Overspraakonderdrukking in xDSL-modems

TITELBLAD van secretariaat !

Raf Meeusen

27 april 2000

Copyright by K.U. Leuven

Zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van, en de promotor(en) en de auteur(s) is overnemen, kopiëren, gebruiken of realiseren van deze uitgave of gedeelten ervan verboden. Voor aanvragen tot of informatie i.v.m. het overnemen en/of gebruik en/of realisatie van gedeelten uit deze publicatie, wendt U tot de K.U.Leuven, Departement Elektrotechniek - ESAT, Kardinaal Mercierlaan 94, B-3001 Heverlee (België). Telefoon 016/32 11 30 & Fax. +32-16-32 19 86

Voorafgaande schriftelijke toestemming van de promotor(en) is eveneens vereist voor het aanwenden van de in dit afstudeerwerk beschreven (originele) methoden, producten, schakelingen en programma's voor industrieel of commercieel nut en voor de inzending van deze publicatie ter deelname aan wetenschappelijke prijzen of wedstrijden.

Copyright by K.U.Leuven

Without written permission of the promoters and the authors it is forbidden to reproduce or adapt in any form or by any means any part of this publication. Requests for obtaining the right to reproduce or utilize parts of this publication should be addressed to K.U.Leuven, Departement Elektrotechniek - ESAT, Kardinaal Mercierlaan 94, B-3001 Heverlee (Belgium). Tel. +32-16-32 11 30 & Fax. +32-16-32 19 86.

A written permission of the promotor is also required to use the methods, products, schematics and programs described in this work for industrial or commercial use, and for submitting this publication in scientific contests.

Samenvatting

ADSL en VDSL zijn nieuwe technieken die toelaten veel hogere bitsnelheden te halen op een gewone ('twisted pair') telefoonlijn. Door de hoge frequenties die hierbij gebruikt worden, hebben ADSL en VDSL te kampen met overspraak.

In dit eindwerk worden door middel van simulaties technieken onderzocht om overspraak te onderdrukken. Simulaties op basis van statistische gegevens van de signalen en van de ruis laten toe een optimaal resultaat te bekomen, maar ze duren heel lang. Daarom werd geopteerd om simulaties in het tijdsdomein uit te voeren, op basis van een model in simulink.

Deze tijdsdomein-simulaties bleken echter ook enorm veel simulatietijd nodig te hebben om betrouwbare conclusies te kunnen trekken. Niettemin konden de volgende besluiten gemaakt worden:

... (moet ik nog aanvullen)

Inhoudsopgave

1 Inleiding **9**
- 1.1 Situering . . . 9
- 1.2 Doelstelling . . . 10
- 1.3 Indeling van het eindwerk . . . 11

2 ADSL: een overzicht **13**
- 2.1 ADSL en VDSL communicatiesystemen . . . 13
- 2.2 Het ADSL spectrum . . . 15
  - 2.2.1 FDD . . . 15
  - 2.2.2 EC . . . 16
  - 2.2.3 Spectra bij FDD en EC . . . 17
- 2.3 Modulatie en demodulatie: DMT . . . 17
  - 2.3.1 Modulatie . . . 17
  - 2.3.2 Prefix . . . 19
  - 2.3.3 Demodulatie . . . 21
  - 2.3.4 Optimale FEQ . . . 24
  - 2.3.5 Bit loading . . . 25

3 Overspraak **29**
- 3.1 NEXT en FEXT . . . 29
- 3.2 Onderdrukking van overspraak . . . 32
  - 3.2.1 Oversampling . . . 32
  - 3.2.2 Analogie met draadloze communicatie . . . 34
  - 3.2.3 Optimale FEQ . . . 35

4 Simulatie-omgeving **37**
- 4.1 Getalwaarden en beperkingen . . . 37
- 4.2 NEXT-model . . . 38
- 4.3 Matlabscript voor optimale FEQ . . . 39
- 4.4 Simulinkschema met RLS-procedure . . . 40
  - 4.4.1 Inverse QR decompositie . . . 41

4.4.2 Simulinkschema 42
4.4.3 Vergeetfactor λ 43
4.4.4 Bepaling SNR en bitsnelheid bij RLS 44
4.4.5 Toevoeging van NEXT in simulink 45

5 Simulaties en resultaten **47**
5.1 Simulaties met MMSE 47
5.2 Simulaties met RLS 48
5.2.1 Convergentie van de RLS procedure 48
5.2.2 Resultaten zonder NEXT 50
5.2.3 Resultaten met NEXT 50
5.2.4 ICI 51

6 Besluiten **53**

Lijst van afkortingen

ADSL	'Asymmetric DSL'
AFE	'Analog front end'
ATU-C	'ADSL Transmission Unit - Central-office'
ATU-R	'ADSL Transmission Unit - Remote'
DAC	'Digital to Analogue Converter'
DC	'Direct Current' (gelijkstroom of gelijkspanning)
DFE	'Digital front end'
DFT	Discrete Fourier Transformatie
DMT	'Discrete Multitone'
DSL	'Digital Subscriber Line'
FDD	'Frequency Division Duplexing' (frequentie-multiplexing)
EC	'Echo Cancellation' (echo-onderdrukking)
FEQ	'Frequency domain EQualizer' (frequentiedomein egalisator)
FEXT	'Far End Crosstalk'
FFT	'Fast Fourier Transform'
FIR	'Finite Impulse Response'
HDSL	'High speed DSL'
ICI	'Inter-Carrier-Interference'
IDFT	'Inverse DFT'
IDSL	'ISDN DSL'
IFFT	'Inverse FFT'
ISDN	'Integrated Services Digital Network'
ISI	'Inter-Symbol-Interference' (inter-symbool interferentie)
ITU	'International Telecommunication Union'

kbps	Kilobit per seconde
Mbps	Megabit per seconde
MMSE	'Minimum Mean Squared Error'
NEXT	'Near End Crosstalk'
POTS	'Plain Old Telephone Service' (analoge telefonie)
PSD	'Power Spectral Density' (spectrale vermogendichtheid)
QAM	'Quadrature Amplitude Modulation'
RLS	'Recursive Least Squares' (recursieve kleinste-kwadraten)
SDSL	'single-line DSL/symmetric DSL'
SNR	'Signal-to-Noise Ratio' (signaal-ruis verhouding)
TEQ	'Time domain EQualizer' (tijdsdomein egalisator)
VDSL	'Very high rate DSL'

Hoofdstuk 1

Inleiding

1.1 Situering

Dat er bij computergebruikers een grote vraag is naar digitale communicatie tegen hogere bitsnelheden, hoeft geen betoog. Veel gebruikte technieken voor digitale transmissie over telefoonlijnen zijn spraakbandmodems en ISDN ('Integrated Services Digital Network'), maar hun bitsnelheden zijn te laag voor nieuwe breedbanddiensten zoals

- Video op aanvraag ('video on demand')
- Werken vanop afstand ('teleworking')
- Digitale televisie
- Tele-winkelen ('home shopping')
- Leren vanop afstand ('distance learning')

Ook voor Internettoegang is vaak een hogere snelheid gewenst. Voor het doorsturen van bijvoorbeeld video met televisiekwaliteit is typisch 4 tot 6 Mbps nodig [1]. Met spraakbandmodems haalt men echter maar een snelheid van 56 kbps en zit men tegen de grens van de capaciteit binnen de spraakband. Met ISDN heeft men ook slechts 64 kbps ter beschikking [1]. Het is nochtans mogelijk om over de koperdraden van de telefoon veel hogere snelheden te halen.

De informatietheorie leert ons dat de capaciteit van een kanaal op 2 manieren kan verhogen: door een grotere bandbreedte te benutten en/of door meer vermogen door te sturen [4]. De getwiste-koperdraadparen van het klassieke telefonienetwerk hebben echter een kunstmatige bandbreedte-beperking als gevolg van allerlei filters om de analoge spraak te optimaliseren [2]. Door

deze filters weg te nemen en specifieke modulatietechnieken te gebruiken kan een grotere bandbreedte benut worden. ADSL ('Asymmetric Digital Subscriber Line') en opvolger VDSL ('Very high rate Digital Subscriber Line'), beide behorend tot de familie van *xDSL* [1] technieken, zijn communicatiesystemen die deze potentiële capaciteit beter benutten.

Eén van de problemen waar ADSL/VDSL mee te kampen heeft, is *overspraak*. Het elektrisch signaal op een bepaalde telefoonlijn beïnvloedt het signaal op een andere lijn, een gevolg van de elektromagnetische koppeling tussen koperparen in eenzelfde bundel. Deze invloed is ongewenst en bijgevolg een vorm van ruis. Technieken om deze overspraak te onderdrukken zijn dus zeer belangrijk, aangezien de modemperformantie hierdoor aanzienlijk kan stijgen. Dit zal verder onderzocht worden in dit eindwerk.

1.2 Doelstelling

Het opzet van dit eindwerk is na te gaan in welke mate een aantal technieken de invloed van overspraak op de performantie kunnen minimaliseren. Meer bepaald worden volgende onderwerpen behandeld:

- In eerste instantie is een ADSL simulatie-omgeving opgezet. Hierbij wordt vertrokken van een rudimentair Simulink-schema, dat verder zal worden uitgebreid.
- Ten tweede worden een aantal onderdrukkingstechnieken bestudeerd die hun oorsprong hebben in de draadloze communicatie. Meer bepaald wordt gekeken naar het ontwerp van een 'zero forcing filter' met behulp van *oversampling*. Aan de bedrade ADSL configuratie wordt een interpretatie gegeven analoog aan deze in draadloze communicatie.
- Deze technieken worden dan ook geïntegreerd in het simulatiemodel om tijdsdomeinsimulaties te kunnen uitvoeren

Alle simulaties worden gedaan voor een ADSL configuratie. Dezelfde technieken kunnen zonder meer ook toegepast worden voor VDSL. Dit laatste wordt echter niet expliciet behandeld in dit eindwerk.

[1] Andere bestaande xDSL technieken zijn HDSL, SDSL en IDSL

1.3 Indeling van het eindwerk

- In hoofdstuk 2 worden eerst een aantal algemene aspecten besproken: onder andere de bitsnelheden, de onderdelen van een ADSL-systeem en het verschil met VDSL. Vervolgens wordt het spectrum van ADSL-signalen besproken en tot slot komt de DMT-modulatietechniek aan bod.

- In hoofdstuk 3 wordt overspraak behandeld. Twee soorten overspraak, NEXT en FEXT, worden besproken. In een volgende paragraaf komen technieken voor de onderdrukking van overspraak aan bod. Ook wordt in dit hoofstuk een analogie met draadloze communicatie beschreven.

- In hoofdstuk 4 wordt de simulatie-omgeving beschreven. Eerst worden de gebruikte getalwaarden en het overspraakmodel gegeven. De simulatieomgeving is een Simulinkschema waarmee simulaties in het tijdsdomein gedaan kunnen worden.

- In hoofdstuk 5 worden de simulaties beschreven en de resulaten gegeven en geïnterpreteerd.

- Om te besluiten worden in hoofdstuk 6 de resultaten nog eens op een rijtje gezet.

Hoofdstuk 2

ADSL: een overzicht

In dit hoofdstuk wordt een bondig overzicht gegeven van de belangrijkste eigenschappen van een ADSL-systeem. Eerst worden een aantal algemene aspecten besproken: onder andere de bitsnelheden, de onderdelen van een ADSL-systeem en het verschil met VDSL. Vervolgens wordt het spectrum van ADSL-signalen besproken en tot slot komt de DMT-modulatietechniek aan bod. Meer details over ADSL in het algemeen zijn te vinden in [6], over DMT in het bijzonder in [7] en [8].

2.1 ADSL en VDSL communicatiesystemen

In de inleiding werd al vermeld dat de bitrates van een 56 kbps-modem en van ISDN niet volstaan voor nieuwe breedbandtoepassingen, en dat bijvoorbeeld voor digitale televisie 4 tot 6 Mbps nodig is. De ITU-standaard ('International Telecommunication Union') voor ADSL [5] garandeert snelheden van 6,144 Mbps downstream (van netwerk naar gebruiker, cf. figuur 2.1) en 640 kbps upstream (van gebruiker naar netwerk). De downstreamsnelheid is dus meer dan 100 keer hoger dan bij een spraakbandmodem. Voor VDSL is er nog geen standaard, maar er worden snelheden beloofd tot 52 Mbps downstream en 2,3 Mbps upstream. Dit is evenwel alleen mogelijk als de lijnen korter zijn dan 300 meter, terwijl de 6 Mbps van ADSL haalbaar is tot een lengte van ongeveer 3,5 km [1]. Op lijnen van 900 meter lang zou VDSL nog 15 Mbps halen. Tabel 2.1 geeft een overzicht.

Zowel ADSL als VDSL zijn ontworpen om het laatste stukje te overbruggen in de weg van de leverancier van digitale informatie naar de gebruiker. Vandaar de letters DSL, Digitale Lijn tot bij de abonnee ('Subscriber'). Bovendien maken beide technieken gebruik van de bestaande telefoonlijnen die nu voor analoge telefonie ('POTS, Plain Old Telephone Service') of ISDN

	ADSL	VDSL	
afstand	3,5 km	300 m	900 m
downstream	6,144 Mbps	52 Mbps	15 Mbps
upstream	640 kbps	2,3 Mbps	1,5 Mbps

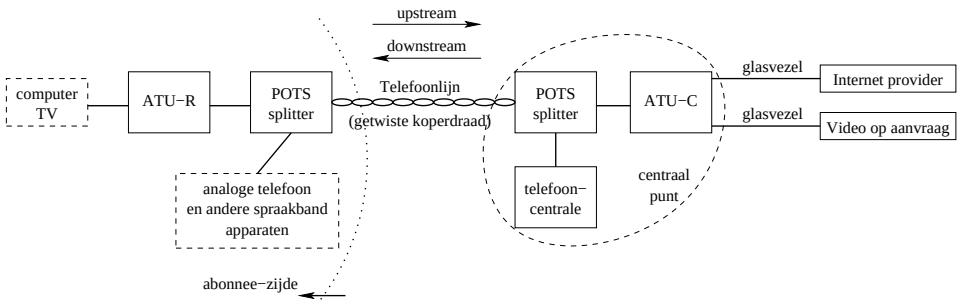
Tabel 2.1: xDSL bitsnelheden

gebruikt worden. Twee belangrijke troeven van ADSL/VDSL zijn

- ADSL/VDSL en analoge telefonie (POTS) kunnen gelijktijdig op 1 telefoonlijn werken door ze in frequentie te scheiden. (Er bestaan ook specificaties om ADSL aan een ISDN-configuratie toe te voegen. [5])

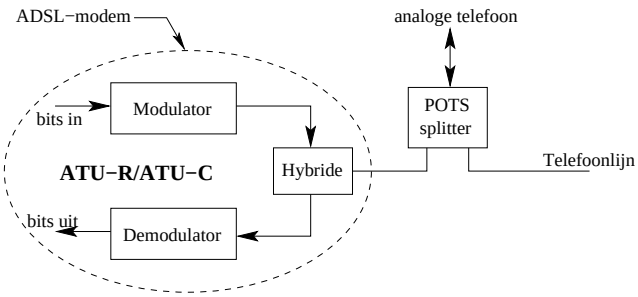
- Het netwerk voor ADSL/VDSL ligt er al, dus de grootste netwerkkost (het graven en het leggen van kabels) moet niet gebeuren.

ADSL zal in veel gevallen de volledige afstand van de gebruiker tot de netwerkoperator kunnen overbruggen. VDSL is typisch bruikbaar op de korte afstand van een abonnee tot een centraal punt in de straat of in de buurt. Vanaf dit centraal punt bij VDSL of de operator bij ADSL kan dan overgegaan worden op bijvoorbeeld glasvezel (figuur 2.1). Omdat diensten zoals Internettoegang en video op aanvraag een veel grotere snelheid vereisen van netwerk naar gebruiker dan omgekeerd, is bij ADSL en VDSL de downstreamsnelheid veel hoger dan de upstreamsnelheid. De A in ADSL slaat op deze asymmetrie.



Figuur 2.1: ADSL communicatiesysteem

Figuur 2.1 geeft een mogelijke configuratie voor een ADSL communicatiesysteem. Met ATU-R (ADSL transmission unit-remote) wordt een ADSL transmissie-eenheid aan de gebruikerszijde aangeduid. De ADSL-modem aan de netwerkzijde (in een centraal punt of bij de netwerkoperator) wordt



Figuur 2.2: ADSL modem

ATU-C (ATU-central office) genoemd. De POTS splitter zorgt voor een scheiding tussen de ADSL-signalen en de analoge spraak.

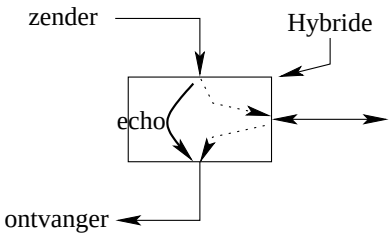
Figuur 2.2 toont de basisblokken binnenin een ATU-R (een ATU-C bestaat uit dezelfde basisblokken). De door te sturen bits worden gemoduleerd en via de hybride op de lijn gezet. De hybride zorgt ervoor dat de signalen van het zendgedeelte (modulator) niet in het ontvangstgedeelte van de modem (demodulator) terechtkomen, en omgekeerd dat de signalen die van de lijn komen alleen naar de demodulator gaan. De modulator en demodulator worden in paragraaf 2.3 besproken.

2.2 Het ADSL spectrum

De hybride uit figuur 2.2 zorgt ervoor dat up- en downstream signalen van elkaar gescheiden worden. Dit wil zeggen dat hun spectra in principe mogen overlappen. In de praktijk echter is een hybride niet ideaal en lekt er een deel van het uitgezonden signaal in het ontvangen signaal (als gevolg van niet-aangepaste impedanties in de hybride). Men noemt dit echo, figuur 2.3 illustreert dit. Voor dit probleem zijn er twee oplossingen: frequentiemultiplexing ('frequency division duplexing, FDD') en echo-onderdrukking ('echo cancellation, EC').

2.2.1 FDD

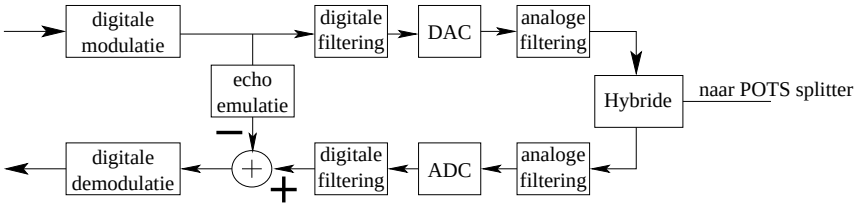
Bij FDD wordt door middel van filters voorkomen dat up- en downstreamsignalen spectraal overlappen. De kanalen voor up- en downstream liggen in spectrum naast elkaar (figuur 2.5). De echo kan bijgevolg eenvoudig weggefilterd worden.



Figuur 2.3: Echo in de hybride

2.2.2 EC

Bij EC is er wel een overlapping, maar wordt het signaal dat door de hybride lekt, er weer af getrokken. Hiervoor moeten twee zaken gekend zijn: het uitgezonden signaal en het pad dat dit signaal volgt van de modulator tot de demodulator. Het eerste is geen probleem, in de modem is het signaal dat wordt uitgezonden uiteraard gekend. Het pad dat dit signaal volgt, waar onder andere de hybride tussen zit, is eveneens vrij goed gekend want het bevindt zich volledig binnen eenzelfde modem. Het reconstrueren van het echosignaal wordt soms echo-emulatie genoemd.



Figuur 2.4: Principe van echo-onderdrukking

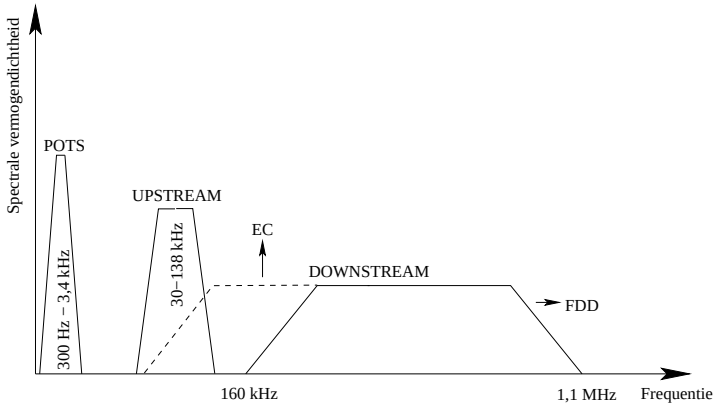
In figuur 2.4 wordt een ADSL-modulator iets meer in detail weergegeven en is ook een EC-blok getekend. In het echo-pad zitten naast de hybride nog een aantal filters en de AD en DA convertoren. De digitale en analoge filters worden ook vaak met respectievelijk DFE (digital front end) en AFE (analog front end) aangeduid. Ze dienen onder andere om vouwvervorming tegen te gaan, om de signalen binnen het door de ITU-standaard opgelegde vermogenmasker te houden en om (bij FDD) up- en downstream te scheiden. Als in het vervolg over *het kanaal* wordt gesproken, wordt hiermee niet alleen de telefoonlijn bedoeld, maar zijn ook de digitale en analoge filters, de hybride en de POTS splitter inbegrepen, dus het hele pad na de digitale modulatie

bij de zender tot voor de digitale demodulatie bij de ontvanger.

Het gebruik van EC laat hogere downstreamsnelheden toe dan FDD, maar er komt heel wat rekenwerk aan te pas. In dit eindwerk wordt steeds verondersteld dat de spectra van up- en downstreamsignalen overlappen en dus dat er EC wordt gebruikt. Maar om in het onderzoek alleen de effecten van overspraak te kunnen bestuderen, wordt in de simulaties de EC buiten beschouwing gelaten en aangenomen dat ze ideaal verloopt en alle echo wordt verwijderd.

2.2.3 Spectra bij FDD en EC

Figuur 2.5 geeft de positie in het spectrum van respectievelijk POTS, upstream- en downstreamsignalen. De POTS-signalen gaan van 300 Hz tot 3400 Hz (=spraakband) [4]. Het upstream-kanaal bevindt zich op frequenties boven de spraakband, ongeveer van 30 kHz tot 138 kHz. Voor het downstream-kanaal zijn de twee mogelijkheden weergegeven: EC en FDD.



Figuur 2.5: Spectrum van ADSL-signalen

2.3 Modulatie en demodulatie: DMT

2.3.1 Modulatie

De modulatietechniek die bij ADSL wordt gebruikt is discrete multitoon modulatie (DMT), een vorm van multicarrier modulatie (MCM). In plaats van 1 dragerfrequentie te moduleren wordt de informatie over meerdere dragers of *tonen* verdeeld. Het voordeel van multicarrier-modulatie ten opzichte van modulatie op 1 drager, ligt onder andere in

- de flexibiliteit van het toekennen van de bits aan de verschillende tonen naargelang de SNR (signaal-tot-ruis verhouding) (zie *bit loading* op pagina 25)

- het indelen van de beschikbare bandbreedte voor verschillende toepassingen (bandwith-on-demand)

- onderdrukking van smalbandige stoorsignalen zoals AM-radio

- egalisatie per toon (zie pagina 23)

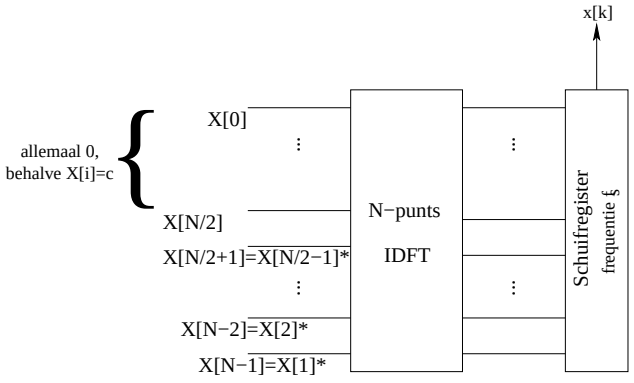
- het gebruik van een IFFT en een FFT voor een zeer efficiënte modulatie en demodulatie

Een multicarrier modulatie waarbij elke drager (=toon) met QAM gemoduleerd wordt, kan gerealiseerd worden met een inverse discrete fourier transformatie (IDFT). Uit de eis dat *zuiver reële waarden* nodig zijn (het signaal dat over de lijn wordt gestuurd moet uiteraard reëel zijn), volgt een voorwaarde voor de IDFT [9]:

Aan de ingang van de IDFT moet een complex *symbool* aangelegd worden waarvan het reëel deel een even symmetrie vertoont, en het imaginair deel een oneven symmetrie. Anders gezegd, voor een N-punts IDFT:

- ingangen $\frac{N}{2}+1$ tot $N-1$ zijn de *complex toegevoegde* waarden van ingangen 1 tot $\frac{N}{2}-1$, doch in omgekeerde volgorde. (zie figuur 2.6)
- ingangen 0 (DC) en $\frac{N}{2}$ (de Nyquistfrequentie) zijn reëel.

Als dus de eerste $\frac{N}{2}+1$ ingangen gekozen worden, zijn door deze voorwaarde ook de overige ingangen bepaald. Veronderstel dat de eerste $\frac{N}{2}+1$ ingangen van de IDFT allemaal nul zijn, behalve ingang $X[i]$, waar een complex getal c wordt aangelegd, en dat aan de symmetrievoorwaarde voldaan is ($i \neq 0$ en $i \neq \frac{N}{2}$, want deze ingangen moeten reëel zijn). Bekijkt men dan de uitgang van de IDFT als een bemonsterd tijdssignaal met bemonsteringsfrequentie f_s, dan is dit signaal een rechthoekig afgekapte cosinus met frequentie $\frac{2\pi i}{N}$, en amplitude en fase bepaald door het complex getal $c = A\ e^{j\phi}$



Figuur 2.6: De IDFT als QAM modulator

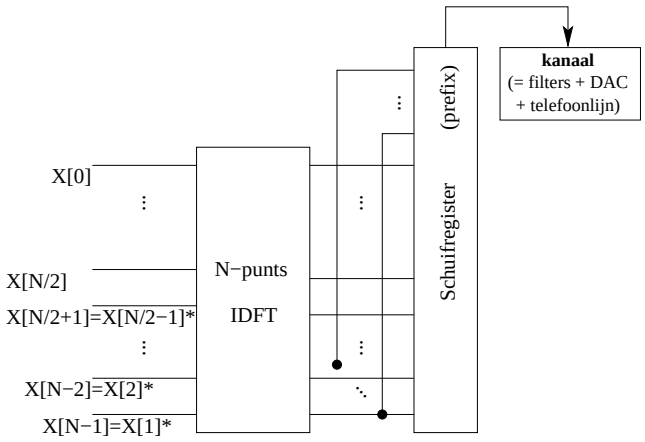
aan ingang $X[i]$. Vergelijking 2.1 toont dit aan:

$$\begin{aligned} x[k] &\triangleq \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} X[n]e^{j2\pi kn/N} \\ &= \frac{1}{N}(c\cdot e^{j2\pi ki/N} + c^*\cdot e^{j2\pi k(N-i)/N}) \\ &= \frac{1}{N}A(e^{j\phi}\cdot e^{j2\pi ki/N} + e^{-j\phi}\cdot e^{-j2\pi ki/N}) \\ &= \frac{1}{N}A\cos(\frac{2\pi i}{N}k+\phi) \end{aligned} \tag{2.1}$$

Door $\frac{f_s}{N}$ complexe getallen c per seconde aan te leggen aan ingang $X[i]$ en het schuifregister tegen f_s samples per seconde uit te lezen, krijgt men bijgevolg een QAM-gemoduleerd signaal met als dragerfrequentie $\frac{2\pi i}{N}$ en als basisbandsignaal een rechthoekige puls [8]. Door dit voor alle ingangen i ($0 < i < \frac{N}{2}$) te doen, krijgt men aan de uitgang de som van al deze gemoduleerde cosinussen, of met andere woorden een multicarrier QAM-modulatie van elke frequentie $\frac{2\pi i}{N}$ ("toon" i genoemd). Voor de ingangen $X[0]$ en $X[\frac{N}{2}]$ wordt bij ADSL steeds 0 genomen, evenals de laagste tonen 1 tot 7 omdat de laagste frequenties voor het POTS-signaal worden voorbehouden.

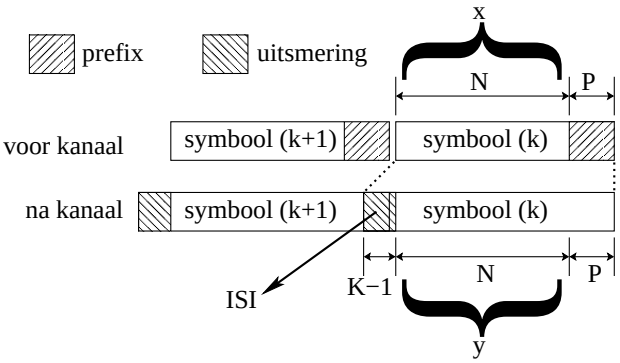
2.3.2 Prefix

In figuur 2.7 is te zien dat er na de IDFT aan elk symbool een cyclische prefix wordt toegevoegd. Een prefix met lengte P zorgt ervoor dat de opeenvolgende symbolen niet interfereren nadat ze door het kanaal uitgesmeerd



Figuur 2.7: ADSL Modulator

zijn (ISI, inter-symbool interferentie). Een gediscretiseerd kanaal met een impulsrespons van K samples maakt elk symbool dat erdoor gaat K-1 samples langer. Op voorwaarde dat $P > K - 1$, komt deze verlenging volledig in de prefix van het volgende symbool terecht en stoort zo het eigenlijke symbool niet (figuur 2.8).



Figuur 2.8: Prefix voorkomt ISI

Door een *cyclische* prefix te nemen - cyclisch wil zeggen dat de laatste P samples vooraan worden herhaald (cf. figuur 2.7) - , zorgt men ervoor dat de convolutie met het kanaal een cyclische convolutie is. De voorwaarde is dat de prefix minstens even lang is als het kanaal ($P \geq K$). Het cyclisch-zijn van de prefix zorgt ervoor dat alle informatie van een symbool van N samples ($N > K$, N is de lengte zonder prefix) opnieuw in N samples zit na

convolutie met het kanaal (zie figuur 2.8). Daarom kunnen aan de uitgang van het kanaal P samples genegeerd worden, zonder dat informatie verloren gaat. In het frequentiedomein betekent een cyclische convolutie dat de DFT van het resultaat het product is van de DFT's van de ingang en het kanaal (convolutiestelling [9]). Als x het ingangssymbool van lengte S voorstelt ($x = IDFT(X)$) en y het resulaaat van de cyclische convolutie (de overeenkomstige N samples aan uitgang van het kanaal zoals in figuur 2.8), dan zegt de stelling:

$$DFT(y) = DFT(x) \cdot DFT(kanaal) \tag{2.2}$$

Dit maakt demodulatie met een DFT mogelijk, zoals hieronder bij "demodulatie" wordt beschreven.

De reële samples van de geprefixte symbolen geven het discrete signaal dat in figuur 2.4 uit het blok "digitale modulatie" komt. In praktische implementaties komt er voor het IDFT-gedeelte in de modulator nog een kanaalcodering (bijvoorbeeld een trellis codering) en voorzieningen voor foutcorrectie. Deze aspecten zijn voor dit eindwerk niet van belang en er wordt dan ook niet dieper op ingegaan.

2.3.3 Demodulatie

Een perfecte reconstructie van het verzonden symbool is mogelijk door de prefix te negeren, dan een DFT te berekenen, en vervolgens een deling door de DFT van het kanaal te doen. Als x en y de symbolen van lengte N voorstellen zoals in figuur 2.8, dan geldt dankzij de cyclische prefix

$$DFT(y) = DFT(x) \cdot DFT(kanaal) = DFT(IDFT(X)) \cdot DFT(kanaal) \tag{2.3}$$

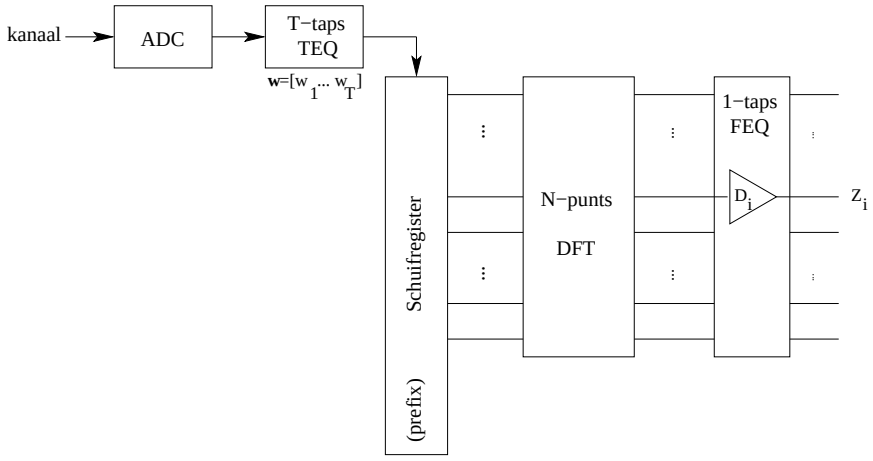
en dit geeft

$$\frac{DFT(y)}{DFT(kanaal)} = X \tag{2.4}$$

Hiervoor mag evenwel het kanaal niet langer zijn dan de prefix. Omdat dit in de praktijk niet zonder meer het geval is, wordt in de ontvanger een filter geplaatst, dat de impulsrespons van het kanaal verkort. Dit filter noemt men tijdsdomein-egalisator of TEQ omdat het voor de DFT staat en dus het tijdssignaal filtert. De TEQ zorgt er dus voor dat de cascade van kanaal en TEQ een kortere impulsrespons heeft dan het kanaal alleen. In extremis zou de TEQ er voor kunnen zorgen dat de impulsrespons van het kanaal een

lengte 1 heeft, zodat er geen uitsmering is en ook geen prefix nodig is. Dit is echter niet te realiseren, zie *temporale oversampling* op pagina 33.

De deling door de DFT van het kanaal wordt FEQ (frequentiedomein-egalisator) genoemd, een 1-taps filter per toon (figuur 2.9).



Figuur 2.9: ADSL Demodulator

Zowel de TEQ als de FEQ zijn afhankelijk van het kanaal. Omdat de ene telefoonlijn de andere niet is, en bovendien de karakteristieken van een lijn kunnen variëren met de tijd, worden deze filters bij de initialisatie geoptimaliseerd voor een bepaald kanaal.

Per-toon-egalisatie [10]

Het schema in figuur 2.9 kan ook in matrixvorm geschreven worden. Hiervoor wordt de DFT-berekening geschreven als een matrixvermenigvuldiging:

$$DFT(V) = \mathcal{F}_N \cdot V \tag{2.5}$$

met $\mathbf{V}$ $(N \times 1)$ de ingang van de DFT in kolommatrixvorm en $\mathcal{F}_N$ een $N \times N$ matrix (de kolommen van $\mathcal{F}_N$ zijn de DFT's van de overeenkomstige kolommen van de eenheidsmatrix met dimensie N). De filtering door de TEQ (een T-taps filter) wordt geschreven als:

$$\mathbf{Y} \cdot \mathbf{w} \tag{2.6}$$

met $\mathbf{Y}$ een $N \times T$ convolutiematrix van het signaal aan de ingang van de TEQ en $\mathbf{w}$ een $T \times 1$ matrix met de TEQ filtercoëfficiënten. De uitgang van

de DFT kan dan geschreven worden als

$$\text{Uitgang}_{DFT} = (\mathcal{F}_N)_{N\times N} \cdot (\mathbf{Y} \cdot \mathbf{w})_{N\times 1} \tag{2.7}$$

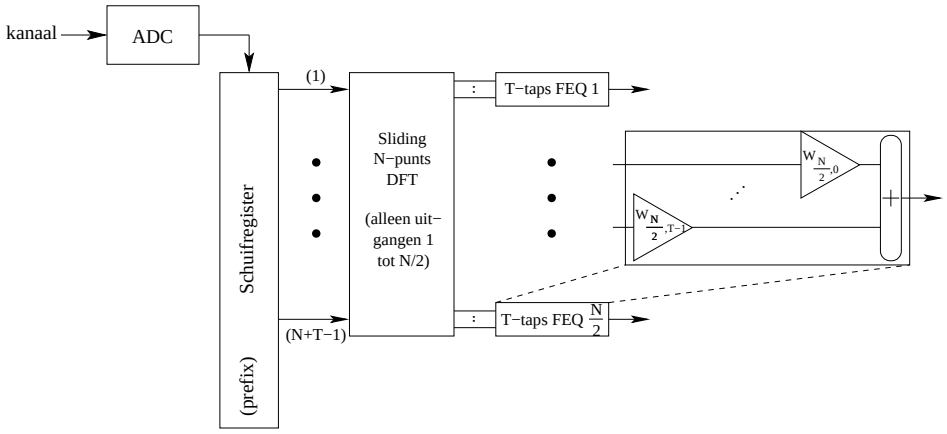
Na de 1-taps FEQ, die voor toon i kan worden voorgesteld door een vermenigvuldiging met het complex getal D_i, krijgt men de uitgang Z_i:

$$Z_i = D_i \cdot \text{rij}_i(\mathcal{F}_N) \cdot (\mathbf{Y} \cdot \mathbf{w}) \tag{2.8}$$

Hierin kan men de DFT-matrix ($\mathcal{F}_N$) en het egalisatiefilter ($\mathbf{w}$) van plaats verwisselen:

$$Z_i = \text{rij}_i \underbrace{(\mathcal{F}_N \cdot \mathbf{Y})}_{T \text{ DFT's}} \cdot \underbrace{\mathbf{w} \cdot D_i}_{\mathbf{w_i}} \tag{2.9}$$

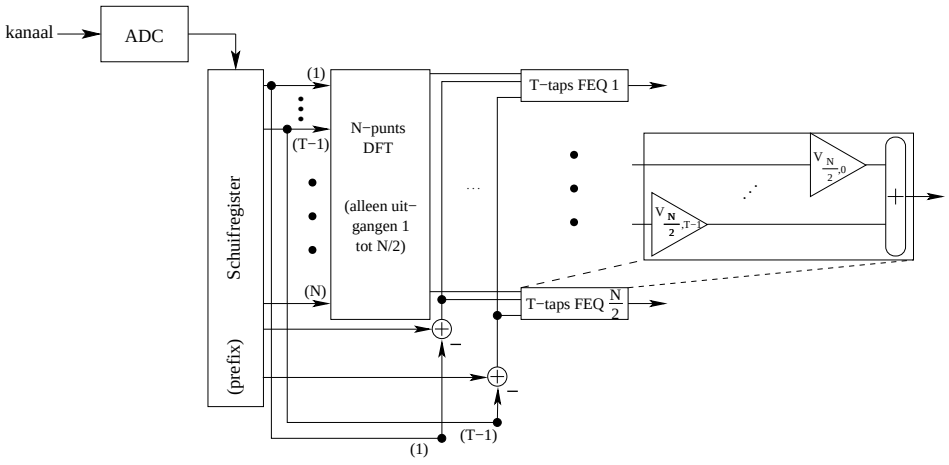
In het schema betekent dit dat er per toon een T-taps complex egalisatiefilter is ($\mathbf{w_i}$), in plaats van één T-taps reële TEQ voor het volledige signaal (zie figuur 2.10). Bij deze zogenaamde per-toon-egalisatie kan het filter voor elke toon afzonderlijk geoptimaliseerd worden. In [10] wordt aangetoond dat deze methode betere resultaten oplevert ten koste van slechts een kleine toename in complexiteit.



Figuur 2.10: Per-toon-egalisatie

Zoals blijkt uit vergelijking 2.9, moet er bij per-toon-egalisatie in principe voor elk symbool een *'sliding'* DFT berekend worden over T posities (T is het aantal filtertaps van het egalisatiefilter). De T DFT's moeten echter niet allemaal volledig uitgerekend worden: bij een 'sliding DFT' kunnen uit de eerste DFT de volgende DFT's efficiënt berekend worden met behulp van

verschiltermen van het ingangssignaal. Door deze berekening te combineren met de FEQ-filtering zelf, bekomt men het schema in figuur 2.11, dat volledig equivalent is aan dat van figuur 2.10. Het verband tussen de FEQ-coëfficiënten van de twee figuren wordt gegeven door vergelijking 2.10 [10].



Figuur 2.11: Efficiënte berekening van sliding DFT met verschiltermen

$$\begin{cases} v_{i,j+1} \cdot \alpha^{i-1} + w_{i,j} = v_{i,j} \\ v_{i,T-1} = w_{i,T-1} \\ \alpha = e^{-j2\pi\frac{1}{N}} \end{cases} \tag{2.10}$$

In wat volgt wordt bij de demodulatie steeds per-toon-egalisatie gebruikt.

2.3.4 Optimale FEQ

De optimale FEQ in figuur 2.10 kan berekend worden door een stelsel op te lossen met de kleinste kwadraten methode (MMSE) [10]. Het komt erop neer dat het verschil tussen de symbolen aan de ingang van de modulator en de symbolen aan de uitgang van de demodulator geminimaliseerd wordt. De filtercoëfficiënten van de FEQ zijn de parameters bij de minimisatie. Hiervoor moeten statistische eigenschappen van de verstuurde symbolen gekend zijn, namelijk de spectrale vermogendichtheid (PSD). De optimisatie wordt

uitgedrukt door de kostfunctie $J(\mathbf{w}_i)$:

$$\min_{\mathbf{w}_i} J(\mathbf{w}_i) = \min_{\mathbf{w}_i} \mathcal{E}\left\{ \left| \bar{\mathbf{w}}_i^{\mathrm{T}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \boxed{\mathcal{F}_N(i,:)} & 0 & \cdots \\ & \ddots & \ddots \\ 0 & \cdots & \boxed{\mathcal{F}_N(i,:)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{F}_i} \cdot \mathbf{y} - X_i \right|^2 \right\} \tag{2.11}$$

met
- $\mathbf{w}_i$ de filtercoëfficiënten van de FEQ $(1 \times T)$
- $\mathcal{E}$ de verwachtingswaarde-operator
- $\mathcal{F}_N(i,:)$ de i-de rij van een DFT-matrix (demodulatie) $(1 \times N)$
- $\mathbf{y}$ het signaal aan de uitgang van het kanaal $((N+T-1) \times 1)$
- X_i het symbool aan de ingang op toon i (1×1)
- $\bar{\mathbf{x}}$ betekent $\mathbf{x}$ in omgekeerde volgorde

De matrix met $\mathcal{F}_N$-rijen stelt de sliding-DFT voor, zoals getekend in figuur 2.10. De oplossing van het minimisatieprobleem in vergelijking 2.11 wordt gegeven door het volgend stelsel met $\bar{\mathbf{w}}_i^*$ als onbekende met de kleinste-kwadraten methode op te lossen.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\mathbf{X}}^{1/2}\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{F}_i^{\mathrm{H}} \\ \mathbf{R}_{\mathbf{n}}^{1/2}\mathbf{F}_i^{\mathrm{H}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{U}} \bar{\mathbf{w}}_i^* = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\mathbf{X}}^{1/2}\mathbf{e}_i^{\mathrm{H}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{d}} \tag{2.12}$$

Hierin is
- R_X de autocorrelatie van de ingangssymbolen
- R_n de autocorrelatie van de ruis
- F_i de matrix met $\mathcal{F}_N$-rijen zoals in vergelijking 2.11
- e_i^H een selectievector die de i-de toon selecteert

H is een combinatiematrix waarin de operaties voor de modulatie (IDFT), de prefix en de kanaalconvolutie zitten. Om ISI te kunnen waarnemen, wordt niet met 1 inputsymbool gewerkt, maar met 3 opeenvolgende inputsymbolen.

$$\mathbf{H} = \left[\mathbf{O_1} \left| \begin{bmatrix} \boxed{\mathbf{h}} & 0 & \cdots \\ & \ddots & \ddots \\ 0 & \cdots & \boxed{\mathbf{h}} \end{bmatrix} \right| \mathbf{O_2} \right] \begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{P} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{P} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{I}_N & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathcal{I}_N & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathcal{I}_N \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

met $\mathcal{I}_N$ een $N \times N$ IDFT-matrix, **P** een matrix die de prefix toevoegt, en **h** de impulsrespons van het kanaal. $\mathbf{O_1}$ en $\mathbf{O_2}$ zijn aanvullingen met nullen.

2.3.5 Bit loading

Afhankelijk van de SNR van een bepaalde toon worden er meer of minder bits aan die toon toegekend. De capaciteit van toon i wordt gegeven door

de formule van Shannon. Het aantal bits per gestuurd symbool voor een bepaalde toon is [11]

$$b_i = \text{aantal bits per symbool op toon i} = log_2(1 + SNR_i). \tag{2.14}$$

Formule 2.14 geeft het theoretische maximum voor het aantal bits per symbool. In praktische implementaties wordt dit maximum niet bereikt omdat de beschikbare rekenkracht niet oneindig groot is. Men kan dit voorstellen alsof er ten opzichte van de theoretische capaciteit een deel van de SNR verloren gaat, 'SNR gap' of Γ genoemd. De SNR wordt daarom kunstmatig verlaagd met een factor γ_0, eigen aan een bepaalde modulatietechniek (bvb. QAM), en afhankelijk van de bitfoutkans die men toelaat. Anderzijds kan door codeertechnieken een winst geboekt worden. Dit wordt in rekening gebracht door de SNR gap te verkleinen. In vergelijking 2.14 werd alleen witte gaussiaanse ruis in rekening gebracht. Om andere ruisbronnen, waaronder overspraak (zie hoofdstuk 3), in rekening te brengen, wordt de SNR gap verhoogd met een ruismarge. De totale factor Γ waarmee de SNR wordt verlaagd wordt gegeven door [6]

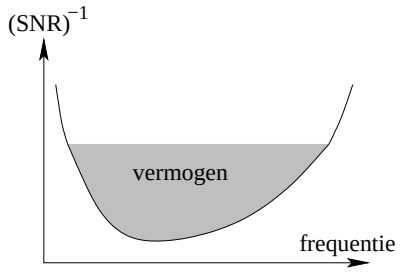
$$\Gamma = \frac{\gamma_0 \cdot \gamma_{ruis}}{\gamma_{cod}} \text{ of } \Gamma^{dB} = \gamma_0^{dB} + \gamma_{ruis}^{dB} - \gamma_{cod}^{dB} \tag{2.15}$$

waarbij γ_0 de SNR gap zonder codering is, afhankelijk van de (gekozen) toegelaten bitfoutkans.

Als nu voor elke toon het aantal bits berekend wordt en de som hiervan vermenigvuldigd wordt met de symboolsnelheid R_s (aantal symbolen per seconde), dan krijgt men de globale bitsnelheid:

$$\text{bitsnelheid} = R_s \cdot \sum_{alle\ tonen\ i} log_2(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma}) \tag{2.16}$$

Waar geen aandacht aan wordt besteed bij de simulaties in dit eindwerk, maar wel belangrijk is bij de realisatie van multicarrier modulatie, is de verdeling van het vermogen over de verschillende tonen. Voor de maximale theoretische capaciteit bij een gegeven SNR en een gegeven vermogenbeperking moet het vermogen verdeeld worden zoals geïllustreerd in figuur 2.12[6]. De curve in deze figuur is de inverse van de SNR. De gekleurde oppervlakte stelt het vermogen voor. De hoogte van het vermogen op elke frequentie geeft dan een maat voor het optimale vermogen dat bij die frequentie hoort. Bij DMT zijn er slechts een eindig aantal tonen of frequenties, maar met de 256 tonen bij ADSL kan deze optimale curve goed benaderd worden. Dit verklaart waarom multicarrier modulatie betere prestaties kan leveren dan



Figuur 2.12: Maximale capaciteit bij beperkt vermogen en gegeven SNR

modulatie met 1 drager: de curve van de theoretische limiet kan beter worden benaderd door op elke toon het juiste vermogen door te sturen. In de praktijk bestaan er algoritmes voor bit loading [8][19] om de ideale verdeling van bits en vermogen zo goed mogelijk te benaderen. Het aantal bits op een bepaalde toon moet een geheel getal zijn, dus het resultaat van vergelijking 2.16 zal afgerond worden. Een mogelijk algoritme bestaat uit de volgende stappen:

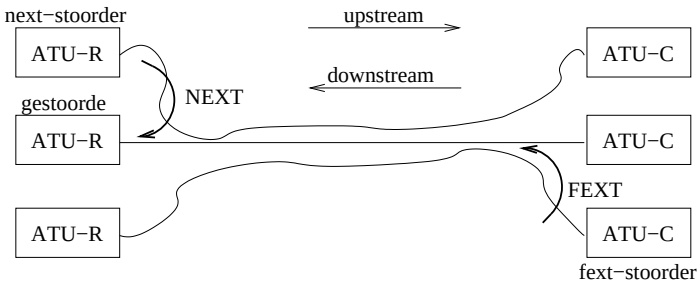
1. de SNR op elke toon wordt bepaald
2. hieruit het aantals bits per symbool op elke toon wordt berekend met 2.14 en 2.15, voor een bepaalde bitfoutkans
3. het aantal bits per toon wordt afgerond
4. het vermogen op elke toon zodanig wordt bepaald dat de bitfoutkans op elke toon gelijk is

Hoofdstuk 3

Overspraak

Overspraak ontstaat door elektromagnetische koppeling tussen twee koperparen. Aangezien koperdraden in een telefoonnetwerk gebundeld worden in één kabel, zal de overspraak groter zijn naarmate de draadparen dichter bij elkaar liggen. Deze overspraak stijgt met de frequentie waardoor de invloed bij ADSL (frequenties tot ruim 1 Mhz) veel groter is dan in de spraakband (frequenties tot 3,4 kHz). In dit hoofdstuk wordt eerst het verschil tussen twee soorten overspraak uitgelegd: NEXT en FEXT. Daarna wordt er aandacht besteed aan de onderdrukking van overspraak. Tot slot wordt een verband gelegd met draadloze communicatie.

3.1 NEXT en FEXT



Figuur 3.1: Near-end en far-end overspraak

Twee soorten overspraak worden onderscheiden: NEXT ('near-end crosstalk') en FEXT ('far-end crosstalk'). Bij NEXT bevindt de storende zender zich aan dezelfde kant van de lijn (=de near-end) als de gestoorde ontvanger. Bij FEXT bevindt de stoorder zich aan de andere kant van de lijn

(=de far-end). Anders gezegd: voor een ATU-R is de NEXT-stoorder het upstreamsignaal van een andere ATU-R modem, en is de FEXT-stoorder het downstreamsignaal van een ATU-C modem op een andere lijn. Figuur 3.1 verduidelijkt dit. Omdat het pad van het NEXT-signaal veel korter is dan dat van het FEXT-signaal en er dus minder demping is, zal NEXT de dominerende overspraak zijn. Tabel 3.1 geeft een overzicht van de tonen waarin overspraak voorkomt bij overlappende up- en downstreamspectra.

	ontvangt op	NEXT op	FEXT op
ATU-R	tonen 8-256 (downstream)	tonen 8-30 (upstream)	tonen 8-256 (downstream)
ATU-C	tonen 8-30 (upstream)	tonen 8-256 (downstream)	tonen 8-30 (upstream)

Tabel 3.1: Tonen waarin overspraak voorkomt

NEXT

NEXT-storing doet zich steeds voor op een signaal in de andere richting, dus storing van een upstreamsignaal op een downstreamsignaal of omgekeerd. Dit wil zeggen dat NEXT eenvoudig vermeden kan worden door upstream- en downstreamsignalen spectraal te scheiden (FDD).

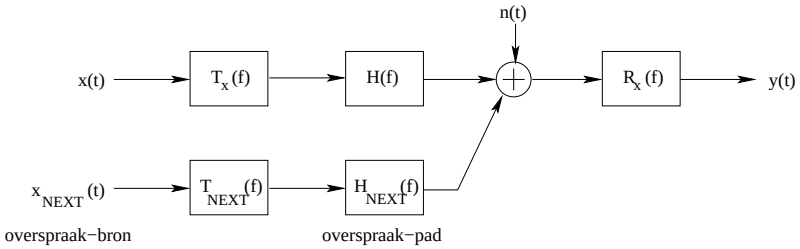
Veel aandacht gaat echter uit naar NEXT-onderdrukking bij systemen waarbij up- en downstreamsignalen spectraal overlappen. Dergelijke systemen kunnen hogere bitsnelheden halen indien NEXT niet te dominant is in de overlappende banden. De echo die ten gevolge van het overlappende spectrum optreedt - en die ook beschouwd kan worden als NEXT, maar dan afkomstig van de gebruiker zelf - kan met behulp van echo-onderdrukking verwijderd worden omdat het uitgezonden signaal gekend is. Bij NEXT is dit uitgezonden signaal niet gekend.

Er bestaan benaderende empirische formules voor de spectrale vermogendichtheid van overspraak [20]. De formule voor de PSD van NEXT is

$$\begin{aligned} S_{NEXT}(f) &= |H_{NEXT}(f)|^2 \cdot S_x(f) \\ \text{met } |H_{NEXT}(f)|^2 &= \frac{1}{1,13 \times 10^{13}} \cdot \left(\frac{N}{49}\right)^{0,6} \cdot f^{1,5} \end{aligned} \tag{3.1}$$

Hierin is N het aantal NEXT-stoorders en $S_x(f)$ de spectrale vermogendichtheid van één stoorbron. $|H_{NEXT}|$ is het amplitudespectrum van het NEXT-kanaal. Figuur 3.2 geeft een schematisch model van een systeem met een NEXT-ruisbron. Hierin zijn $x(t)$ en $y(t)$ respectievelijk het verzonden

en ontvangen signaal, $T_x(f)$ en $R_x(f)$ zend- en ontvangfilters en $H(f)$ het kanaal. Aan de uitgang van dit kanaal wordt niet alleen de additieve witte ruis $n(t)$ opgeteld, maar ook het NEXT-signaal. Dit is afkomstig van een andere gebruiker die een signaal $x_{NEXT}(t)$ uitzendt via een zendfilter T_{NEXT}, en dat via het overspraakkanaal H_{NEXT} het signaal $x(t)$ stoort. In $S_x(f)$ uit formule 3.1 zijn de transmitfilters dus inbegrepen. Meerdere NEXT-bronnen kunnen op deze manier worden toegevoegd.



Figuur 3.2: xDSL systeem met NEXT-stoorder

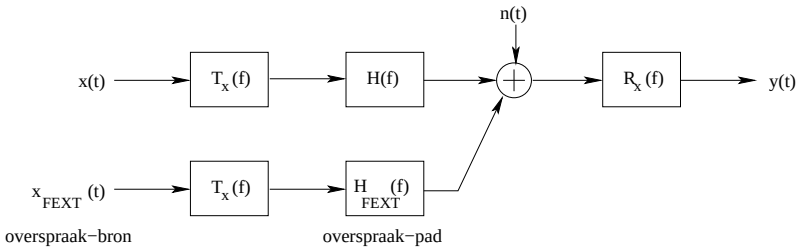
FEXT

De empirische formule voor de PSD van FEXT is

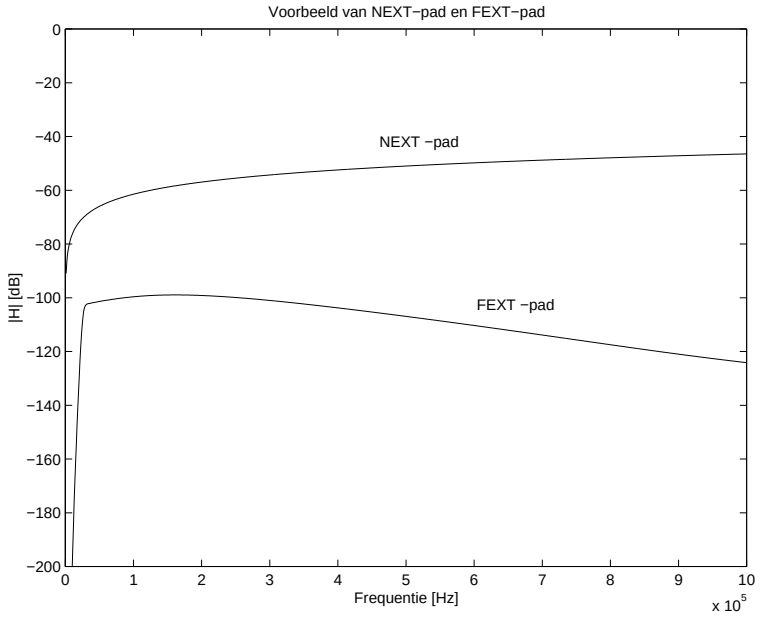
$$\begin{aligned} S_{FEXT}(f) &= |H_{FEXT}(f)|^2 \cdot S_x(f) \\ \text{met } |H_{NEXT}(f)|^2 &= 8 \times 10^{-20} \cdot |H_{kanaal}(f)|^2 \cdot \left(\frac{N}{49}\right)^{0,6} \cdot d \cdot f^2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

met N het aantal FEXT-stoorders, $S_x(f)$ de spectrale vermogendichtheid van één stoorbron en d de lengte van de lijn in voet ('feet'). $H(f)$ is de amplituderespons van de lijn. Figuur 3.3 geeft een schematisch model van een systeem met één FEXT-ruisbron. Uitbreiding naar meerdere FEXT-bronnen is triviaal.

In figuur 3.4 zijn $H_{NEXT}(f)$ en $H_{FEXT}(f)$ uit formules 3.1 en 3.2 getekend voor een lijn van 3000 meter lang, 5 NEXT-stoorders en 5 FEXT-stoorders, en het downstream-kanaal dat bij de simulaties werd gebruikt (hoofdstuk 4). Hieruit blijkt dat NEXT de dominante overspraak is.



Figuur 3.3: xDSL systeem met 1 FEXT-stoorder



Figuur 3.4: NEXT- en FEXT-paden

3.2 Onderdrukking van overspraak

3.2.1 Oversampling

Principe

De techniek van oversampling is afkomstig van antennes in de draadloze communcicatie. Roosterantennes ('array antennas') combineren het signaal van meerdere antennes om een hogere winst te halen. Men noemt dit spatiale oversampling. Stel dat een roosterantenne uit 2 elementen bestaat en als ontvangstantenne fungeert. Dan wordt de informatie die van de zendantenne komt via 2 verschillende paden ontvangen, en zo krijgt men extra informatie

in de ontvanger.

Als er maar 1 pad of kanaal ter beschikking is zoals bij ADSL, kan er ook oversampled worden, maar dan door de bemonsteringsfrequentie op te voeren. Men spreekt van temporale oversampling. Door het signaal aan de uitgang van een telefoonlijn aan de dubbele snelheid te bemonsteren, krijgt men in het digitale signaal informatie uit de dubbele bandbreedte (hogere frequenties).

Een grotere oversamplingfactor dan 2 geeft nog meer informatie en dus nog betere resultaten. Als men de oversamplingfactor blijft opvoeren, wordt de winst die men maakt echter steeds kleiner. Bij roosterantennes (spatiale oversampling) komt dit omdat de elementen steeds dichter bij elkaar liggen en de signalen die ze ontvangen zullen steeds meer gecorreleerd zijn. Bij temporale oversampling komt dit omdat de opeenvolgende samples meer en meer gecorreleerd zijn. In de hogere frequenties zit uiteindelijk geen informatie meer, geen enkel signaal is oneindig breedbandig.

Temporale oversampling [18]

Een ideaal egalisatiefilter zorgt ervoor dat de impulsrespons van een kanaal verkort wordt tot lengte 1. Als h_i $(1 \leq i \leq N)$ de impulsrespons is van een kanaal (lengte N) en w_i $(1 \leq i \leq T)$ de T coëfficiënten van het egalisatiefilter, dan wordt de voorwaarde voor ideale egalisatie gegeven door vergelijking 3.3.

$$\begin{bmatrix} h_1 & 0 & \dots & 0 \\ h_2 & h_1 & \ddots & \vdots \\ \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ h_T & \ddots & \ddots & h_1 \\ & \dots & \dots & \\ h_N & h_{N-1} & \dots & h_{N-T+1} \\ 0 & h_N & \ddots & h_{N-T} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & h_N \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

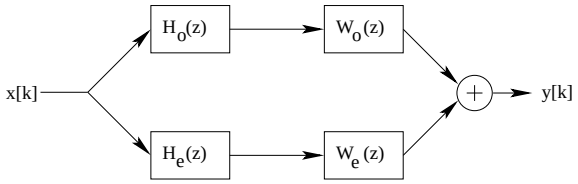
Dit is een stelsel van $N + T - 1$ vergelijkingen met T onbekenden. Een filter dat hieraan zou voldoen noemt men een 'zero forcing filter' omdat het nullen forceert in de resulterende impulsrespons. Het stelsel is echter overgedetermineerd (meer vergelijkingen dan onbekenden) en men kan het alleen benaderend oplossen met bijvoorbeeld een kleinste-kwadratenmethode.

Bij oversampling wordt het kanaal als het ware $2N$ samples lang. Als men dit oversampled kanaal splitst in oneven en even samples (h_{oi} en h_{ei}), dan

krijgt men een oneven en een even kanaal, elk met lengte N. Men heeft dan twee kanalen, analoog aan de twee kanalen bij een roosterantenne met twee elementen. Stel dat $H_o(z)$ en $H_e(z)$ de z-transformaties zijn van respectievelijk het oneven en even kanaal, en $W_o(z)$ en $W_e(z)$ de z-transformaties van het oneven en even egalisatiefilter, zoals aangegeven in figuur 3.5. Om het totaal aantal filtertaps hetzelfde te houden als zonder oversampling, hebben het oneven en even filter een lengte van $\frac{T}{2}$ taps. Vergelijking 3.4 geeft de voorwaarde voor ideale egalisatie bij oversampling.

$$\left[\begin{array}{cccc|cccc} h_{o1} & 0 & \dots & 0 & h_{e1} & 0 & \dots & 0 \\ h_{o2} & h_{o1} & \ddots & \vdots & h_{e2} & h_{e1} & \ddots & \vdots \\ \ddots & \ddots & \ddots & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ h_{oT} & \ddots & \ddots & h_{o1} & h_{eT} & \ddots & \ddots & h_{e1} \\ & \dots & \dots & & & \dots & \dots & \\ h_{oN} & h_{oN-1} & \dots & h_{oN-T+1} & h_{eN} & h_{eN-1} & \dots & h_{eN-T+1} \\ 0 & h_{oN} & \ddots & h_{oN-T} & 0 & h_{eN} & \ddots & h_{eN-T} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & h_{oN} & 0 & 0 & 0 & h_{eN} \end{array}\right] \left[\begin{array}{c} w_{o1} \\ \vdots \\ w_{o\frac{T}{2}} \\ \hline w_{e1} \\ \vdots \\ w_{e\frac{T}{2}} \end{array}\right] = \left[\begin{array}{c} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{array}\right] \tag{3.4}$$

Dit is een stelsel van $N+\frac{T}{2}-1$ vergelijkingen in T onbekenden. Dit zijn minder vergelijkingen en evenveel onbekenden als in het niet-oversamplede geval. Het stelsels is dus minder overgedetermineerd of zelfs volledig oplosbaar als $N+\frac{T}{2}-1=T$.



Figuur 3.5: Oneven en even kanaal bij oversampling

3.2.2 Analogie met draadloze communicatie

Bij DMT-modulatie kan men elke toon bekijken als een apart kanaal, of als een aparte gebruiker van het communicatiesysteem. De 'inter-channel' interferentie (ICI) kan dan gezien worden als een storing van de ene gebruiker bij

een andere. Binnen 1 toon zijn er dus twee soorten interferentie: ISI en ICI. ISI op een bepaald symbool is afkomstig een vorig symbool op dezelfde toon, terwijl ICI afkomstig is van een vorig of het huidige symbool op een andere toon. De FEQ op toon i moet proberen beide interferenties te onderdrukken.

Bij draadloze communicatie (bijvoorbeeld GSM) is er een gelijkaardig probleem. Er is enerzijds een gebruiker die symbolen $x(k)$ verstuurt, anderzijds is er een naburige gebruiker die symbolen $y(k)$ verstuurt. Filters moeten zowel interferentie tussen $x(k)$-symbolen onderling (ISI) voorkomen, als interferentie afkomstig van een andere gebruiker (ICI). Bij draadloze communicatie kan men door middel van spatiale oversampling betere resulaten bekomen. Door meerdere ontvangstantennes te gebruiken, ontstaan er meerdere kanalen. Men kan dit schematisch als volgt voorstellen (voor 3 antennes):

$$\underbrace{\mathbf{w}\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{H_1} & & \\ & \mathbf{H_2} & \\ & & \mathbf{H_3}\end{bmatrix}}_{[\,0\ \ldots\ 0\ 1\ 0\ \ldots\ 0]}\begin{bmatrix}x_{(k)}\\ x_{(k+1)}\\ \vdots\end{bmatrix}+\underbrace{\mathbf{w}\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{S_1} & & \\ & \mathbf{S_2} & \\ & & \mathbf{S_3}\end{bmatrix}}_{[\,0\ \ \ldots\ \ 0\,]}\begin{bmatrix}y_{(k)}\\ y_{(k+1)}\\ \vdots\end{bmatrix} \tag{3.5}$$

met $\mathbf{w}$ het filter, $\mathbf{H_i}$ de drie kanalen van de gebruiker tot de ontvangstantennes, $\mathbf{S_i}$ de kanalen van de andere (storende) gebruiker tot de ontvangstantennes, $x_{(k)}$ het symbool dat op tijdstip k wordt verzonden en $y_{(k)}$ het symbool dat de andere gebruiker op tijdstip k verstuurt. Een ideaal filter zorgt ervoor dat het kanaal van de gebruiker perfect geëgaliseerd wordt, terwijl de invloed van de stoorder 0 wordt gemaakt.

3.2.3 Optimale FEQ

Bij een systeem met 1 NEXT ruisbron kan de optimale FEQ berekend worden op een gelijkaardige manier als beschreven in paragraaf 2.3.4. In [18] wordt aangetoond dat de oplossing wordt gegeven door het volgende kleinstekwadratenprobleem:

$$\left\|\begin{bmatrix}\mathbf{R_X}^{1/2}\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{F}_i^{\mathrm{H}}\\ \mathbf{R}_{\widehat{\mathbf{X}}}^{1/2}\widehat{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}\mathbf{F}_i^{\mathrm{H}}\\ \mathbf{R_n}^{1/2}\mathbf{F}_i^{\mathrm{H}}\end{bmatrix}\bar{\mathbf{w}}_i^{*}-\begin{bmatrix}\mathbf{R_X}^{1/2}\mathbf{e}_i^{\mathrm{H}}\\ \mathbf{0}\\ \mathbf{0}\end{bmatrix}\right\|_2^2=0 \tag{3.6}$$

met $\mathbf{R}_{\widehat{\mathbf{X}}}$ de autocorrelatie van de NEXT-stoorder en $\widehat{\mathbf{H}}$ het NEXT-kanaal.

Ook voor het oversamplede geval wordt in [18] het stelsel voor de optimale oplossing gegeven.

Hoofdstuk 4

Simulatie-omgeving

In dit hoofstuk worden eerst de gebruikte parameters en het NEXT-model beschreven. Daarna worden bondig de matlab-programma's en simulink-schema's beschreven waarvan voor dit eindwerk is vertrokken en waarmee resulatataen in het volgende hoofdstuk werden bekomen. Het gaat om initialisatieprocedures die de coëfficiënten van het egalisatiefilter (FEQ) berekenen voor een bepaald kanaal. Er wordt voor de FEQ steeds een FIR-filter gebruikt. Het matlabprogramma berekent bovendien de SNR voor elke toon en hieruit de theoretische capaciteit.

4.1 Getalwaarden en beperkingen

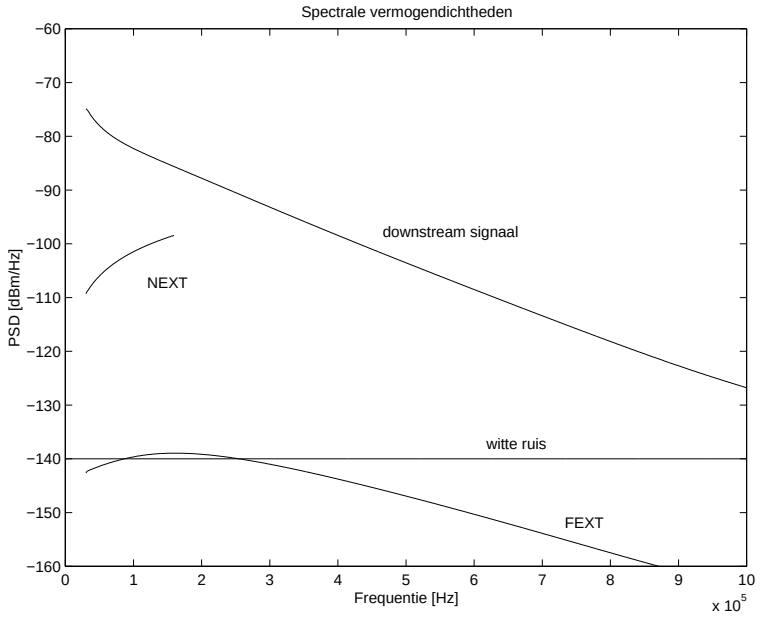
De volgende getalwaarden en beperkingen zijn geldig voor alle simulaties die werden gedaan.

- upstream-kanaal: tonen 8 tot 30
- downstream-kanaal: tonen 8 tot 256 (overlappend met upstream)
- geen echo-ruis, dus impliciet wordt perfecte EC verondersteld
- $\gamma_0 = 9,8\ dB$, $\gamma_{cod} = 3\ dB$ en $\gamma_{ruis} = 6\ dB$ zodat $\Gamma = 12,8\ dB = 19,05$ en vergelijking 2.16 wordt dan:

  bits per symbool op toon i $= log_2(1 + \frac{SNR_i}{19,05})$
- van de 2 types overspraak wordt alleen NEXT beschouwd
- de PSD van het signaal is -40 dBm/Hz
- de PSD van de witte Gaussiaanse ruis is -140 dBm/Hz

- de prefixlengte is 32 samples
- alleen de downstream-richting wordt beschouwd
- het (downstream) kanaal is 3000m lang, meetresulaten van Alcatel
- de DFT en IDFT worden met resp. een FFT en IFFT berekend

Met deze gegevens kunnen de spectrale vermogendichtheden van het signaal en van de verschillende soorten ruis worden berekend (figuur 4.1), waaruit blijkt dat NEXT een zeer belangrijke ruisbron is. De figuur toont ook aan waarom bij de simulaties de FEXT verwaarloosd mag worden: de FEXT komt amper boven de witte ruis uit. Merk op dat NEXT afkomstig is van tonen 8 tot 38, terwijl het signaal en de FEXT tonen 8 tot 256 bezetten.

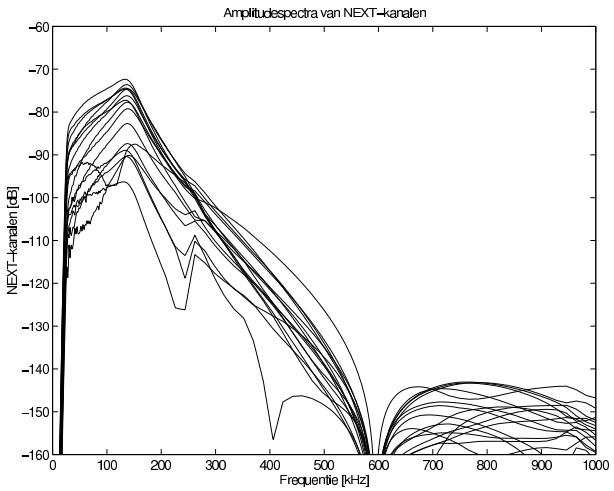


Figuur 4.1: PSD's van signaal en ruisbronnen

4.2 NEXT-model

In dit eindwerk wordt H_{NEXT} niet uit vergelijking 3.1 gehaald, maar wordt de voorkeur gegeven aan meetresultaten van overspraak. In een bundel koperdraden is er immers een groot verschil tussen paren die naast elkaar liggen en paren die verder uit elkaar liggen. Dit verschil kan meer dan $10dB$ bedragen, zoals blijkt uit figuur 4.2 met meetresultaten van Alcatel. Deze

NEXT-kanalen zijn gemeten aan de ATU-R zijde en dus afkomstig van een upstreamsignaal. Merk op dat de curves niet blijven stijgen met de frequentie. Dit komt omdat analoge en digitale filters in het overspraakpad zijn inbegrepen in deze meetgegevens.



Figuur 4.2: NEXT meetresulaten van Alcatel

4.3 Matlabscript voor optimale FEQ

Het is stelsel 2.12, hieronder herhaald, dat in het matlabprogramma voor elke toon wordt opgelost met de kleinste-kwadratenmethode.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R_X}^{1/2}\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{F}_i^{\mathrm{H}} \\ \mathbf{R_n}^{1/2}\mathbf{F}_i^{\mathrm{H}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{U}} \bar{\mathbf{w}}_i^* = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R_X}^{1/2}\mathbf{e}_i^{\mathrm{H}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{d}} \tag{4.1}$$

Als de berekende filtercoëfficiënten $\mathbf{w_i}$ opnieuw in de linkse term worden ingevuld, geeft de resulterende vector de fout ten gevolge van de kleinste-kwadratenbenadering. In deze foutvector zitten de hoeveelheid signaal (op de positie van de gebruikte toon), de hoeveelheid ISI en ICI die wordt veroorzaakt door de geëxiteerde toon (op de posities van de andere tonen), en de Gaussiaanse ruis op elke toon (onderste helft van de foutvector). De totale ruis is dan de som van Gaussiaanse ruis, ISI en ICI; de hoeveelheid signaal is ook gekend en dus kan met vergelijking 2.16 de bitrate berekend worden.

Merk op dat het matlabprogramma geen gebruik maakt van verschiltermen, maar alle FFT's volledig berekent. Bij de simulaties zou het voordeel

van verschiltermen slechts klein zijn omdat de rekentijd van de FFT's te verwaarlozen is ten opzichte van de MMSE-berekening zelf.

Samengevat:

De gegevens die nodig zijn voor het programma zijn

- de PSD van de data en de PSD van de ruis
- de impulsrespons van het kanaal
- de lengte van de prefix
- het aantal taps van de FEQ-filters

Hiermee berekent het programma

- de FEQ-coëfficiënten
- de SNR voor elke toon
- de Shannon-capaciteit, per toon en globaal

4.4 Simulinkschema met RLS-procedure

Een RSL-procedure (Recursive Least Squares) is een methode om kleinste-kwadraten problemen op te lossen. In tegenstelling tot een MMSE-berekening, waar statistische gegevens over de datasymbolen nodig zijn, is een 'least squares' algoritme gebaseerd op de data zelf. De filtercoëfficiënten die met deze procedure worden berekend, worden aangepast bij elk nieuw ontvangen symbool (=recursief). Het FEQ-filter is hier dus een adaptief filter.

De RLS-procedure werd met behulp van een schema in simulink geïmplementeerd. In dat schema wordt een simulatie in de tijd gedaan van het volledige systeem. Het blokschema bevat grosso modo dezelfde onderdelen als een ADSL-modem: een bron die symbolen uitzendt, een IFFT voor de modulatie, enz. Vergelijking 4.2 geeft het principe van een RLS-procedure weer weer, waarbij $\boldsymbol{w}_{LS}(k)$ de filtercoëfficiënten op tijdstip k zijn, d_k het gewenste signaal (desired) en $\mathbf{u}_k$ het ontvangen signaal. Wat in de vergelijking tussen haakjes staat is het foutsignaal, het verschil tussen het gewenste signaal en het met de oude coëfficiënten gefilterde signaal. De vector $\boldsymbol{k}_{k+1}$ is de Kalman gain vector op tijdstip $k+1$; deze wordt berekend met behulp van een inverse QR decompositie [3]. De nieuwe filtercoëfficiënten worden dus berekend door een correctieterm toe te voegen aan de oude coëfficiënten. De

correctieterm is gelijk aan het foutsignaal vermenigvuldigd met de Kalman gain vector.

$$\boldsymbol{w}_{LS}(k+1) = \boldsymbol{w}_{LS}(k) + \boldsymbol{k}_{k+1} \cdot (d_{k+1} - \boldsymbol{u}_{k+1}^T \cdot \boldsymbol{w}_{LS}(k)) \tag{4.2}$$

4.4.1 Inverse QR decompositie

Een QR decompositie is een numeriek voordelige manier om een kleinste-kwadraten probleem op te lossen. Zo wordt de oplossing van

$$\min_w \|\mathbf{d} - U\mathbf{w}\|_2^2 \tag{4.3}$$

gegeven door

$$\mathbf{w}_{LS} = [U^T U]^{-1} \cdot U^T \mathbf{d} \tag{4.4}$$

maar is het beter het stelsel

$$R \cdot \mathbf{w}_{LS} = \mathbf{z} \tag{4.5}$$

op te lossen waarbij R en z berekend worden door een QR decompositie van de uitgebreide matrix $[U|d]$:

$$[U|d] = [Q|q] \cdot \left[\begin{array}{c|c} R & z \\ \hline 0 & \zeta \end{array}\right] \tag{4.6}$$

R is een bovendriehoeksmatrix, dus het stelsel 4.5 kan eenvoudig worden opgelost door substitutie.

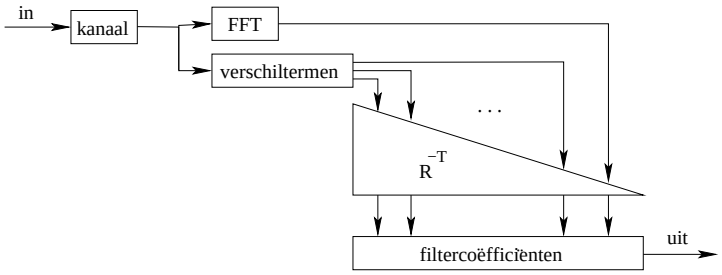
Deze QR-decompositie kan ook recursief geïmplementeerd worden, en gebruikt worden om vergelijking 4.2 op te lossen. Hierbij worden de matrices $R(k+1)$ en $z(k+1)$ berekend uit $R(k)$ en $z(k)$, en hiervoor zijn de nieuwe gegevens d_{k+1} en u_{k+1} nodig. Men noemt dit een QRD gebaseerde RLS-procedure. In het algoritme wordt de matrix $[R(k)|z(k)]$ bijgehouden in het geheugen en geüpdatet telkens er nieuwe data voorhanden zijn. Vergelijking 4.7 geeft het algoritme in formulevorm. T is een transformatie die ervoor zorgt dat er nullen worden gemaakt op de onderste rij.

$$\left[\begin{array}{c|c} R(k+1) & \mathbf{z}(k+1) \\ \hline 0 & * \end{array}\right] \overset{T}{\leftarrow} \left[\begin{array}{c|c} R(k) & \mathbf{z}(k) \\ \hline \mathbf{u}_{k+1}^T & d_{k+1} \end{array}\right] \tag{4.7}$$

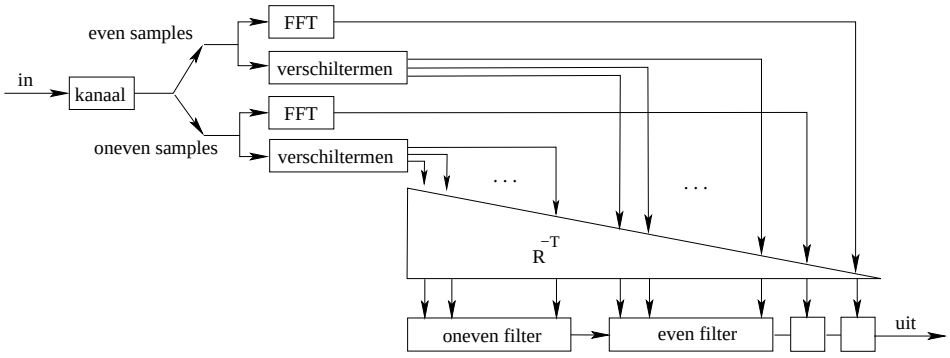
Om vergelijking 4.2 op te lossen volstaat het in principe om 4.7 te implementeren en na elke stap de nieuwe $\boldsymbol{w}_{LS}(k+1)$ te berekenen met 4.5. Er bestaat echter een methode waarbij de Kalman gain vector $\boldsymbol{k}_{k+1}$ rechtstreeks in het algoritme voorkomt en hiermee kan $\boldsymbol{w}_{LS}(k+1)$ sneller berekend

worden. Deze methode is de QRD-RLS met inverse updating en bestaat er in essentie in dat in plaats van R de inverse (getransponeerde) matrix R^{-T} wordt bijgehouden en geüpdatet. Het is deze methode die wordt gebruikt in het simulinkschema.

De inverse QRD procedure wordt schematisch woorgesteld in figuur 4.3. Om simulaties met oversampling te kunnen doen, werd dit schema gewijzigd tot dat van figuur 4.4.



Figuur 4.3: Inverse QRD

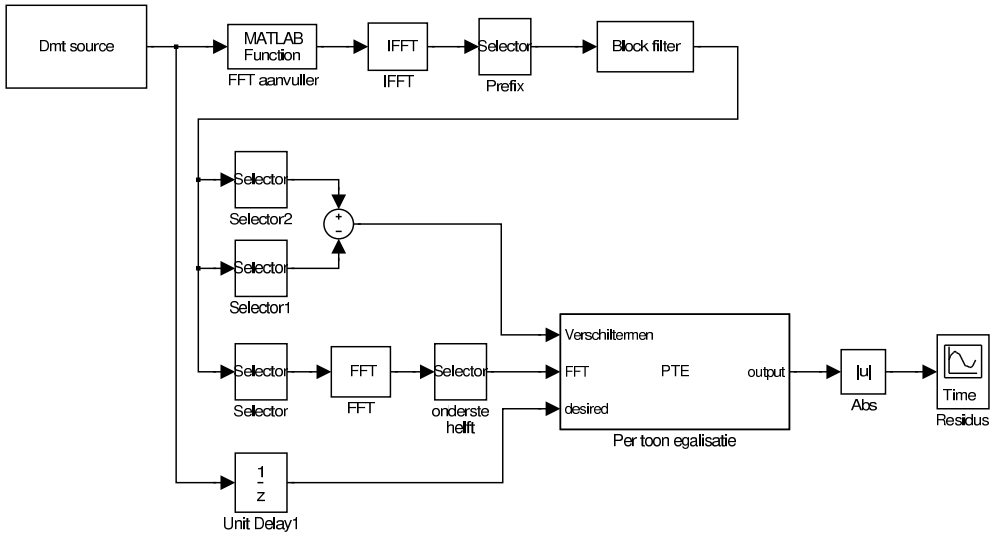


Figuur 4.4: Inverse QRD met oversampling

4.4.2 Simulinkschema

De RLS-procedure is geïmplementeerd met verschiltermen zoals in figuur 2.11 en niet met een sliding FFT zoals in het MMSE-programma. Voor elke toon wordt vergelijking 4.2 opgelost. Dit wil zeggen dat $\boldsymbol{u}_k$ in vergelijking 4.2 bestaat uit 1 FFT-uitgang (overeenkomstig de toon) en een aantal verschiltermen. De verschiltermen zijn gemeeschappelijk voor alle tonen. Figuur

4.5 geeft het simulinkschema waarvan voor dit eindwerk werd vertrokken. Eerst worden symbolen gegenereerd (DMT source), random uit een 4-QAM constellatie gekozen. Voordat deze symbolen door een IFFT worden gemoduleerd, wordt ervoor gezorgd dat er aan de voorwaarden is voldaan om reële waarden te krijgen na de modulatie (FFT aanvuller). Na de IFFT wordt een prefix toegevoegd en vervolgens worden deze symbolen door het kanaal gefilterd (block filter). Daarna gebeurt de demodulatie met een FFT en worden de verschiltermen berekend die nodig zijn voor het FEQ-filter. Verschiltermen en FFT-uitgang vormen de $\boldsymbol{u}_k$ voor alle tonen, en worden samen met het gewenste signaal (=verzonden symbool), naar de ingang voor het blokje PTE gestuurd. In dit blokje wordt het RLS-algoritme uitgevoerd: de FEQ-coëfficiënten worden er geüpdatet, en het gedemoduleerde signaal wordt geëgaliseerd. De fout die overblijft (residuele fout) wordt naar de uitgang van het blokje gebracht.



Figuur 4.5: Simulink basisschema

4.4.3 Vergeetfactor λ

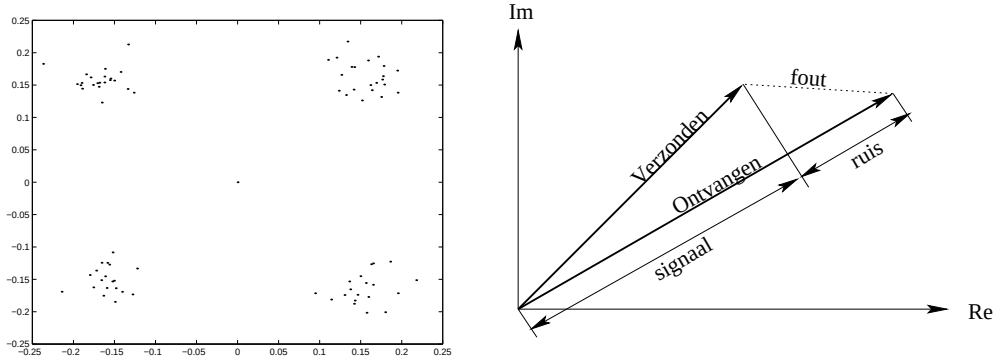
Een laatste belangrijk aspect bij de simulink-simulaties is de vergeetfactor of (exponentiële) gewichtsfactor λ, $0 < \lambda < 1$. Hierbij worden gegevens minder in rekening gebracht naargelang ze ouder zijn. Dit gebeurt door een vermenigvuldiging met λ van de vorige gegevens, met λ^2 van de gegevens daarvoor enz. zodat op exponentiële wijze oude gegevens worden vergeten. Een grove maat voor het geheugen, het aantal gegevens dat nog meetelt in de berekeningen, is $\frac{1}{1-\lambda}$ [3].

Deze methode wordt gebruikt bij tijdsvariante systemen, waar oude gegevens niet meer van toepassing zijn omdat het systeem ondertussen veranderd is. Een vergeetfactor heeft ook een gunstige invloed op de numerieke stabiliteit, en dat is de reden waarom ze in het simulinkschema wordt gebruikt. Bij een RLS procedure met *inverse* QR-decompositie en vergeetfactor λ ziet het algoritme er uiteindelijk als volgt uit. Alvorens de nieuwe R^{-T} te berekenen wordt de oude gedeeld door λ.

$$\left[\begin{array}{c|c} 0 & [R(k+1)]^{-T} \\ \hline \delta & -\delta \cdot \mathbf{k}_{k+1}^T \end{array}\right] \overset{T}{\leftarrow} \left[\begin{array}{c|c} -\frac{1}{\lambda}[R(k)]^{-T} \cdot \mathbf{u}_{k+1} & \frac{1}{\lambda}[R(k)]^{-T} \\ \hline 1 & 0 \end{array}\right] \tag{4.8}$$

4.4.4 Bepaling SNR en bitsnelheid bij RLS

Een eerste realisatie in simulink was het toevoegen van blokken om de SNR en de bitsnelheid te berekenen. Figuur 4.6(a) geeft een voorbeeld van de ontvangen symbolen aan de uitgang van de demodulator (gemeten op toon 30, met witte ruis tijdelijk op -100dBm/Hz gezet). In principe zouden de hoeveelheid signaal en de hoeveelheid ruis moeten berekend worden zoals getekend in figuur 4.6(b).

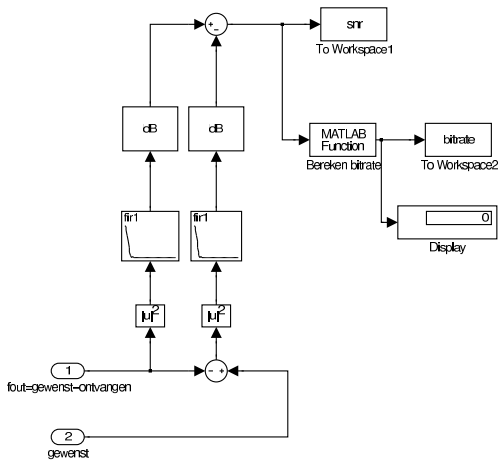


(a) Voorbeeld constellatie

(b) Bepaling SNR

Figuur 4.6

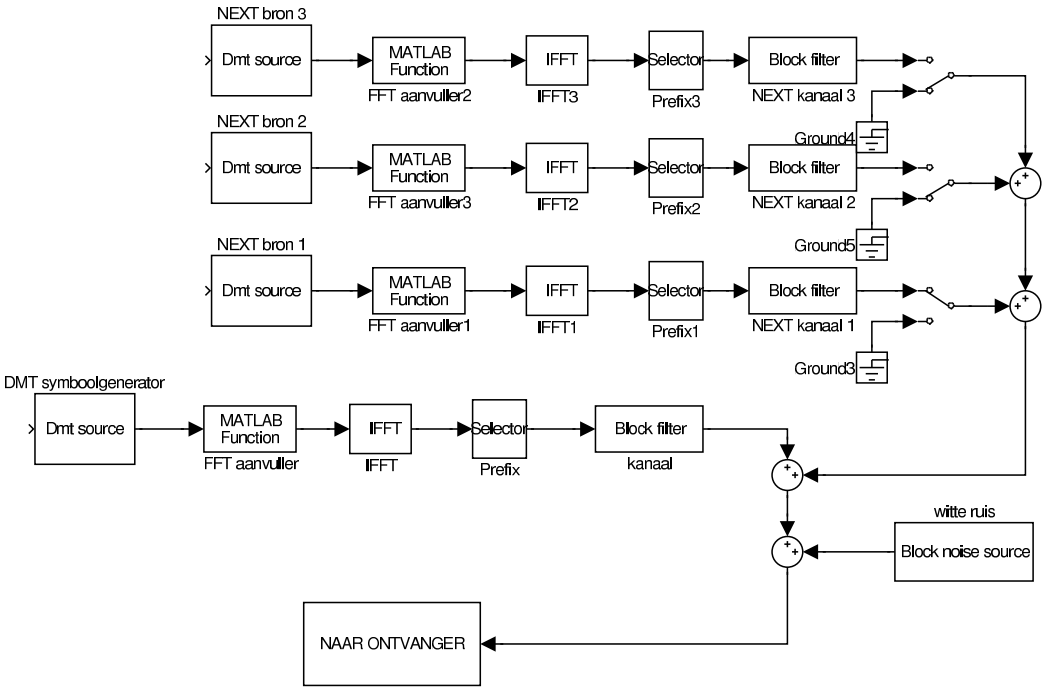
Als benadering hiervoor werd het ontvangen symbool als signaal gekozen, en de fout ten opzichte van het verzonden symbool als ruis. Het gemiddeld signaalvermogen en het gemiddeld ruisvermogen wordt bekomen door de absolute waarde te kwadrateren en door een laagdoorlaatfilter te sturen. Uit de verhouding van de vermogens wordt met vergelijking 2.16 de bitsnelheid berekend. Figuur 4.4.4 laat de uitbreiding van het simulinkschema zien.



Figuur 4.7: Benadering in simulink van SNR

4.4.5 Toevoeging van NEXT in simulink

Om simulaties met NEXT te kunnen doen, werden in het schema extra bronnen toegevoegd waarvan de gemoduleerde symbolen via NEXT-kanalen als ruis worden toegevoegd. Figuur 4.4.5 verduidelijkt dit.



Figuur 4.8: NEXT-bronnen in simulink

Hoofdstuk 5

Simulaties en resultaten

In dit hoofdstuk worden de simulaties beschreven en de resultaten besproken. Eerst werden simulaties gedaan zonder overspraak met alleen witte ruis om de resultaten van MMSE en RLS te vergelijken.

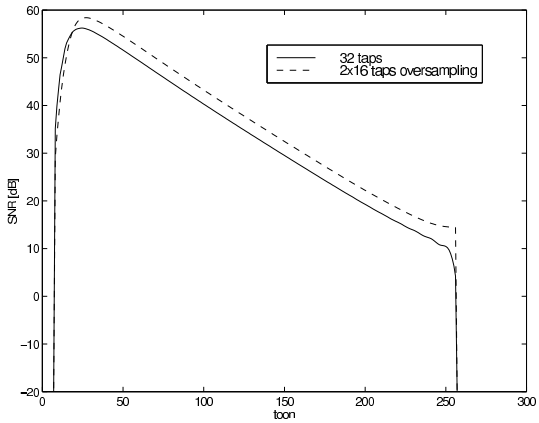
5.1 Simulaties met MMSE

Deze simulaties werden vooral gedaan om een referentie te hebben voor de resultaten van de simulaties in simulink. Het MMSE-algoritme levert immers de optimale FEQ op, terwijl de RLS-procedure een suboptimale oplossing berekent.

Tabel 5.1 geeft de resultaten. Voor de simulatie met 32 taps werd vergelijking 2.12 zonder meer opgelost. Bij de simulatie met 2x16 taps werd oversampling toegepast. Beide simulaties waren zonder NEXT. De oversampling levert een betere SNR op (figuur 5.1), hetgeen overeenkomt met een winst van ongeveer 800 kbps.

FEQ-lengte	bitrate	SNR
32 taps	6,61 Mbps	figuur 5.1
2x16 taps	7,43 Mbps	figuur 5.1

Tabel 5.1: MMSE resultaten



Figuur 5.1: SNR bij MMSE

5.2 Simulaties met RLS

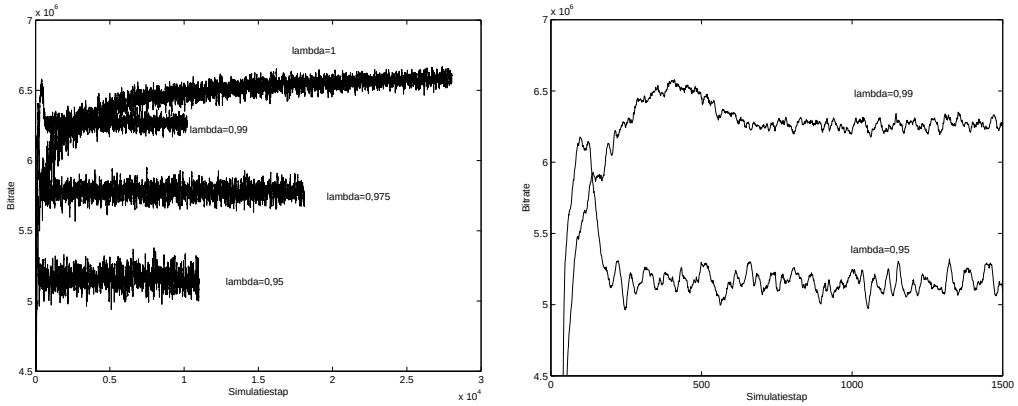
5.2.1 Convergentie van de RLS procedure

Probleem

De berekening van de bitrate bij de simulinksimulaties werd ingevoerd om simulatieschema's met verschillende instellingen te kunnen vergelijken. Een moeilijkheid hierbij is dat het convergentiegedrag van de RLS-procedure sterk afhankelijk is van de waarde van de vergeetfactor λ. Figuren 5.2(a) en 5.2(b) geven de bitrate in functie van het aantal simulatiestappen voor verschillende waarden van λ (1 simulatiestap komt overeen met 1 verstuurd symbool). Hoe hoger λ, hoe groter de waarde waar de bitrate naar convergeert of hoe kleiner de 'steady state' fout, maar ook hoe langer het duurt voor de bitrate geconvergeerd is. Voor $\lambda = 1$ is er zelfs na meer dan 25000 simulatiestappen nog geen duidelijke convergentie. Als $\lambda < 1$ vertoont de curve een overshoot gedrag.

Als verderop in deze paragraaf een bitsnelheid wordt vermeld, is dat steeds een gemiddelde van het deel van de curve waar convergentie is opgetreden, tenzij anders vermeld. Omdat dit zo sterk afhankelijk is van λ zal ook steeds de waarde van λ erbij gegeven worden.

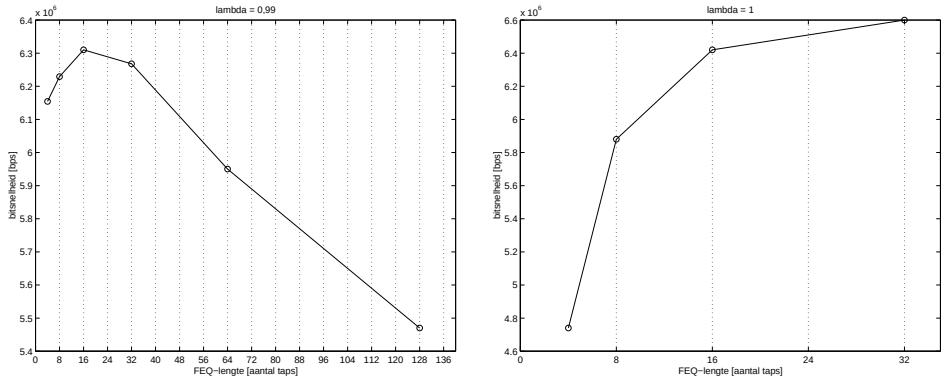
Een tweede probleem in verband met de vergeetfactor treedt op wanneer de lengte van de FEQ-filters wordt gewijzigd. Als de filterlengte verhoogd wordt, verwacht men een verbetering. Zoals figuur 5.3(a) laat zien is dit niet het geval als $\lambda = 0,99$, integendeel zelfs. Bij $\lambda = 1$ (figuur 5.3(b)) is die verbetering er wel, maar zijn er enorm veel simulatiestappen nodig voor deze verbetering zichtbaar wordt (ongeveer 40000 simulatiestappen voor 32 taps,



(a) (b)

Figuur 5.2: Convergentie van de bitrate

80000 voor 128 taps).



(a) (b)

Figuur 5.3: Bitrate als FEQ-lengte wijzigt

Samengevat

- Als het aantal taps van de FEQ constant blijft, is het mogelijk resultaten te vergelijken van simulaties met $\lambda < 1$. Het voordeel is dat de convergentie veel sneller gebeurt dan wanneer $\lambda = 1$. Er werd gekozen voor $\lambda = 0,99$.

- Als de FEQ-lengte varieert, moeten resultaten vergeleken worden met $\lambda = 1$.

5.2.2 Resultaten zonder NEXT

De RLS-resultaten in tabel 5.2 werden bekomen met $\lambda = 1$ en $\lambda = 0,99$. Om gemakkelijk te kunnen vergelijken worden de resulaten van tabel 5.1 ook weergegeven. Opnieuw betekent 2x16 taps dat er oversampling werd gebruikt. Men ziet dat bij $\lambda = 1$ de RLS-procedure heel goed de optimale MMSE-procedure benadert.

FEQ-lengte	MMSE	RLS ($\lambda = 1$)	RLS ($\lambda = 0,99$)
32 taps	6,61 Mbps	6,60 Mbps	6,27 Mbps
2x16 taps	7,43 Mbps	7,11 Mbps	6,82 Mbps

Tabel 5.2: RLS resultaten

5.2.3 Resultaten met NEXT

Oversampling

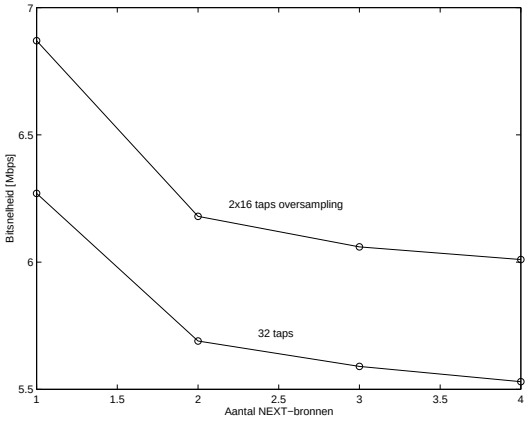
Het effect van oversampling wordt onderzocht door het aantal NEXT-stoorders te verhogen van 0 tot 3. Belangrijk om weten is dat de eerste NEXT-bron die werd toegevoegd het meeste overspraak veroorzaakt. De NEXT-bronnen werden volgens afnemende "sterkte" gesorteerd en in die volgorde toegevoegd.

Bij deze simulaties werd $\lambda = 0,99$ genomen. Tabel 5.3 geeft de cijfers, figuur 5.4 geeft een grafiek van de resultaten.

aantal NEXT-bronnen	RLS	RLS met oversampling	winst door oversampling
0	6,27 Mbps	6,87 Mbps	0,60 Mbps
1	5.69 Mbps	6.18 Mbps	0,49 Mbps
2	5.59 Mbps	6.06 Mbps	0,47 Mbps
3	5.53 Mbps	6.01 Mbps	0,48 Mbps

Tabel 5.3: Resultaten van oversampling

Men kan hieruit besluiten dat oversampling het bijna effect van 1 overspraakbron kan tenietdoen (1 NEXT-bron met oversampling geeft bijna dezelfde bitsnelheid als zonder NEXT en zonder oversampling).



Figuur 5.4: Resultaten van oversampling

Langere FEQ's

Om het effect van langere FEQ's na te gaan, moesten simulaties met $\lambda = 1$ worden gedaan. De resulaten worden gegeven in tabel 5.4.

FEQ-lengte:	4	8	16	32	64	128
NEXT-bronnen						
0	4,74	5,88	6,421	6,60	(6,58)	(6,61)
1	4,70	5,70	5,95	5,99		
2	4,70	5,64	5,84	5,91		
3	4,69	5,63	5,79	5,85		

Tabel 5.4: Resultaten van langere FEQ's in Mbps

5.2.4 ICI

. . .

. . .

(simulaties waarbij vooral naar ICI wordt gekeken)

Hoofdstuk 6

Besluiten

Bibliografie

[1] Personal broadband services website
http://www.virata.com/broadband.html

[2] ADSL Forum website http://www.adsl.com

[3] M. Moonen en I. Proudler, Introduction to adaptive signal processing, http://www.esat.kuleuven.ac.be/ moonen/asp_course.html

[4] S. Haykin, Communication systems, New York: Wiley, 1994.

[5] ITU recommendation G.992.1, juli 1999.

[6] J.D. Gibson, The Communications Handbook, Hfdst. 34 door J.M. Cioffi, CRC Press, 1997.

[7] S.B. Weinstein en P.M. Ebert, Data transmission by frequency-division multiplexing using the DFT, *IEEE transactions on communications*, pp. 628-634, oktober 1971.

[8] J.A.C. Bingham, Multicarrie modulation for data transmission: An idea whose time has come, *IEEE Communications magazine Magazine*, pp. 5-14, mei 1990.

[9] P. Wambacq en H. Mannaert, Handboek signaalverwerking, Leuven: Acco, 1998.

[10] K. Van Acker, G. Leus, M. Moonen,O. van de Wiel, T. Pollet, Per tone equalization for DMT receivers, *Proc. of Globecom 99*, pp. 2311-2315, Rio de Janeiro, Brazil, december 1999.

[11] E.A. Lee en D.G. Messerschmitt, Digital Communication 2nd ed., Boston/Dordrecht/London: Kluwer Academic Publishers, 1994.

[12] L.W. Couch, Digital and analog communication systems 5th ed., New Jersey: Prentice Hall, 1997.

[13] I. Kalet, The multitone channel, *IEEE Transactions on comm.*, pp. 119-124, februari 1989.

[14] B. Hirosaki, An orthogonally multiplexed QAM sytem using the discrete fourier transform, *IEEE Transactions on comm.*, pp. 982-989, juli 1981.

[15] M. Ho, J.M. Cioffi, J.A.C. Bingham, Discrete multitone echo cancelation, *IEEE Transactions on comm.*, pp. 817-825, juli 1996.

[16] J.M. Cioffi en J.A.C. Bingham, A data-driven multitone echo canceller, *IEEE Transactions on comm.*, pp. 2853-2869, oktober 1994.

[17] K. Van Acker, G. Leus, M. Moonen, O. van de Wiel, T. Pollet, DMT-based systems with per tone equalization, *Internal Report 98-118*, ESAT-SISTA, K.U.Leuven, Leuven, Belgium, 1998.

[18] Report IWT project (ITA bis Programme), "Advanced Internet Access", Period: 01/01/1999-31/12/2000, Partners: Alcatel Bell, RUG-INTEC (IBCN), K.U.Leuven ESAT-SISTA/COSIC, VUB-ELEC, VUB-DINF, UCL-CRSL, Coordinator: Alcatel Bell.

[19] L. Van der Perre, S. Thoen, P. Vandenameele, B. Gyselinckx, M. Engels, Adaptive loading strategy for a high speed OFDM-based WLAN, *Proc. of Globecom 98*, pp. 1936-1940, Sydney, Australia, november 1998.

[20] High-speed data over local loops and cable, *IEEE CAS-COM WORKSHOP*, Princeton Univerity, Princeton, New Jersey, juli 1999.