

$$\tau_i = (\theta_{i+1} - \theta_i) \frac{-A_i}{A_i + 1}$$

end

Algoritmin suorituksen jälkeen päätepistelle voidaan asettaa kulmat $\theta = \theta_{i+1}$ ja $\phi = \theta + \sum_i \tau_i$ sekä kaarikulmaa ϕ vastaava kaaren pituus $d_r = \phi a_0$.

Päätepisteen efektiivinen korkeus h_e saadaan laskettua yllä määritetyn pituuden d_r avulla, eli

$$h_e = \begin{cases} \frac{d_r^2}{2a_e}, & \frac{d_r}{a_e} \leq 0.1 \\ \frac{a_e}{\cos(d_r/a_e)} - a_e, & \frac{d_r}{a_e} > 0.1 \end{cases} \quad (km)$$

Malleissa käytettävä korkeus h ja kaaren pituus d riippuu efektiivisen ja meren pinnasta otetun korkeuden välisestä suuruudesta. Korkeudeksi h valitaan näistä kahdesta pienempi, eli

$$h = \begin{cases} h_e, & h_e \leq h_r \\ h_r, & h_e > h_r \end{cases} \quad (km)$$

ja kaaren pituudeksi määritetään

$$d = \begin{cases} d_r, & h_e \leq h_r \\ \sqrt{2a_e h_r}, & h_e > h_r. \end{cases} \quad (km)$$

Korkeuden korjaustermi Δh määritetään merenpinnasta otetun korkeuden ja korkeuden h erotuksena

$$\Delta h = h_r - h. \quad (km)$$

Jos korkeuden korjaustermi $\Delta h = 0$, aikaisemmin määritettyihin parametreihin θ ja d tehdään muutokset

$$\theta = \sqrt{2h_r/a_e} \quad (rad) \quad \text{ja} \\ d = \sqrt{2h_r a_e}. \quad (km)$$

4.2 Häviöiden arviointi radiohorisontin sisällä

Häviöiden ajatellaan tapahtuvan radiohorisontin sisällä, jos $d < d_{ML} = d_1 + d_2$, missä d on päätepisteiden välinen etäisyys ja $d_{1,2}$ päätepistekohtaisia kaarien pituuksia radiohorisonttiin. Päätepisteiden välistä etäisyyttä d ei sovi sekoittaa päätepisteiden omiin parametreihin, joita käsiteltiin ylempänä. Päätepisteiden parametreista käytetään tässä ja jatkossa alaindeksejä 1 ja 2, joilla tarkoitetaan alemmaa ja ylempää päätepistettä.

4.2.1 Diffraktiolinjan määrittäminen

Häviötä arvioitaessa määritetään ensiksi diffraktiolinja, jota käsiteltiin luvussa 3.3.2. Signaalin diffraktoituminen alkaa vasta näkölinja-alueen reunoilla, mutta diffraktiolinjaa saatetaan tarvita joissain reunatapauksissa, kuten hieman myöhemmin huomataan. Diffraktiolinjan määrittäminen onnistuu suoraviivaisesti laskemalla ensin etäisyydet d_3 ja d_4 yhtälöiden (3.11) ja (3.12) avulla, jolloin edelleen voidaan laskea näiden etäisyyksien kokevat diffraktiohäviöt mallin (3.10) avulla. Yhtälössä (3.10) esiintyvän funktion $B(K, b^\circ)$ arvoa 1.607 käytetään usein, kun signaali on polarisoitu horisontaalisesti ja se toimii hyvänä approksimaationa [1, s.8-2]. Tämän lisäksi asetetaan diffraktiomallille (3.10) arvo $C_1(K, b^\circ) = 20$.

Kun diffraktiohäviöt A_{d_3} ja A_{d_4} on määritetty pisteille d_3 ja d_4 , voidaan määrittää kyseisten pisteiden kautta kulkevan diffraktiolinjan kulmakerroin M_d yhtälöllä (3.13). Tämän jälkeen voidaan kulmakertoimen kautta approksimoida diffraktion aiheuttamaa häviötä pisteessä d_{ML} ja määrittää etäisyys d_d , jossa diffraktiolinja ennustaa 0 desibelin häviön, eli

$$A_{d_{ML}} = M_d d_{ML} + A_{d_4} - M_d d_4 \quad (dB) \quad \text{ja} \quad (4.1)$$

$$d_d = \frac{M_d d_4 - A_{d_4}}{M_d} \quad (km). \quad (4.2)$$

Etsitty piste d_d toimii siis rajana näkölinja- ja diffraktiomallille ja sen avulla päätellään myöhemmin tarvittavia parametreja.

4.2.2 Maan pinnasta heijastuva säde

Näkölinjalla signaalin vaikuttaa maanpinnasta heijastuva säde, jota esitettiin luvussa 3.2. Heijastuneen säteen vaikutuksen arvioimiseksi ei ole olemassa suljetun muodon ratkaisua (closed-form solution), vaan ratkaisu täytyy etsiä iteroimalla. Tämän helpottamiseksi muodostetaan kaksi 10×3 matriisia. Matriisin jokainen rivi i sisältää heijastumiskulman, säteiden välisen matkaeron ja heijastumiskulmaa vastaavan etäisyyden eli alkiot $[\psi_i \quad \Delta r_i \quad d_i]$.

Ensimmäiseen matriisiin heijastumiskulmalle asetetaan arvo

$$\psi_i = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda r_i}{2h_e} \right), \quad (rad)$$

missä

$$r_i \in \left\{ 0.06, \frac{1}{10}, \frac{1}{9}, \frac{1}{8}, \dots, \frac{1}{2} \right\} \quad \text{ja}$$

$$i \in \{1, 2, \dots, 10\}.$$

Toisen matriisin tapauksessa heijastumiskulma lasketaan hieman eroavasti, jolloin

$$\psi_i = \sin^{-1} \left(\frac{\Delta r_i}{2d_1} \right), \quad (rad)$$

missä $i \in \{1, 2, \dots, 10\}$.

Heijastuneen ja suoraan kulkevan säteen välinen matkaero Δr_i sekä heijastumiskulmaa ψ_i vastaava etäisyys d_i on selvitettävissä geometrian avulla. Algoritmi tälle määrittämiselle on esitetty alla.

Algoritmi 2: Heijastuneen säteen ja sen matkan sekä matkaeron määrittäminen

input

ψ : Heijastumiskulma
 $r_{1,2}$: Päätepisteiden korkeudet merenpinnasta
 $\Delta h_{1,2}$: Korkeuksien korjaustermit

do

$$z = \frac{a_0}{a_e} - 1$$

$$a_a = \frac{a_0}{1 + \cos \psi}$$

$$\Delta h_{a1,2} = \Delta h_{1,2} \frac{a_a - a_0}{a_e - a_0}$$

$$H_{1,2} = h_{r1,2} - \Delta h_{a1,2}$$

$$z_{1,2} = a_a + H_{1,2}$$

$$\theta_{1,2} = \arccos \left(a_a \frac{\cos \psi}{z_{1,2}} - \psi \right)$$

$$D_{1,2} = z_{1,2} \sin \theta_{1,2}$$

$$H'_{1,2} = \begin{cases} H_{1,2}, & \psi > \pi/2 \\ D_{1,2} \tan \psi, & \psi \leq \pi/2 \end{cases}$$

$$\Delta z = |z_1 - z_2|$$

$$d = \max(a_a(\theta_1 + \theta_2), 0)$$

$$\alpha = \arctan \left(\frac{H'_2 - H'_1}{D_1 + D_2} \right)$$

$$r_o = \frac{D_1 + D_2}{\cos \alpha}$$

$$r_{12} = \frac{D_1 + D_2}{\cos \psi}$$

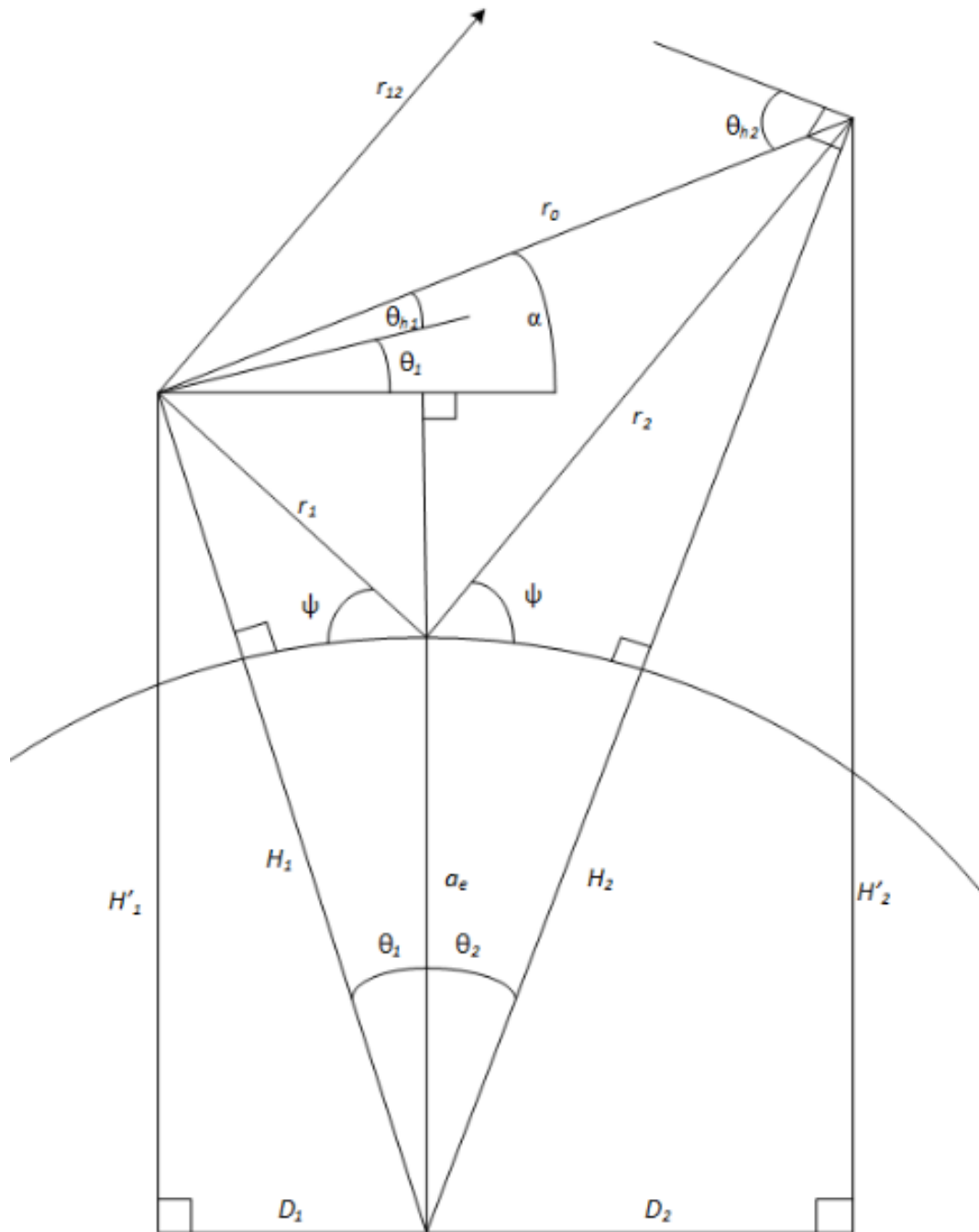
$$\Delta r = \frac{4H'_1 H'_2}{r_0 + r_{12}}$$

$$\theta_{h_1} = \alpha - \theta_1$$

$$\theta_{h_2} = -(\alpha - \theta_2).$$

end

Sanallisen esityksen sijasta algoritmista 2 esiintyvät muuttujat on helpompi ymmärtää kuvan 4.1 avulla. Alla esitetty kuva sisältää päätepisteiden väliseen geometriaan liittyviä arvoja helpottamaan algoritmin sekä kokonaistilanteen välivaiheiden ymmärtämistä.



Kuva 4.1. Kahden säteen geometria [5, s.28].

Muodustettujen kahden matriisin lisäksi tehdään vielä yksi 24×3 matriisi, jossa heijastumiskulmalle annetaan 24 eri arvoa väliltä $\{0.2, 89\}$. Jokaiselle kulmalle määritetään matkaero Δr sekä etäisyys d , joilla matriisin rivit täytetään.

Kun kolme matriisia ollaan muodostettu, matriisit yhdistetään 44×3 matriisiksi, jonka rivit voidaan järjestää tarvittaessa tietyn sarakkeen mukaiseen järjestykseen. Näin saadaan etsittyä ja interpoloitua etäisyys $d_{\lambda/2}$, joka siis kuvaa etäisyyttä, jossa suoraan kulkevan ja heijastuvan säteen vaihe-ero $\Delta r = \lambda/2$, sekä tätä etäisyyttä vastaava heijastumiskulma ψ_{limit} . Lisäksi etsitään etäisyys $d_{\lambda/6}$, jossa säteiden vaihe-ero $\Delta r = \lambda/6$. Näiden eri etäisyyksien avulla pystytään määrittämään etäisyys d_0 , joka toimii karkeana approksimaationa etäisyydelle, jossa eteneminen alkaa siirtymään näkölinjalta näkölinjan ja diffraktion yhteisalueelle. Arvo d_0 riippuu etäisyyksien d , d_d , $d_{\lambda/6}$ ja d_{ML} välisistä suuruuksista ja sen määrittäminen on esitetty suosituksessa [3, s. 13]. Sekaannuksen välttämiseksi on syytä huomioida, että tämä etäisyys d_0 ei ole millään yhtälöllä tai kaavalla laskettu uusi suure, vaan se on asetettu tilannekohtaisesti joksikin arvoista d_1 , $d_{\lambda/6}$ tai d_d . Näin toimittaessa kyseisiä tilanteita ei tarvitse enää jatkossa erotella.

Koska etäisyys d_0 on karkea approksimaatio, sitä joudutaan hiomaan tarkemmaksi. Tämä tapahtuu kasvattamalla etäisyyttä iteraatioittain metri kerrallaan ja etsimällä kasvattelle arvolle matriisista sitä vastaava heijastumiskulma. Heijastumiskulma syötetään algoritmiin 2 ja saadaan uusi etäisyys. Tätä toistetaan kunnes algoritmin antama etäisyys $d_{temp} \geq d_0$ tai jos etäisyyden d_0 kasvattaminen johtaa tilanteeseen, jossa $d_0 > d_{ML}$. Kun tarkempi etäisyys d_0 on saatu selvitettyä, aikaisemmin muodostetusta matriisista voidaan etsiä ja interpoloida etäisyyttä vastaava heijastumiskulma ψ_{d_0} . Tämän jälkeen voidaan laskea etäisyydellä d_0 esiintyvä signaalihäviö A_{d_0} yhtälöiden (3.2) - (3.9) avulla.

Signaalihäviö A_{d_0} kuvaa häviötä pisteessä, joka on mahdollisimman kaukana pelkän näkölinjan alueella ja sitä tarvitaan tilanteissa, joissa $d > d_0$. Tämä epäyhtälö vastaa näkölinjan ja diffraktion yhteisaluetta, jossa eteneminen alkaa muuttumaan näkölinjasta diffraktioon. Tällaisessa tilanteessa signaalihäviö lasketaan diffraktiosta aiheutuvan ja häviön A_{d_0} summana, eli

$$A_{LOS} = \frac{(d - d_0)(A_{dML} - A_{d_0})}{d_{ML} - d_0} + A_{d_0}, \quad (dB) \quad (4.3)$$

missä A_{dML} määritettiin aikaisemmin yhtälöllä (4.1).

Muissa tapauksissa $d \leq d_0$, eli signaali ei vielä diffraktoidu laisinkaan. Muodostetusta matriisista etsitään todellista päätepisteiden välisen etäisyyttä d vastaava heijastumiskulma ψ . Tämän heijastumiskulman sekä aikaisemmin määritetyn heijastumiskulman raja-arvon ψ_{limit} avulla arvioidaan kuuluuko tarkasteltava tilanne näkölinjamallin alueelle. Jos päätepisteiden etäisyyttä d vastaava heijastumiskulma $\psi < \psi_{limit}$, mallinnusta ei voida tehdä kahden säteen eli näkölinjan mallinnuksena. Epäyhtälö $\psi < \psi_{limit}$ vastaa tilannet-

ta, jossa säteen heijastumiskulma on liian pieni kahden säteen mallinnukselle, mikä johdetaan päätepisteiden välisestä geometriasta. Tällaisessa tapauksessa näkölinjalla tapahtuvan häviön A_{LOS} oletetaan olevan 0 dB.

Jos mallinnusta voidaan tehdä näkölinjan mallinnuksena, etäisyyttä d vastaava heijastumiskulma ψ syötetään algoritmiin 2, jolloin saadaan geometrisesti sitä vastaava päätepisteiden välinen etäisyys. Tämä tehdään, koska geometrisesti saatu etäisyys on yleensä suurempi kuin etäisyys d , mikä aiheuttaa tuloksiin epätarkkuutta. Virheen pienentämiseksi heijastumiskulmaa kasvatetaan hieman iteraatioittain, mikä johtaa algoritmin 2 antaman etäisyyden pienemiseen. Tätä toistetaan, kunnes alkuperäinen etäisyys d ja algoritmin antama etäisyys saadaan metrin tarkkuudelle toisistaan.

Kun iteraatioista saatu etäisyys ja sitä vastaava heijastumiskulma on tyydyttävä, voidaan näkölinjalla tapahtuva signaalihäviö A_{LOS} määrittää yhtälöiden (3.2) - (3.9) mukaisesti.

4.2.3 Ilmakehän absorptio

Edellisessä aliluvussa saatu näkölinjalla tapahtuva häviö ei vielä ota huomioon ilmakehän absorptiota. Ilmakehän aiheuttama absorptio määritettiin aikaisemmin integraalilla (3.15). ITU-R-P.528 olettaa ilmakehän hapen absorptiokerroksen paksuudeksi $T_{eo} = 3.25$ km ja vastaavasti vesihöyrykerroksen paksuudeksi $T_{ew} = 1.36$ km. Tämän lisäksi kerrosten oletetaan absorpoivan samalla voimakkuudella koko paksuudeltaan. Näiden oletusten ansioista absorptiosta aiheutuva häviöintegraali saadaan helposti avattua muotoon

$$A_a = \gamma_{oo}(f)r_{eo} + \gamma_{ow}(f)r_{ew}, \quad (dB) \quad (4.4)$$

missä $\gamma_{oo}(f)$ ja $\gamma_{ow}(f)$ ovat taajuusominaiset absorptiokertoimet ja r_{eo} sekä r_{ew} ovat säteiden kulkemat matkan absorptiokerrosten läpi. Kerrosten paksuuksien sekä päätepisteiden geometrinen parametrien avulla voidaan määrittää, miten pitkän matkan säde kulkee absorpoivassa kerroksessa.

Kun säteiden kulkua absorptiokerrosten läpi määritetään, tulee huomioida päätepisteiden ja absorptiokerrosten välinen geometria. Tämä tarkoittaa sitä, että määrittäminen kannalta oleellista on huomata ja käsitellä eri tilanteet, joita on kaikkiaan kolme kappaletta. Ensimmäisessä molemmat päätepisteet ovat absorptiokerroksen sisäpuolella, toisessa vain toinen ja viimeisessä ei kumpikaan. Alla esitetyillä algoritmeilla varmistetaan että jokainen tapaus huomioidaan ja säteiden kulkemat matkat absorptiokerroksissa saadaan määritettyä.

Algoritmi 3: Säteen absorptiomatkojen määrittäminen**input**

β : Säteen lähtökulma maan pinnan tangentiin nähden
 T_e : Absorptiokerroksen paksuus
 d_{arc} : Kaaren pituus päätepisteiden välillä kuljettaessa maan pinnan suuntaisesti
 z_1 : Alemman pisteen korkeus merenpinnasta
 z_2 : Ylemmän pisteen korkeus merenpinnasta

do

$$\alpha = \frac{\pi}{2} + \beta$$

$$z_T = a_0 + T_e$$

if $z_2 \leq z_T$ **then**

▷ Molemmat päätepisteet ovat samassa kerroksessa

$$r_e = d_{arc}$$

exit

end

if $z_T < z_1$ **then**

▷ Päätepisteet ovat kerroksen yläpuolella,

▷ mutta säde voi leikata kerrosta

$$z_c = z_1 \sin \alpha$$

$$r_e = \begin{cases} 0, & z_T \leq z_c \\ 2z_T \sin(\cos^{-1}(z_c/z_T)), & z_T > z_c \end{cases}$$

exit

end

else

▷ Päätepisteet sijaitsevat eri kerroksissa

$$A_q = \sin^{-1}(z_1 \sin(\alpha)/z_T)$$

$$A_e = \pi - \alpha - A_q$$

$$r_e = \begin{cases} z_T - z_1, & A_e = 0 \\ \frac{z_1 \sin A_e}{\sin A_q}, & A_e \neq 0 \end{cases}$$

end

Suosituksessa [3, s.25] on taulukoituna taajuusriippuvaiset absorptiokertoimet sekä esitetty kertoimien interpolointi eri taajuuksille. Kun r_{eo} ja r_{ew} on määritetty yllä esitellyillä algoritmeilla, voidaan signaalin kokema absorptiohäviö A_a määrittää suoraviivaisesti yhtälöllä (4.4).

4.2.4 Vapaan tilan vaimennus

Kumpikaan jo määritetty häviö ei ota huomioon vapaan tilan vaimennusta. Vapaan tilan vaimennus signaaliin saadaan määritettyä mallilla (3.1) ja yhtälössä esiintyvä tuntematon säteen kulkema matka r_{fs} saadaan selvitettyä muutaman välivaiheen kautta. Säteen kulkema matka

$$r_{fs} = \max \left(\left[(z_2 - z_1)^2 + 4z_1z_2 \sin^2(1/2 * \theta_{fs}) \right]^{1/2}, z_2 - z_1 \right), \quad (km) \quad (4.5)$$

missä

$$\theta_{fs} = \frac{a_a(\theta_1 + \theta_2)}{a_0} \quad (rad) \quad \text{ja}$$

$$z_{1,2} = a_0 + h_{1,2}, \quad (km)$$

jolloin vapaantilan vaimennus A_{fs} saadaan laskettua.

4.2.5 Ajan vaikutus

Luvussa 3.6 esitettiin, miten signaalin teho vastaanottavassa päässä muuttuu ajan funktiona. Näkölinjan tapauksessa tulee määrittää pitkän aikavälin vaikutus $Y_e(q)$ halutulle aikaprosentille q , joka kuvaa minkä osuuden ajasta arvioidut häviöt ovat voimassa. Tämän lisäksi täytyy määrittää pitkän aikavälin vaikutus $Y_e(0.50)$ aikaprosentille 50%, sekä mahdollisesta sironnasta johtuvan lyhyen aikavälin vaikutukset $Y_\pi(q)$ ja $Y_\pi(0.50)$ vastaaville aikaprosenteille. Kaikki nämä arvot tulee määrittää, jotta ajasta johtuvat yhteisvaikutukset saadaan huomioitua, sillä sekä lyhyen että pitkän aikavälin vaikutukset ovat jakaumia. Näiden arvojen laskeminen ja määrittäminen on suhteellisen monivaiheinen taulukoihin sekä aikaisemmin tässä luvussa laskettuihin parametreihin pohjautuva prosessi. Tästä johtuen sitä ei ole avattu tähän työhön, mutta se on esiteltynä kattavasti ITU:n suosituksen [3, s.27-34] osuuksissa 16, 17 ja 18. Kun mainitut arvot $Y_e(q)$, $Y_e(0.50)$, $Y_\pi(q)$ ja $Y_\pi(0.50)$ on laskettu, voidaan ajan kokonaisvaikutus $Y(q)$ määrittää mallilla (3.16).

4.2.6 Kokonaishäviö

Viimein voidaan arvioida näkölinjalla tapahtuvaa kokonaishäviötä A ja se on yksinkertaisesti aikaisemmin luvussa mainittujen vaimennusten summa eli

$$A = A_{fs} + A_a + A_{LOS} + Y(q) \quad (dB). \quad (4.6)$$

Lausekkeessa summattavat vaimennusarvot muodustuvat vapaasta tilasta, ilmakehän absorptiosta, signaalin heijastumisesta ja kulkemisesta päätepisteiden välillä sekä ajan

vaikutuksesta.

4.3 Häviöiden arviointi radiohorisontin takana

Radiohorisontin takainen alue määritetään etäisyytenä, jossa epäyhtälö $d \geq d_{ML} = d_1 + d_2$ on voimassa. Signaalin ohitettua radiohorisontin, se alkaa ensin diffraktoitumaan, jonka jälkeen se siirtyy jollain etäisyydellä sirontaan. Oleellista mallinnuksen kannalta on, että tämä siirtyminen mallien välillä saadaan jatkuvaksi pisteessä, jossa siirtyminen tapahtuu. Siirtymäpisteeksi määritellään etäisyys, jossa diffraktiomalli alkaa ennustamaan suurempia häviöitä kuin sirontamalli.

Huomiotavaa radiohorisontin takaisten häviöiden arvioinnissa on, että se vaatii myös radiohorisontin alueella tapahtuvien häviöiden ja niiden parametrien muodostuksen. Näin ollen tässä luvussa oletetaan, että aikasempien lukujen 4.1 ja 4.2 arvot sekä parametrit on jo määritetty.

4.3.1 Siirtyminen diffraktion ja sironnan välillä

Mainittu mallien välinen siirtymäpiste saadaan jatkuvaksi iteraatioiden avulla. Ensin määritetään kaksi etäisyyttä d' ja d'' , jotka sijaitsevat radiohorisontin takana, jolloin

$$d' = d_{ML} + 3 \quad (km) \quad \text{ja} \quad (4.7)$$

$$d'' = d_{ML} + 2 \quad (km). \quad (4.8)$$

Näille etäisyyksille määritetään sironnasta aiheutuvat häviöt $A_s^{d'}$ ja $A_s^{d''}$. Häviöt on lasketavissa mallilla (3.14).

Sirontahäviöiden $A_s^{d'}$ ja $A_s^{d''}$ avulla muodostetaan sirontalinja ja sen kulmakerroin M_s samaan tapaan kuin diffraktiolinjan tapauksessa eli

$$M_s = \frac{A_s^{d'} - A_s^{d''}}{d' - d''} \quad \left(\frac{dB}{km} \right). \quad (4.9)$$

Sirontalinjan kulmakerrointa verrataan diffraktiolinjan vastaavaan, ja jos $M_s > M_d$, etäisyyksiä d' ja d'' kasvatetaan kilometrillä. Iteraatioita toistetaan kunnes $M_s \leq M_d$. Kun $M_s \leq M_d$, etäisyys d' on approksimaatio etäisyydelle, jossa tapahtuu jompi kumpi seuraavista tapauksista:

a) Jos diffraktion ennustama häviö on pienempää tai yhtäsuurta kuin sironnan eli $A_s^{d''} \geq A_d^{d''} = M_d d'' + A_{d0}$, mallien välillä siirtyminen on jatkuva, koska diffraktiolinja leikkaa sirontalinjan jollain etäisyydellä $\geq d'$.

b) Jos $A_s^{d''} < A_d^{d''} = M_d d'' + A_{d0}$, siirtyminen mallien välillä voi johtaa epäjatkuvuuteen.

Tapauksen **b** tilanteessa mahdollinen epäjatkuvuus estetään muuttamalla diffraktiolinjaa

hieman. Uusi diffraktiolinja lasketaan pisteiden $(d_{ML}, A_{d_{ML}})$ ja $(d'', A_s^{d''})$ välille, jolloin

$$M_d = \frac{A_s^{d''} - A_{d_{ML}}}{d'' - d_{ML}} \left(\frac{dB}{km} \right) \quad \text{ja} \quad (4.10)$$

$$A_{d0} = A_s^{d'} - M_d d' \quad (dB). \quad (4.11)$$

Tämä muutos johtaa diffraktion ennustaman häviön pienemiseen siten, että $A_s^{d''} \geq A_d^{d''}$ on voimassa ja siirtyminen mallien välillä saadaan jatkuvaksi.

Seuraavaksi määritetään tilanteessa esiintyvä häviö A_T , joka siis kuvaa joko diffraktion tai sironnan aiheuttamaa häviötä, riippuen niiden suuruksista sekä mahdollisista diffraktiolinjan muutoksista. Jos päätepisteiden välinen etäisyys d on pienempää kuin aikasemmin iteraatioilla saatu d' eli $d < d'$, tilanteessa esiintyvä häviö on diffraktiota, jolloin

$$A_T = A_d = M_d d + A_{d0}, \quad (dB) \quad (4.12)$$

missä M_d on diffraktiolinjan kulmakerroin, d päätepisteiden välinen etäisyys ja A_{d0} on näkölinjan laskuissa saatu häviö etäisyydelle d_0 , joka sijaitsee näkölinja-alueen reunalla. Huomiotavaa on, että arvoja M_d ja A_{d0} saatettiin hieman muokata yhtälöillä (4.10) ja (4.11), jos mallien jatkuvuus täytyi korjata. Muissa tapauksissa $d \geq d'$ eli esiintyvä häviö on sirontaa ja

$$A_T = \begin{cases} \min(A_d, A_s), & \text{jos kyseessä on tapaus a} \\ A_s, & \text{muutoin.} \end{cases} \quad (dB) \quad (4.13)$$

Yhtälön (4.13) diffraktiohäviö A_d määritetään vastaavasti kuin yhtälössä (4.12) ja sirontahäviö A_s saadaan mallin (3.14) avulla.

4.3.2 Vapaan tilan vaimennus

Vastaavaan tapaan kuin aikaisemmassa näkölinjan tapauksen luvussa, tässäkin tilanteessa täytyy huomioida vapaan tilan vaikutus. Vapaan tilan häviö saadaan myös radiohorisontin takaisille poluille mallilla (3.1), jossa tällä kertaa parametri r_{fs} määritetään hieman eri lailla. Tässä tapauksessa

$$r_{fs} = r_1 + r_2 + d_s \quad (km), \quad (4.14)$$

missä

$$r_{1,2} = \left[h_{r_{1,2}}^2 + 4a_0(a_0 + h_{r_{1,2}}) \sin^2 \left(\frac{d_{1,2}}{2a_0} \right) \right]^{1/2} \quad (km) \quad \text{ja}$$

$$d_s = d - d_1 - d_2, \quad (km)$$

ja vapaan tilan häviö A_{fs} on määritettävissä.

4.3.3 Ilmakehän absorptio

Radiohorisontin takaisille alueille ilmakehän absorptiosta aiheutuvaa häviötä ei voida määrittää täysin samaan tapaan kuin näkölinjan tapauksessa. Tämä johtuu luonnollisesti siitä, ettei signaali kulje suoraan päätepisteiden välillä, vaan siroaa ilmakehän kautta. Alla olevissa yhtälöissä esiintyvät muuttujat h_v , θ_A sekä d_z saatiin sirontahäviötä A_s määrittäessä luvussa 4.3.1.

Ensin määritetään päätepisteiden sekä kuvan 3.1 sirontapinnan etäisyydet maan keskipisteestä, eli radiaalit

$$z_1 = h_1 + a_e \quad (km) \quad (4.15)$$

$$z_2 = h_2 + a_e \quad (km) \quad (4.16)$$

$$z_v = h_v + a_e \quad (km). \quad (4.17)$$

Radiaalien suuruuksista riippuen tarvitaan apumuuttujia, jotka määritellään siten, että

$$z_{low1,2} = \begin{cases} z_v, & z_v < z_{1,2} \\ z_{1,2}, & z_v \geq z_{1,2} \end{cases} \quad (km)$$

$$z_{high1,2} = \begin{cases} z_{1,2}, & z_v < z_{1,2} \\ z_v, & z_v \geq z_{1,2} \end{cases} \quad (km)$$

$$\beta_{1,2} = \begin{cases} -\tan^{-1} \theta_A, & z_v < z_{1,2} \\ -\theta_{1,2}, & z_v \geq z_{1,2} \end{cases} \quad (km).$$

Kaarien pituudet sirontareiteille saadaan yhtälöillä

$$d_{arc1} = d_1 + d_z \quad (km) \quad \text{ja} \quad (4.18)$$

$$d_{arc2} = d_2 + d_z \quad (km). \quad (4.19)$$

Kun nämä ovat tiedossa, voidaan laskea säteiden kulkemat matka ilmakehän vesihöyry- ja happikerroksen läpi samaan tapaan kuin näkölinjan tapauksessa. Erona vain, että ensin säde kulkee lähettäjältä sirontapinnalle ja siitä edelleen vastaanottajalle. Näin ollen algoritmia 3 joudutaan käyttämään kahdesti. Ensin radiaaleille z_{low1} sekä z_{high1} , kaarenpituudelle d_{arc1} ja säteen lähtökulmalle β_1 , minkä jälkeen vastaava tehdään vastaanottavan pään arvoille. Kun säteiden matkat $r_{eo1,2}$ ja $r_{ew1,2}$ kerroksien läpi on määritetty, voidaan

absorptio laskea yksinkertaisesti mallilla (3.15), jolloin integraalia avatessa saadaan

$$A_a = \gamma_{oo}(f)(r_{eo1} + r_{eo2}) + \gamma_{ow}(f)(r_{ew1} + r_{ew2}), \quad (dB) \quad (4.20)$$

missä $\gamma_{oo}(f)$ ja $\gamma_{ow}(f)$ on taulukoituja taajudesta riippuvia absorptiokertoimia.

4.3.4 Ajan vaikutus

Signaalin tehon muuttumista ajan funktiona esitettiin luvussa 3.6. Samaan tapaan kuin näkölinjan tapauksessa, myös radiohorisontin takaisille poluille pitää määrittää ajan vaikutus $Y(q)$ signaalihäviöön. Tämä tapahtuu vastaavasti kuin näkölinjan tapauksessa eli hyödynnetään mallia (3.16). Mallin vaatimien parametrien $Y_e(0.50)$, $Y_\pi(0.50)$, $Y_e(q)$ ja $Y_\pi(q)$ määrittäminen tässä tapauksessa hieman erilailla. Tätä parametrien määrittämistä ei avata sen enempää tämän työhön yhteydessä, sillä muodostus on jälleen jokseenkin työläs prosessi. Se on kuitenkin esitetty kattavasti ITU:n suosituksen osiossa 15 [3, s.25-27].

4.3.5 Kokonaishäviö

Kokonaishäviö radiohorisontin takaisille poluille voidaan arvioida edellä esitettyjen häviöiden summana, jolloin

$$A = A_{fs} + A_a + A_T + Y(q) \quad (dB). \quad (4.21)$$

Summattava lauseke muistuttaa paljon näkölinjan tapauksessa summattavia arvoja. Ero tässä tilanteessa on vain, että signaalin kulkemasta reitistä aiheutuva häviö A_T on laskettu käyttämällä joko diffraktio- tai sirontamallia näkölinjamallin sijaan.

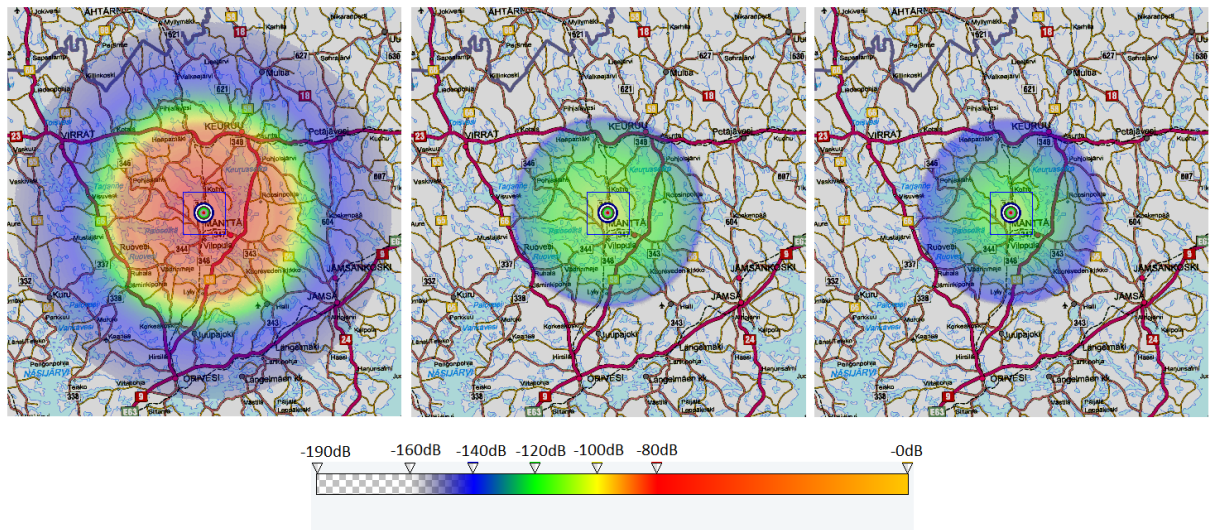
5 TULOSTEN VISUALISOINTI JA ARVIOINTI

Tässä luvussa tarkastellaan implementoidulla mallilla saatuja tuloksia visualisoinnin avulla. Luvun tarkoituksena ei ole ottaa kantaa häviöiden totuudenmukaisuuteen eli siihen, että vastaavatko arvioidut häviöt reaali maailmassa tapahtuvia häviötä. Sen sijaan tarkastellaan ovatko saadut tulokset mielekkäitä sekä kuvaavatko ne tässä työssä esiteltyä mallia ja yleisesti tiedettyjä radioaallon ominaisuuksia.

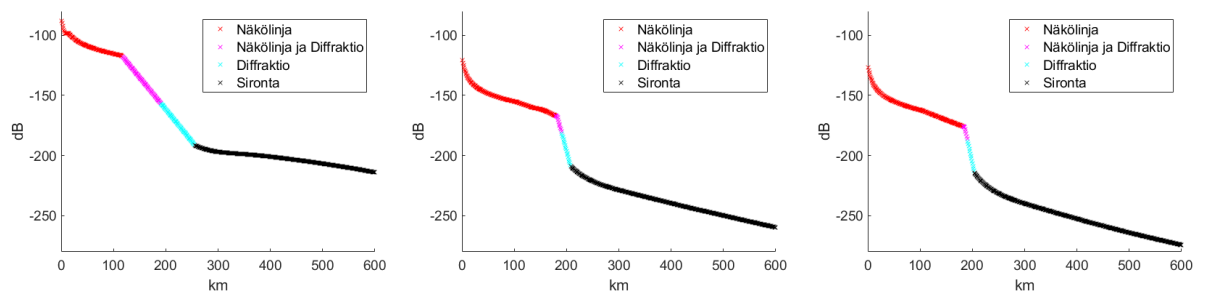
Alilukujen kuvissa esiintyvät radiopeitot on laskettu napakoordinaateilla, joissa etenemissuuntia eli reittejä on 360 kappaletta. Häviötä lasketaan siis reiteille, joiden suuntaa muutetaan aina yhdellä asteella, kunnes kokonainen ympyrä on kierretty. Radiopeitoissa keskuspusteen ajatellaan olevan radiosignaalin lähettäjä ja vastaanottajan paikkaa kuvataan peitolla. Kuvien radiopeittojen säteenä on 50 kilometrin matka ja jokaiselle 50 kilometrin reitille on laskettu 70 häviöpistettä. Häviöpisteet sijoittuvat tasaisesti välille $[1, 50]$ km. Radiopeitoissa tapahtuvat häviöt ovat suurimmaksi osaksi näkölinjamallin alueella, koska näkölinjan ja diffraktion yhteisalue sekä pelkän diffraktion alue alkaa vasta suuremmilla etäisyyksillä. Tämän vuoksi myös häviökäyriä kahden pisteen välillä esitetään, jotta nähdään eri mallien välillä siirtyminen sekä parametrien muuttamisen vaikutus vielä paremmin. Häviökäyrissä laskentaa on tehty kilometrin mittaisin askelein aina etäisyydelle 600 km asti.

Huomioinarvoista esitetyssä kuvissa on, että esitetyt häviökäyrät eivät ole radiopeiton poikkileikkaus, vaikka ne on laskettu samoilla parametreillä. Kohdesovelluksen vaatimusten vuoksi kuvien korkeusarvot esitetään suhteessa maan pintaan. Tästä johtuen radiopeiton alla olevat maaston korkeuserot aiheuttavat pientä vaihtelua vastaanottajan korkeuteen meren pinnasta. Edellä mainittua vaihtelua ei kuitenkaan esiinny ohjelmiston ulkopuolella muodostetuissa häviökäyrissä ja tämän vuoksi häviökäyrän arvot eivät täysin vastaa radiopeiton ilmoittamia arvoja. Korkeuden vaihtelu radiopeitoissa on kuitenkin hyvin pientä verrattuna annettuihin korkeus parametreihin, joten esimerkiksi taajuuden vaikutusta tarkastellessa päätepisteen korkeutta voidaan pitää likimain vakiona.

5.1 Taajuuden vaikutus



Kuva 5.1. Taajuuden kasvattamisen vaikutus radiopeittoon. Taajuuksina vasemmalta oikealle 125MHz, 5000MHz ja 10000MHz.



Kuva 5.2. Taajuuden kasvattamisen vaikutus häviökäyränä. Taajuuksina vasemmalta oikealle 125MHz, 5000MHz ja 10000MHz.

Kuvien 5.1 ja 5.2 laskenta on suoritettu siten, että parametrit taajuutta lukuunottamatta on pidetty vakioina. Laskenta-arvoina lähettäjän ja vastaanottajan korkeuksille käytetään korkeusarvoja 2 ja 2000 metriä. Aikaprosentiksi on asetettu 90 %. Kuvissa käytetyt taajuusarvot vasemmalta oikealle ovat: 125 MHz, 5000 MHz ja 10000 MHz.

Kuvien perusteella havaitaan, että taajuuden kasvattaminen vaikuttaa merkittävästi signaalin vahvuuteen. Taajuuden suuri vaikutus näkölinjan alueella johtuu enimmäkseen käytetystä vapaan tilan mallista (3.1), mutta myös ilmakehän absorptio ja näkölinjalla tapahtuva häviö kasvavat hieman taajuuden noustessa. Kuvissa käytetyt taajuudet kasvavat tilanteiden välillä merkittävästi, ja koska vapaan tilan mallissa taajuus vaikuttaa logaritmisesti, radiopeittojen vahvuudet pienenevät enemmän ensimmäisessä muutoksessa kuin jälkimmäisessä.

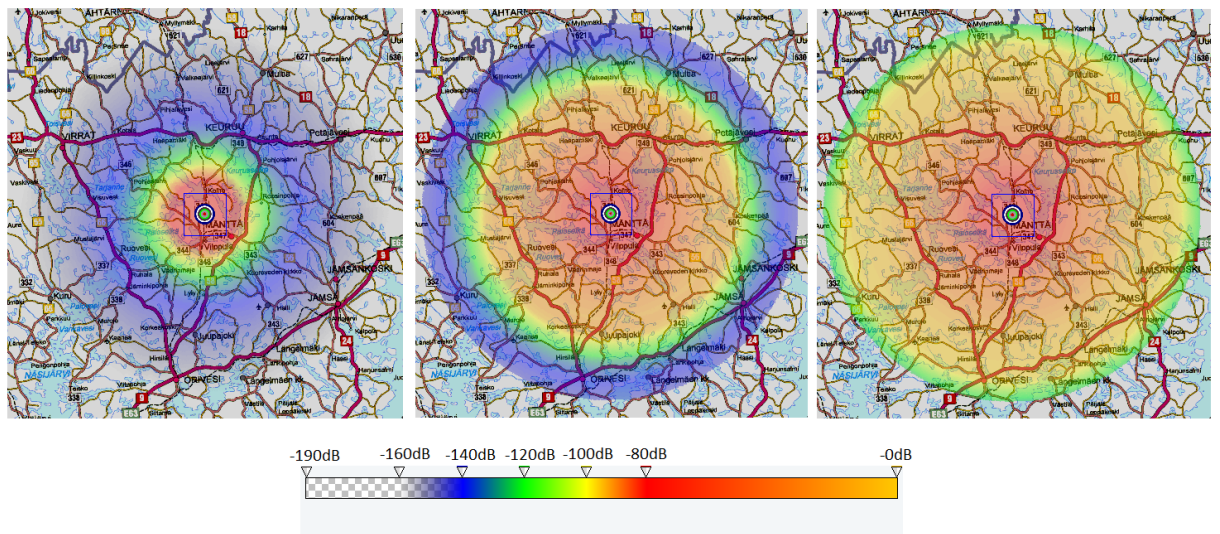
Korkeataajuiset signaalit eivät diffraktoidu maan pinnan taakse yhtä hyvin kuin matalataajuiset. Tämä ilmiö on yleisesti tiedetty, mutta sitä ei voi huomata radiopeitoista, koska

niiden säteet ovat vain 50 kilometriä. Kuitenkin diffraktion vaikutus erottuu häviökäyristä erinomaisesti. Diffraktioalue ja sen aiheuttama häviö muuttuvat merkittävästi taajuksien 125 ja 5000 MHz välillä. Pienemmällä taajuudella diffraktioalue on pidempi ja se vaikuttaa signaaliin vähemmän. Vastaavasti taajuksien 5000 ja 10000 MHz diffraktioalueiden välillä on hieman eroa, mutta ero 125 ja 5000 MHz väliseen muutokseen on varsin maltilinen. Näillä parametreilla mielenkiintoinen havainto on, että näkölinjan ja diffraktion yhteisalueen vaikutus signaaliin on hyvin samankaltainen kuin pelkän diffraktion. Nämä kaksi käyrän osaa eivät kuitenkaan ole kaikissa tapauksissa näin identtisiä, kuten kuvasta 5.4 on nähtävissä.

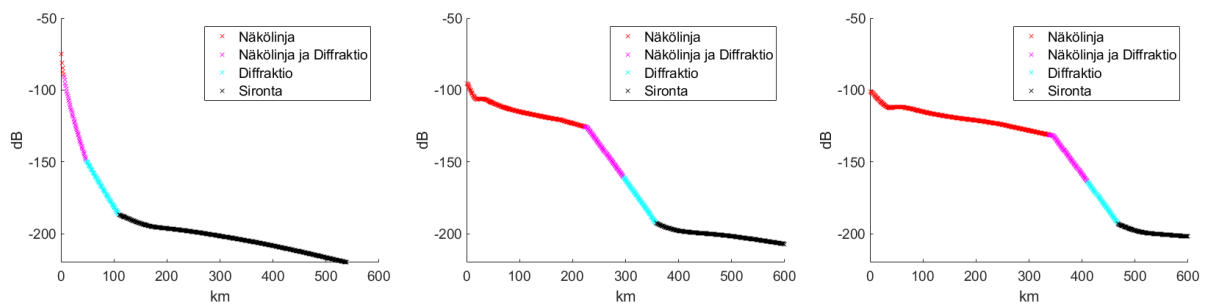
Häviökäyristä on huomattavissa myös, miten malli ottaa hyvin huomioon taajuuden vaikutuksen sironnan voimakkuuteen. Yleisesti ottaen korkeataajuinen signaali vaimenee enemmän sirotessaan kuin matalataajuinen, mikä näkyy käyrien eroavaisuutena sironta-alueella.

Kuvan 5.2 käyristä on myös huomattavissa signaalin etenemistavan vaikutus, mitä esitettiin luvussa 2.3. 125 MHz signaali voi edetä maan pinta-aaltona, joka diffraktoituu melko hyvin horisontin taakse, eikä vaimene niin voimakkaasti näkölinjan alueella. Erona 5000 ja 10000 MHz signaalien kanssa on, että ne eivät etene pinta-aaltona. Tämä ilmiö on havaittavissa häviökäyrien diffraktioalueiden eroina sekä näkölinjan vaimennuksen suuruutena.

5.2 Päätepisteen korkeuden vaikutus



Kuva 5.3. Päätepisteen korkeuden vaikutus radiopeittoon. Päätepisteen korkeuksina maanpinnasta vasemmalta oikealle 100m, 5000m ja 10000m.



Kuva 5.4. Päätepisteen korkeuden vaikutus häviökäyränä. Päätepisteen korkeuksina maanpinnasta vasemmalta oikealle 100m, 5000m ja 10000m.

Tässä tilanteessa parametrit on jälleen asetettu vakioiksi lukuunottamatta vastaanottajan korkeutta. Laskennoissa lähettäjän korkeusarvoksi on asetettu 2 metriä, taajuudeksi 125 Mhz ja aikaprosentiksi 90 %. Vastaanottajan korkeus eri kuvissa on asetettu 100, 5000 ja 10000 metriin maan pinnasta.

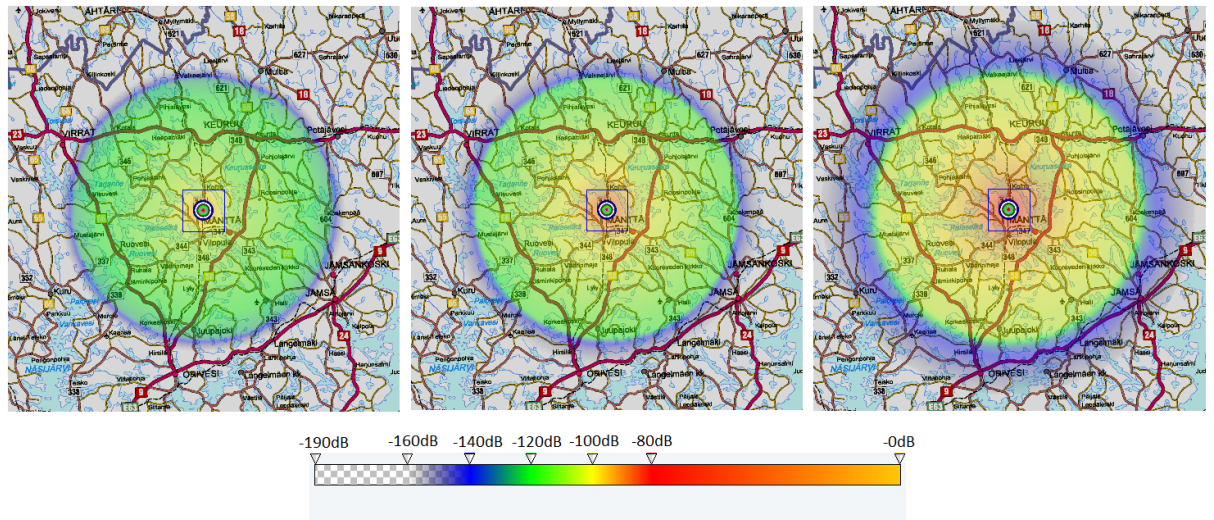
Radiopeitoista 5.3 ja häviökäyristä 5.4 huomataan, että signaalin pysyy voimakkaana pidempään vastaanottajan korkeutta kasvatettaessa. Tämä ilmiö on selitettävissä näkölinjamallin avulla. Käytetty näkölinjamalli ei oleta näkölinjalla tapahtuvaa tilannetta kahden säteen yhteisvaikutukseksi tietyn etäisyyden jälkeen, jos päätepisteiden välinen korkeusero on suuri. Sen sijaan näkölinjalla tapahtuva häviö oletetaan nolaksi, kuten implementoinnin luvussa 4.2.2 kerrottiin. 5000 ja 10000 metrin käyristä on nähtävissä piste, jonka jälkeen kahden säteen yhteisvaikutus loppuu. Piste sijaitsee näkölinja-alueen alussa esiintyvässä notkahduksessa, jonka jälkeen häviökäyrä loivenee. Näin ollen 5000 ja 10000 metrin häviökäyrät näkölinjan alueella koostuvat notkahduksen jälkeen ainoastaan

vapaan tilan, absorptio- ja aikavälin vaimennuksista. Suosituksessa [3, s.16] tehty häviötön oletus näissä suuren korkeuseron tilanteissa on hieman erikoinen. Tätä oletusta ei ole sen enempää avattu, miksi näin on, mutta se selittää kuvissa esiintyvän vahvan alueen kasvun. Toisaalta ehkä tällaisen suuren korkeuseron tilanteen voi mieltää sellaiseksi, jossa päätepisteiden välillä ei ole mitään suurta vaimennusta aiheuttavaa tekijää absorptio-, vapaan tilan ja aikavälin lisäksi, jolloin niiden arviointi riittää.

Näkölinja-alueen tulisi luonnollisesti olla sitä suurempi, mitä korkeammalle lähettäjä tai vastaanottaja asetetaan. Tämä erottuu selvästi häviökäyrien muodosta sekä käytetyn näkölinjamallin alueista.

Käyrissä esiintyvän diffraktoalueen vaikutus signaaliin on eri korkeuksilla hyvin, tai jopa täsmälleen, samanlainen. Ainoastaan diffraktioon siirtymisen etäisyys muuttuu korkeuden kasvaessa. Tämä on mielekäs havainto, sillä taajuuden pysyessä vakiona signaalin diffraktiokyvyn tulisi myös pysyä samankaltaisena. Vastaavasti sironta-alue näyttää samankaltaiselta eri korkeuksilla ja siirtyminen sirontaan tapahtuu suuremmilla etäisyyksillä vastaanottajan korkeutta kasvatettaessa. Korkeus kuitenkin vaikuttaa näkölinjan ja diffraktion yhteisalueeseen, mikä on huomattavissa käyrien violetin värisen osuuden muutoksista eri korkeuksilla.

5.3 Valitun aikaprocentin vaikutus



Kuva 5.5. Aikaprosenttien muutoksen vaikutus. Aikaprosentteina vasemmalta oikealle 90%, 50% ja 5%.

Yllä oleva kuva esittää tilannetta, jossa lähettäjän korkeudeksi on asetettu 2 000 metriä ja vastaanottajan korkeudeksi 5 000 metriä maan pinnasta. Taajuutena on käytetty arvoa 2000 MHz. Vasemmalta oikealle siirryttäessä aikaprocentti on asetettu arvoihin 90 %, 50 % ja 5 %.

Aikaprosentti siis kuvasi sitä, kuinka suuren osan ajasta mallin arvioimat häviöt ovat sen antamaa suuruutta. Aikaprosenttien arvon laskiessa häviöiden pitäisi tyypillisesti pienentyä ja tämä ilmiö on havaittavissa selvästi myös tässä tapauksessa. Häviökäyriä aikaprocenttien muuttumisen suhteen eli ole esitetty, sillä häviökäyrät ovat muodoltaan identtisiä. Aikaprosenttien arvoa kasvatettaessa on huomattavissa, että arvon kasvattaminen ainoastaan laskee häviökäyrää akselistossa, eikä muuta sen muotoa ollenkaan. Muiden parametrien muuttaminen aiheutti muutoksia myös käyrän muotoon, mutta näin ei kuitenkaan tapahdu aikaprocenttien tapauksessa. Aikaprosenttien muuttamisen ei tulisi vaikuttaa tilanteessa esiintyviin etenemistapoihin tai niiden mallinnukseen, vaan ainoastaan arvioituihin kokonaishäviöihin.

6 YHTEENVETO

Työn tarkoituksena oli arvioida radiosignaaliin kohdistuvia häviöitä maasta-ilmaan ja ilmasta-ilmaan tilanteissa VHF-, UHF- ja SHF-taajuuksilla. Työn ensimmäisessä luvussa esiteltiin radioaaltoihin liittyvää teoriaa ja sen avulla pyrittiin ilmaisemaan, miksi tiettyjä approksimaatioita ja etenemisteorioita on olemassa ja kuinka teorian avulla voidaan perustella niiden käyttäminen. Muissa luvuissa keskityttiin ITU:n esittämään suositukseen ja etenemismalliin ITU-R-P.528, joka soveltuu edellä esitettyjen tilanteiden mallintamiseen. Lopuksi tarkasteltiin mallilla saatuja tuloksia ja niiden mielekkyyttä, sillä tulosten arviointa totuudenmukaisuuden näkökulmasta ei ollut mahdollista suorittaa.

Radioaaltojen teoriaa käsiteltiin Maxwellin yhtälöillä, joista päästiin tasoaaltojen ja sen magneetti- ja sähkökenttien tarkastelemisen avulla käsiksi aallossa etenevään tehoon. Tämän perusteella esitettiin sädeteoria, johon käytetyn etenemismallin näkölinjamalli perustui. Lisäksi työn teoriaosuudessa käsiteltiin pintapuolisesti erilaisia radioaallon etenemistapoja sekä missä tilanteissa näitä tapoja esiintyy. Säteenkaartumista sekä radioaaltojen radiohorisonttia käsiteltiin perusteellisesti, sillä ne ovat hyvin olennaisia käsitteitä radioaaltojen häviöiden mallinnuksessa.

Implementoitavasta mallista esiteltiin eri etenemistapojen mallit ja niiden yhtälöt, joiden avulla häviöitä voitiin arvioida. Tarkkaa teoriaa ja päättelyä etenemistapojen mallien taustalta ei oikein löytynyt, minkä vuoksi siihen ei otettu juurikaan kantaa. Tähän vaikutti osaltaan myös se, ettei suosituksessa [3] kerrottu tai viitattu selkeästi mihin suositeltu malli perustuu. Tämä herättää kysymyksiä, koska suosituksen taustalla on kuitenkin merkittävä kansainvälinen standardointijärjestö.

Implementointiluvussa esitettiin miten eri etenemistapojen mallien vaatimat parametrit saadaan muodostettua. Tämän lisäksi esitettiin missä tilanteissa mitään mallia käytetään ja kuinka niiden välillä siirrytään siten, ettei häviöihin tule epäjatkuvuuskohtia. Kyseisen luvun tarkoituksena oli selvittää suosituksen [3] välivaiheita arvojen määrittämiseen, sillä osa välivaiheista on epäselvästi ilmaistu ja ohjeistettu. Suosituksessa esiintyi myös selviä ristiriitaisuuksia arvojen ja algoritmien symboleissa sekä niiden viittauksissa, mutta tällaiset sekaannukset olivat onneksi selkeästi huomattavissa.

Mallilla saadut tulokset osoittautuivat mielekkäiksi. Arviointia niiden totuudenmukaisuudesta ei ollut mahdollisuutta tehdä, joten tuloksien tarkastelu perustui yleisesti tiedettyjen radioaallon ominaisuuksien arvioimiseen. Tuloksien tarkastelu perustui mallin antamista häviöistä piirrettyihin radiopeittoihin sekä yksinkertaisesti muodostettuihin häviökäyriin, joista näkyi mitä malleja eri alueilla käytettiin ja miten ne vaikuttivat signaaliin.

Jatkossa häviöiden totuudenmukaisuuden arviointi olisi hyvin mielenkiintoinen ja tarpeellinen jatkotutkimuksen aihe, sillä mallin hyödyntäminen vaati suhteellisen isoja oletuksia. Yksi mallin merkittävimmistä oletuksista oli, että maapallo oletettiin pyöreäksi ja tasaiseksi kappaleeksi. On selvää, että kyseinen oletus aiheuttaa virheitä tuloksiin, kun signaali kulkee lähellä epätasaista maanpintaa tai tilanteissa, joissa maanpinta työntyy selkeästi signaalin reitille.

Yleisesti ottaen mallin implementointi oli suhteellisen suoraviivainen työ ja se onnistui hyvin. Mallin avulla saadaan selkeitä arvioita, joilla signaalihäviöitä voidaan tarkastella mallille sopivissa tilanteissa. Toisaalta erityisen hienoa olisi ollut, jos saatuja tuloksia olisi vielä saatu verrattua reaalimaailmassa mitattuihin arvoihin.

LÄHTEET

- [1] Rice, P. L. *Transmission loss predictions for tropospheric communication circuits*. Vol. 101. US National Bureau of Standards, 1967.
- [2] Lindell, I. *Radioaaltojen eteneminen*. Otatieto, 1996.
- [3] International-Telecommunication-Union. *Recommendation ITU-R P.528-4*. 2019. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.528-4-201908-I!!PDF-E.pdf (viitattu 06.08.2020).
- [4] Barclay, L. *Propagation of radiowaves*. Vol. 3. Iet, 2012.
- [5] Gierhart, G. D. ja Johnson, M. *The IF-77 Electromagnetic Wave Propagation Model*. Tekninen raportti. INSTITUTE FOR TELECOMMUNICATION SCIENCES BOULDER CO, 1983.