

Prenos z več nosilci in algoritem obremenitve z biti

(teorija z primeri iz prakse)

Seminar pri predmetu: Hitri prenos po žičnih vodih

KOLAR Matjaž

Uvod

Prvi modemi, kiso delovali v govornem pasu so uporabljali enostavno frekvenčno modulacijo (FSK), temu primerne so bile tudi hitrosti 300 bit/s. V začetku 60-tih so uporabili 4-fazno modulacijo (QPSK) in tako dosegli hitrosti 2400 bit/s. V nadaljevanju razvoja je sledila uporaba »ročno nastavljivih« korektorjev (equalizators), ki so izpodrinili fiksne – načrtovane za povprečne karakteristike bakrenega vodnika. Omenjeni modemi so se na tržišču pojavili leta 1967, z njimi so dosegali hitrosti 4800 bit/s, uporabljena je bila 8 fazna modulacija. Leta 1971 je bil izdelan prvi modem, ki je omogočal prenos 9600 bit/s, uporabljena je bila kvadraturna amplitudna modulacija (16-točkovni konstelacijski vzorec), ročno nastavljive so zamenjali digitalni adaptivni korektorji. V zgodnjih 80-tih je sledila uporaba 64-točkovnega konstelacijskega vzorca v QAM modulaciji, s katero je bilo mogoče doseči hitrosti 14400 bit/s. Zares množična uporaba modemov se je pričela z uporabo cenених osebniх računalnikov. Modemi so bili v tistih časih povezani na telefonsko omrežje kar preko t.i. akustičniх sklopniкov (acoustic coupler), kjer se je modemski signal prenašal v mikrofون (slušalko), hitrosti so znašale med 300 in 1200 bit/s. V naslednjih letih je na eni strani razvoj modemov (zaradi razvoja VLSI tehnologij, izpopolnjenih tehniк korekcije in oblikovanja signala) na drugi strani pa digitalizacija telekomunikaцjskega omrežja pripeljala do zelo razširjenih modemov hitrosti 33600, ki so poznani pod standardom V.34bis.

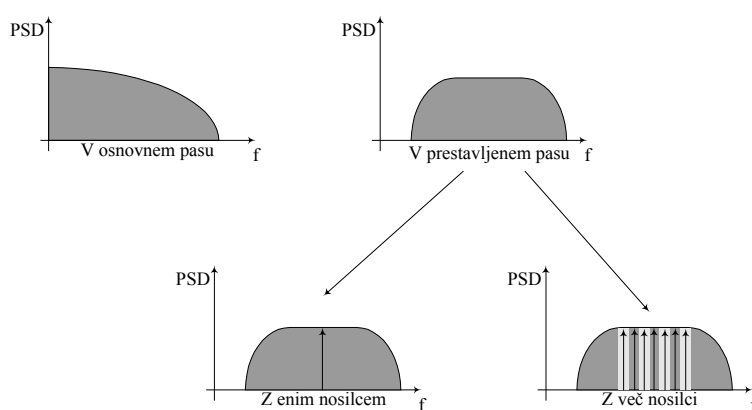
V primeru modemov V.34 je bila dosežena teoretična meja prenosa po bakrenem vodniku, ki se v prisotnosti šuma giblje okoli 35 000 bit/s. V nadaljevanju standard V.90 (X2 oz. K56 flex) eliminira AD oz. DA pretvorbo na strani modemskega polja ponudnika Internetniх storitev. Zaradi zmanjšanja šuma kvantizacije se hitrost od ponudniku IS proti uporabniku poveča na 56 000 bit/s. Žal je bilo celotno telefonsko omrežje (predvsem komutacijska vozlišča) grajeno za prenos govorniх signalov v frekvenčnem pasu 300-3400 Hz. Tako se na vhodu današnjih digitalniх telefonskih centralah signal frekvenčno omeji na ≈ 4000 Hz. Vzorčenje z 8 kHz in kodiranje z 8 biti tvori kanal hitrosti 64000 bit/s. Preseganje te hitrosti bi bilo enako iskanju »perpetuum mobile«. Že hitrost 56000 bit/s je zgolj teoretična in zaradi prenizkega razmerja SNR modem samodejno zniža hitrost delovanja.

Za izvedbo širokopasovniх povezav, se je zato postavil vzporedni sistem, ki je navedene omejitve odpravil tako, da bo možno parico (kabelsko omrežje v katerega so operaterji v preteklosti vlagali ogromna sredstva) maksimalno izkoristiti. Velike hitrosti se v širokopasovniх omrežjih dosegajo z uporabo DMT modulacije in sofisticiraniх algoritmov, ki omogočajo adaptivno prilagoditev hitrosti, glede na razmerje signal/šum....

1. Prenos z več nosilci in algoritem dodeljevanja bitov

1.1 Modulacije

Ker se v praksi lastnosti signala in karakteristike prenosnega kanala, po katerem se signali prenašajo, pogosto ne ujemajo, s postopkom modulacije signal prilagodimo prenosnemu kanalu. Glede na spekter, ki ga tvori modulirani signal, lahko modulacije v grobem razdelimo na skupino modulacij v osnovnem (baseband) pasu ter modulacije v prestavljenem (passband) pasu. Nadalje lahko modulacije v prestavljenem pasu delimo na tiste, ki uporabljajo več nosilcev (multi-carrier) in tiste, ki uporabljajo en sam nosilec (single-carrier). Osnovno delitev modulacij ilustrira slika 1.



Slika 1: Osnovna struktura modulacijskih tehnik

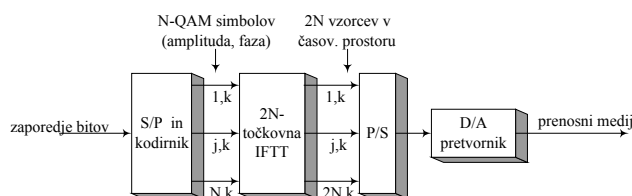
Za primerjavo modulacijskih tehnik je smiselno vpeljati pojem spektralne učinkovitosti ρ , ki je podana kot razmerje bitne hitrosti r in potrebne pasovne širine W :

$$\rho = \frac{r}{W} \left[\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}} \right] \quad (1.1)$$

1.2 Modulacija z več nosilci

Princip prenosa z več nosilci je star že preko štirideset let, vendar pri implementaciji do nedavnega ni nikoli odigral vidnejše vloge, predvsem zaradi visoke zahtevnosti izvedbe v primerjavi z modulacijami, ki so uporabljale en nosilec. Bistvo postopka se skriva v ideji, delitve razpoložljive pasovne širine na več podkanalov, kjer je amplitudno frekvenčna karakteristika bolj ravna. Z večanjem števila podkanalov (prenosni pas se oži) se tem razmeram vedno bolj približujemo, zaradi česar je potrebna stopnja korekcije za izločanje ISI manjša (izravnalniki z enim odcepom). V podkanalih se nato izvede QAM modulacija, število bitov (konstelacijski vzorec), ki se v posameznem podkanalu lahko prenaša, izračuna t.i.

algoritem za obremenitev z biti skladno z razmerjem SNR, ki v podkanalu vlada. V praksi se je za opisan prenos z več nosilci preko bakrenih vodov uveljavilo ime DMT modulacija (Discrete Multi Tone) in je s strani ANSI standard za sisteme ADSL. Na sliki 2 je prikazana enostavna blokovna shema DMT oddajnika.



Slika 2: Blokovna shema DMT oddajnika

Najprej se zaporedje bitov pretvori v paralelno skupino blokov, katere biti se lahko prenašajo v posameznem simbolu. Število bitov za posamezni podkanal običajno ni konstantno in se določi na osnovi algoritma za obremenitev z biti za vsak kanal posebej (algoritem obremenitve z biti bomo podrobneje opisali v delovanju).

Ti biti se nato preslikajo v kompleksne DMT simbole X_{jk} , kjer indeks j,k pomeni podkanal oz. čas. Ključni element predstavlja uporaba hitre inverzne fourierjeve transformacije (IFFT), kjer se N kompleksnih podsimbolov preslika v $2N$ realnih vzorcev v časovnem prostoru X_{jk} ($j=1,2,\dots,2N$). Zaradi uporabe kodiranja v osnovnem pasu se vsak od nosilcev navidezno podvoji s konjugirano vrednostjo na višji frekvenci in na izhodu IFFT tvori $2N$ vzorcev v časovnem prostoru. Izhod IFFT so torej točke, opisane z QAM vektorjem, ki opisuje amplitudo in fazo vsakega od nosilcev. Na strani sprejemnika se izvede komplementaren postopek, kjer se N nosilcev transformira nazaj v amplitudno in fazno modulacijo, to pa dekodira v pripadajoče zaporedje bitov.

Opazimo, da se z generiranjem signala v frekvenčnem prostoru izognemo množici filtrov in modulatorjev, ki bi sicer bili potrebni v klasičnih sistemih, kjer signal tvori v časovnem prostoru. Z IFFT potem transformiramo signale iz frekvenčnega prostora v časovni prostor, za zagotovitev realnih vrednosti na izhodu mora biti izpolnjena Hermitova simetrija.

1.3 Algoritem dodeljevanja bitov v podkanalu

Da bi optimalno izkoristili prednosti prenosa z več nosilci mora biti količina informacije, ki jo želimo prenašati v posameznem pod-kanalu sorazmerna kapaciteti tega pod-kanala. Proces dodeljevanja energije in informacije posameznemu pod-kanalu se imenuje obremenitev (loading).

Algoritem obremenitve izračuna vrednost za dodelitev bitov b_n in energije ϵ_n za vsakega od pod-kanalov enakomerno razporejenih vzdolž celotne pasovne širine W . Poznana sta dva tipa algoritmov za izračun obremenitve z biti:

- algoritem ki poskuša maksimirati podatkovno hitrost pri določeni pogostosti napake P_e in
- tisti, ki maksimira zmogljivosti, za določeno pogostost napake in konstantno hitrost

Hitrostno-adaptivni algoritem obremenitve (RALA – Rate Adaptive Loading Algorithm) maksimira število bitov/simbol glede na omejeno (določeno) energijo:

$$\max_{\epsilon_n} b_{tot} = \sum_{n=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\epsilon_n \cdot SNR_n}{\Gamma} \right) \quad (1.2)$$

upoštevajoč

$$\epsilon_{tot} = \sum_{n=1}^N \epsilon_n \quad (1.3)$$

kjer je:

b_{tot}	Skupno število dodeljenih bitov na simbol, ki se lahko prenašajo preko pod-kanalov
N	Skupno število uporabljenih podkanalov
SNR_n	Raznereje signal/šum v pod-kanalu n (za pod-kanal se uporablja enotna energija)
Γ	SNR reža
ϵ_{tot}	Vsota energijski enot, ki so na voljo za N pod-kanalov
ϵ_n	Energija, ki je na voljo v posameznem podkanalu

Γ predstavlja veličino do katere se vrednost SNR lahko zmanjša (ob določeni kapaciteti kanala), da se vzdržuje predpisana vrednost verjetnosti napake simbola P_e . Ob kodiranju in verjetnostjo napake simbola $P_e = 10^{-7}$ se uporablja $\Gamma = 9.8$ dB. Vsak pod-kanal prenaša energijo ϵ_n in število bitov b_n na simbol.

Presežno – adaptivni algoritem obremenitve (MALA – Margin Adaptive Loading Algorithm) maksimalno poveča zmogljivost (domet sistema) z minimiranjem energije, upoštevajoč omejitev fiksnega števila bitov na simbol :

$$\min_{\varepsilon_n} \varepsilon_{tot} = \sum_{n=1}^N \varepsilon_n \quad (1.4)$$

upoštevajoč:

$$b_{tot} = \sum_{n=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_n \cdot SNR_n}{\Gamma} \right) \quad (1.5)$$

Hitrostno adaptivni algoritem razporedi celotno razpoložljivo energijo po posameznih pod-kanalih tako, da je celotna bitna hitrost maksimalna. Na drugi strani presežno adaptivni algoritem določa razporeditev bitov, na način ki zahteva najmanjšo energijo, pri tem presežek energije hrani za aktivnosti, ki so potrebne pri spreminjanju pogojev razmerja SNR v posameznih pod-kanalih.

V nadaljevanju bomo obravnavali Campellov algoritem obremenitve z biti, ki temelji na hitrostno adaptivnem modelu in je implementiran v praktičnih ADSL sistemih z modulacijo DMT. Omenjeni algoritem optimira porazdelitev bitov skladno z porazdelitvijo energije, ki je podana z določeno prenosno energijo in stanjem SNR v pod-kanalu. Skupno število bitov na simbol, ki se lahko prenašajo preko posameznih pod-kanalov podaja enačba

$$b_{tot} = \sum_{n=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_n \cdot SNR_n}{\Gamma} \right) \quad (1.6)$$

SNR je funkcija kanala, ki se nenehno analizira vendar lahko ε_n varira tako da se doseže maksimalna vrednost b_n upoštevajoč omejitve energije

$$\sum_{n=1}^N \varepsilon_n = \varepsilon_{tot} \quad (1.7)$$

Pri reševanju problema maksimalne hitrosti, se srečamo z sistemom $N+1$ enačb in $N+1$ neznank (ε_n ; $n= 1, 2 \dots N$ in konstante K ki predstavlja vsoto energije ε_n in kvocienta Γ/SNR_n v posameznem pod-kanalu).

$$\varepsilon_1 + \Gamma / SNR_1 = K \quad (1.8)$$

$$\varepsilon_2 + \Gamma / SNR_2 = K \quad (1.9)$$

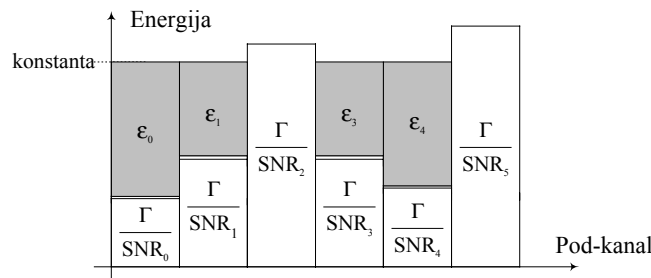
.

.

$$\varepsilon_n + \Gamma / SNR_n = K \quad (1.10)$$

$$\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_n = \varepsilon_{tot} \quad (1.11)$$

Enačba ($\varepsilon_n + \Gamma / \text{SNR}_n = \text{Konst}$) predstavlja rešitev problema minimizacije energije, in jo imenujejo rešitev zapolnitve z vodo (water filling solution). Primer rešitve za šest podkanalov prikazuje slika



Slika 3: Primer rešitve »water filling« za 6 diskretnih podkanalov

Termin »water filling« izhaja iz analogije, da šum (dejansko obratne vrednosti SNR/Γ) v podkanalih predstavlja posodo, v katero se naliže voda. Voda se dvigne do konstantnega nivoja kar pomeni, da je razporejena vsa razpoložljiva energija.

V primerih, ko rešitve dajejo negativne energije (na sliki pod-kanal 2 in 5), se enačba z najmanjšim SNR_n izloči, pripadajoča energija ε_n pa je nič. Enačbe se torej rešujejo rekurzivno z izločitvijo najmanjše vrednosti SNR_n v podkanalu n (pripadajoča energija ε_n je nič) vse dotlej, ko energija ni več negativna. V ta namen se najprej vrednosti SNR za vse kanale razvrstijo od največje do najmanjše vrednosti, kar dejansko pomeni da indeks $n=1$ pripada enačbi z največjim SNR in $n=N$ enačbi z najmanjšim SNR . Rešitev enačb 1.8 – 1.11 lahko izrazimo kot

$$K = \frac{1}{N^*} \left(\varepsilon_{\text{tot}} + \Gamma \cdot \sum_{n=1}^{N^*} \frac{1}{\text{SNR}_n} \right) \quad (1.12)$$

$$\varepsilon_n = K - \frac{\Gamma}{\text{SNR}_n} \quad \forall n = 1, 2, \dots, N^* \quad (1.13)$$

Pri tem sta števili N^* in N pred pričetkom rekurzivnega reševanja enačb (1.8-1.11) enaki, ob zaključku postopka pa predstavlja N^* dejansko število uporabljenih kanalov. Če je ε_n negativna, je dodeljena energija enaka nič in je $N^* = N^* - 1$. Enačbi 1.12 in 1.13 se nenehno rešujeta vse do prve rešitve, ko ε_n ni negativna.

Število podkanalov v katerih se nato izvaja modulacija je enako N^* . Kot smo omenili je v vsakem pod-kanalu uporabljata QAM modulacija, število dodeljenih bitov v posameznemu pod-kanalu podaja enačba 1.14

$$b_n = \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_n \cdot SNR_n}{\Gamma} \right) \quad (1.14)$$

pri čemer je b_n število dodeljenih bitov, ki se bodo prenašali v pod-kanalu n . Jasno je, da se število dodeljenih bitov v vsakem pod-kanalu razlikuje vsota vseh pa predstavlja pa predstavlja celotno število dodeljenih bitov b_{tot} . Pred opisom konceptov, ki olajšajo uporabo RALA algoritma vpeljimo pojem učinkovitosti vektorja porazdelitve bitov:

$$\bar{b} = [b_1 b_2 \dots b_{N^*}] \quad (1.15)$$

Pravimo, da je vektor porazdelitve bitov učinkovit, če velja

$$\max_m [e_n(b_n)] \leq \min_n [e_m(b_m + 1)] \quad (1.16)$$

kjer je $e_n(b_n)$ inkrementalna energija potrebna za dodajanje informacijske enote v pod-kanal n in je definirana z enačbo 1.17. Učinkovitost z drugimi besedami pomeni, da katerakoli druga porazdelitev za isti vektor porazdelitve v enačbi 1.15 zahteva več energije. Učinkovito bitna porazdelitev uspešno rešuje hitrostno-adaptivni algoritem obremenitve ob končni vrednosti celotne energije. Campello je formaliziral iterativni algoritem (poznan pod imenom Campello EF algoritem), ki preslika katerokoli bitno porazdelitev v učinkovito porazdelitev bitov.

1. $m \leftarrow \arg \left\{ \min_{1 \leq i \leq N} [e_i(b_i + 1)] \right\}$
2. $n \leftarrow \arg \left\{ \max_{1 \leq j \leq N} [e_j(b_j)] \right\}$
3. *WHILE* $e_m(b_m + 1) < e_n(b_n)$ *DO*
 - (a) $b_m \leftarrow b_m + 1$
 - (b) $b_n \leftarrow b_n - 1$
 - (c) $m \leftarrow \arg \left\{ \min_{1 \leq i \leq N} [e_i(b_i + 1)] \right\}$
 - (d) $n \leftarrow \arg \left\{ \max_{1 \leq j \leq N} [e_j(b_j)] \right\}$

Spremenljivki m je dodeljen indeks pod-kanala, ki zahteva najmanjši prirastek energije za povečanje števila bitov na simbol na naslednji višji nivo. Spremenljivki n je dodeljen indeks pod-kanala, ki bo povrnil večino energije sistemu če se število bitov na simbol zniža na naslednji nižji nivo. Tako EF algoritem tako ohrani skupno število bitov in konvergira (teži) k najboljši rešitvi. Prirastek energije potreben za prenos b_n bitov v pod-kanalu predstavlja količino dodatne energije potrebne za pošiljanje trenutnega števila bitov v odnosu na predhodno število bitov b_{n-1} . Torej je prirastek energije definiran z enačbo 1.17.

$$e_n(b_n) \cong \varepsilon_n(b_n) - \varepsilon_n(b_n - 1) \quad (1.17)$$

Z upoštevanjem enačbe 1.15 lahko zapišemo enačbo za energijo v posameznem pod-kanalu ε_n .

$$\varepsilon_n = \frac{\Gamma}{SNR_n} \cdot (2^{b_n} - 1) \quad (1.18)$$

Sedaj lahko enačbo ta prirastek energije zapišemo v obliki 1.19

$$e_n(b_n) = \frac{1}{2} \cdot 2^{b_n} \cdot \frac{\Gamma}{SNR_n} \quad (1.19)$$

Algoritmu EF sledi nadaljnji koncept E-zoževanja, ki je potreben pri reševanju hitrostno adaptivnega problema obremenitve, ki je definiran kot :

$$0 \leq \varepsilon_{tot} - \sum_{n=1}^{N^*} e_n(b_n) \leq \min_m [e_m(b_m + 1)] \quad (1.20)$$

E-zoževanje enostavno nakazuje, da ne more biti prenesena nobena dodatna enota informacije brez kršitve pogoja po preseganju celotne energije, podanega v enačbi 1.7. ET algoritem je podan

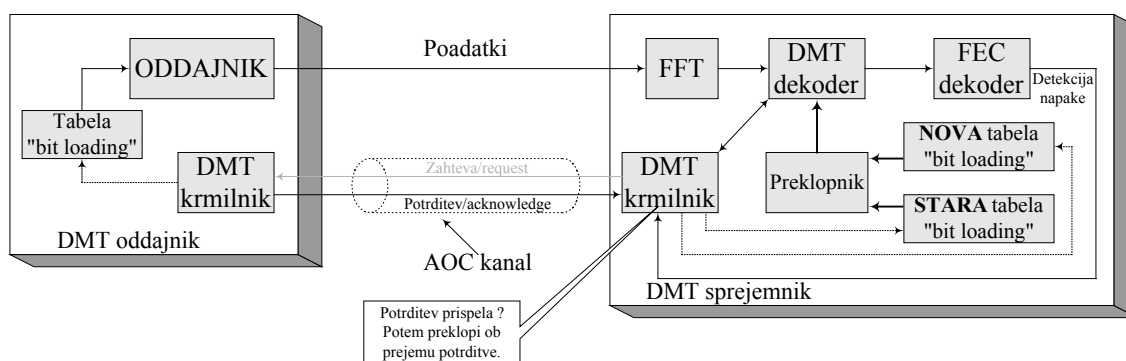
1. $SET\ S = \sum_{n=1}^N \epsilon_n(b_n)$
2. $WHILE\ (\epsilon_{tot} - S < 0)\ ali\ \epsilon_{tot} - S \geq \min_{1 \leq i \leq N} [e_i(b_i + 1)]$
3. $IF\ (\epsilon_{tot} - S < 0)\ THEN$
 - (a) $n \leftarrow \arg \left\{ \max_{1 \leq j \leq N} [e_j(b_j)] \right\}$
 - (b) $S \leftarrow S - e_n(b_n)$
 - (c) $b_n \leftarrow b_n - 1$
- $ELSE$
 - (a) $m \leftarrow \arg \left\{ \min_{1 \leq i \leq N} [e_i(b_i + 1)] \right\}$
 - (b) $S \leftarrow S - e_m(b_m + 1)$
 - (c) $b_m = b_m + 1$

ET algoritem zniža število bitov, ko energija preseže določeno vrednost z zmanjšanjem števila bitov na simbol v večini energijsko potrošnih pod-kanalih. Sicer se število bitov na simbol poveča v kanalih kjer je poraba energije najmanjša. Povzetek procedure obremenitve z biti bi lahko strnili:

- Poravnava pod-kanalov po parametru SNR od največjega do najmanjšega. V vsakem pod-kanalu se izračuna delna energija in je lahko tudi negativna. V primeru, da energija negativna se podkanal izloči – dodeljena energija je nič. Delne energije se računajo naprej vse dotlej dokler niso vse parcialne energije pozitivne
- Vpelje se dodeljevanje bitov, skladno z enačbo 1.15
- Večanje začetne učinkovitosti bitne porazdelitve z njegovo stalno menjavo, ki se izkaže kot učinkovitejša. EF algoritem tvori učinkovito bitno distribucijo v primerih ko funkcija energije monotonno narašča z informacijo (To je vedno primer v realnih sistemih)
- Energijsko zoževanje bitne porazdelitve. ET algoritem nastavi porazdelitev bitov, dokler ni celotna energija, ki je na voljo izrabljena.

1.4 Izmenjava bitov – bit swapping

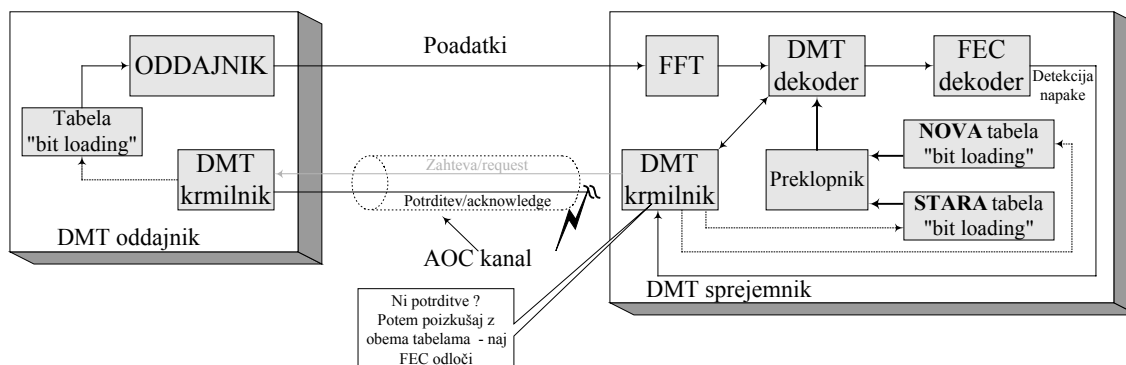
Pravkar opisani algoritem obremenitve teče periodično tako, da se glede na spremembe razmerja SNR v posameznih pod-kanalih izvedejo ustrezne spremembe v porazdelitvi bitov in energije (ojačenja). V primeru, da so variacije v kanalu majhne, ponovni izračun rezultira z bitno porazdelitvijo, ki se malo razlikuje od predhodne. V praksi se je izkazalo, da je dinamična zvezna porazdelitev učinkovitejša kot ponovni izračun obremenitve. Sistemi morajo torej imeti vgrajene mehanizme, ki omogočajo zanesljivo izmenjavo informacij o spremembah v bitni porazdelitvi med oddajnikom in sprejemnikom. V sistemih ADSL je implementiran mehanizem imenovan »Izmenjevanje bitov – bit swapping«, ki omogoča pomikanje (izmenjavo) bita iz enega pod-kanala v drugega. V posebnih primerih je mogoče bit iz pod-kanala odstraniti, ker ni pomikanja v drug pod-kanal se podatkovna hitrost zniža. Prav tako je mogoče bit tudi dodati, ker ni bil premaknjen iz katerega od drugih pod-kanalov se podatkovna hitrost poveča. Posodobitev (menjava) bitnih tabel (t.j. informacij o spremembah v bitni porazdelitvi) mora biti na strani oddajnika in sprejemnika izvedena sočasno glede na protokol, ki zagotavlja sinhronizacijo ob zaključku posodobitve bitnih tabel. Pri implementaciji obravnavanega mehanizma pošlje sprejemnik zahtevo (request) za izmenjavo bitov preko ADSL kontrolnega kanala (AOC – Adsl Overhead Control Chanel), ki je na sliki zaradi večje preglednosti prikazan ločeno, čeprav je dejansko vključen med podatkovne kanale.



Slika 4 : sprejemni DMT krmilnik preklopi na novo bitno tabelo v času, ki je specificiran v ukazu potrditve

DMT oddajnik potem potrdi (acknowledge) zahtevo in specificira čas v katerem mora biti implementirana nova bitna tabela. Če iz kakršnega koli razloga kateri od ukazov ni prispel na cilj sprejemnik enostavno spremlja prispeli signal z uporabo STARE in NOVE tabele. Na

podlagi zastavice (sindroma) napake v metodi z vnaprejšno korekcijo in detekcijo napak (FEC - Forward Error Correction) se sprejemnik odloči, katera izmed tabel je pravilna, kot v primeru napake prikazuje slika



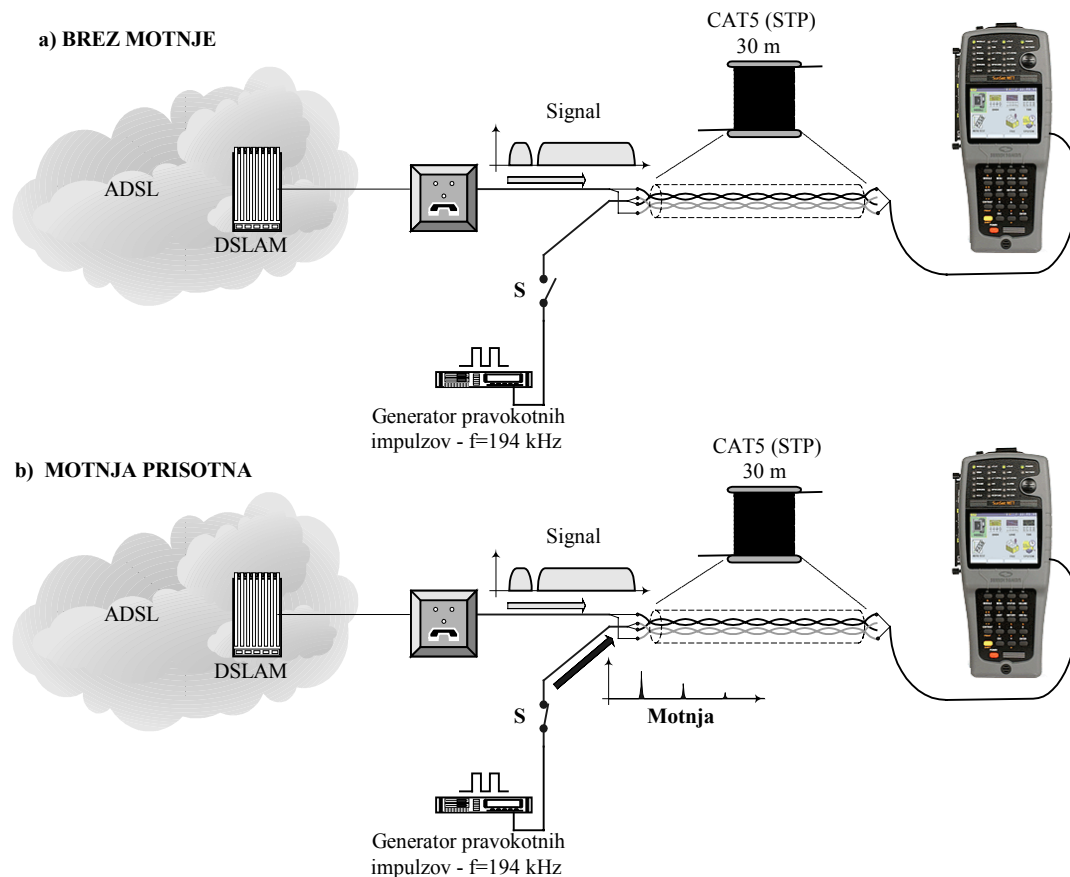
Slika 5: Izmenjevanje bitov pri izgubi ukaza potrditve – DMT krmilnik izbere tabelo na podlagi sindroma FEC

Sprejemnik na podlagi tega ve, če je bila izmenjava na strani oddajnika uporabljena ali ne tudi v primeru, ko je kateri od ukazov kanala AOC ni prepotoval uspešno. Implementacija izmenjave bitov je torej povsem imuna na napake v AOC kanalu. Kot boste opazili v nadaljevanju (graf dodeljenih bitov na podkanal) – je število dodeljenih bitov v podkanalu #96 vedno 0. Ta podkanal je napreč namenjen izmenjavi bitnih tabel med ATU-C in ATU-R (DSLAM-om in Modemom).

2. Delovanje v praksi

2.1 Meritve v prostorih centrale

Za praktični prikaz delovanja dodelitve bitov, smo postavili testni sistem ki je prikazan na spodnji sliki:

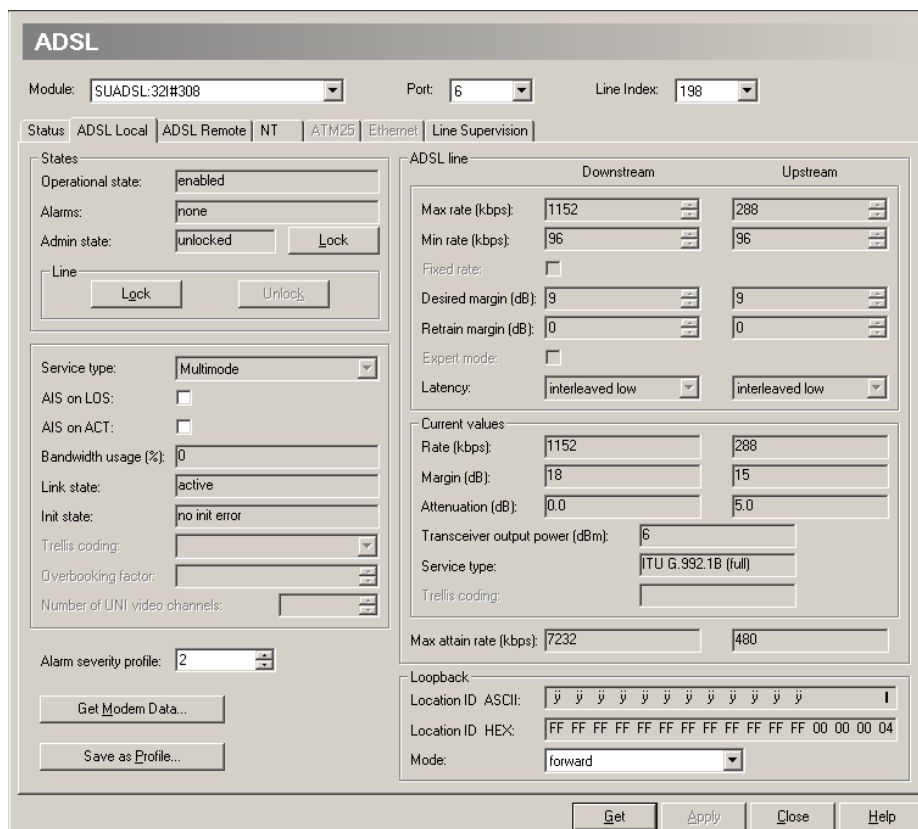


Slika 6: Testni sistem

Iz slike je razvidno, da smo parico z porta DSLAM-a povezali preko 30 m dolgega oklopljenega kabla priključili na instrumentom za testiranje ADSL vodov (Alcatelov ATU-R modem). Oklop na začetku in kuncu STP kabla smo povezali in tako preprečili interferenco med ovoji. Zaradi boljšega sklapanja ADSL spektra z spektrom motnje smo namenoma izbrali napačne žile parice (nižje preslušno slabljenje). Najprej smo posneli tabelo dodeljenih bitov na podkanal, ko motnja ni prisotna. Nato smo pri amplitudi 0 motnjo vključili in počasi povečevali amplitudo do izbrane vrednosti, ter ponovno posneli tabelo dodeljenih bitov na podkanal. Kot generator motenj smo uporabili generator pravokotnih impulzov, frekvence 194 kHz. Poleg sprememb v podkanalu osnovnega harmonika (podkanal # 45), pričakujemo spremembe še pri tretji in peti harmonski komponenti, ki nastopita pri frekvencah 582 kHz (podkanal #135) in 970 kHz (podkanal #225).

Figure 1 consists of four panels (a, b, c, d) illustrating the two-dimensional Ising model. Each panel shows a 2D lattice of spins (represented by dots) and a corresponding time-dependent correlation function $A(t)$ plotted against time t . The correlation function is shown as a noisy curve in (a) and (b), and as a smooth curve in (c) and (d). The correlation function is defined as $A(t) = \langle S_i(t) S_j(0) \rangle$, where $S_i(t)$ is the spin at site i at time t , and $S_j(0)$ is the spin at site j at time 0 . The correlation function is plotted against time t on the horizontal axis. The correlation function is shown as a noisy curve in (a) and (b), and as a smooth curve in (c) and (d). The correlation function is defined as $A(t) = \langle S_i(t) S_j(0) \rangle$, where $S_i(t)$ is the spin at site i at time t , and $S_j(0)$ is the spin at site j at time 0 . The correlation function is plotted against time t on the horizontal axis.

Signalni procesorji v določenih časovnih intervalih računajo razmerje SNR v posameznem podkanalu. Ko se šum v opazovanem podkanalu poveča za toliko, da se razdalja Γ zniža pod dogovorjeno mejo (9 dB @ BER 10^{-7}), se število bitov ki se v tem podkanalu prenaša zniža za 1. Če je skupne energije dovolj, se izgubljeni bit se nadomesti v podkanalu, kjer so razmere za prenos bolj ugodne, tvori se nova bitna tabela, ki se preko servisnega kanala AOC izmenja med ATU-C in ATU-R, po postopku, ki je opisan v poglavju 1.4. Če je porabljena vsa skupna razpoložljiva energija, se prične večat število bitnih napak nakar se sinhronizacija poruši, če je v nadzornem centru izbrana fiksna hitrost. V primeru da je na opazovanem portu hitrost nastavljena variabilno- se ta prične zniževati do spodnje meje. Slika 8 prikazuje grafični vmesnik, preko katerega nastavljamo uporabniške porte DSLAM-a (ExpressLink – Siemens).



Slika 8: Konfiguracija ADSL uporabniškega porta

2.2 Komentar rezultatov

Posneli smo štiri karakteristične primerov, ki se nahajajo v priloženi mapi REZULTATI (graf_tabela.doc). Najprej smo opravili teste z variabilnimi nastavitvami, kjer je spodnja mejna hitrost v DS (navzdoljni) in US (navzgornji) smeri nastavljena na 96 k bit/s, medtem, ko je zgornja mejna hitrost nastavljena na 1M bit/s oz. 4M bit/s (dejansko nekaj več zaradi IP zaglavlja).

2.2.1 Nastavitev (DS:96k – 1M / US: 96k – 265k) @ 9 dB.

Iz grafa je razvidno, da se ob vključeni motnji število bitov v 45 podkanalu (194 kHz) zniža iz 7 na 2, v podkanalu 135 iz 3 na 0 in v podkanalu 225 iz 2 na 0. Iz grafa lahko ocenimo kam so se biti iz omenjenih podkanalov prerazporedili. Ko smo motnjo odstranili, se so se šumne razmere v navedenih podkanalih popravile, po 28 sekundah je število dodeljenih bitov v 45 podkanalu že 7, po daljšem času se popravi tudi število bitov tudi v dveh navedenih podkanalih.

2.2.2 Nastavitev (DS:96k – 1M / US: 96k – 265k) @ 9 dB z povečano amplitudo motnje

Doganaje je podobno kot v predhodnem primeru, le da je zaradi večje amplitude pojav bolj izrazit. Ko smo motnjo odstranili smo počakali cca 3 minute. Iz grafa lahko razberemo, da je

število bitov v »motenih« podkanalih po 3-h minutah - skoraj identično številu dodeljenih bitov - pred motnjo.

2.2.3 Nastavitev (DS:96k – 4M / US: 96k – 384k) @ 9 dB z

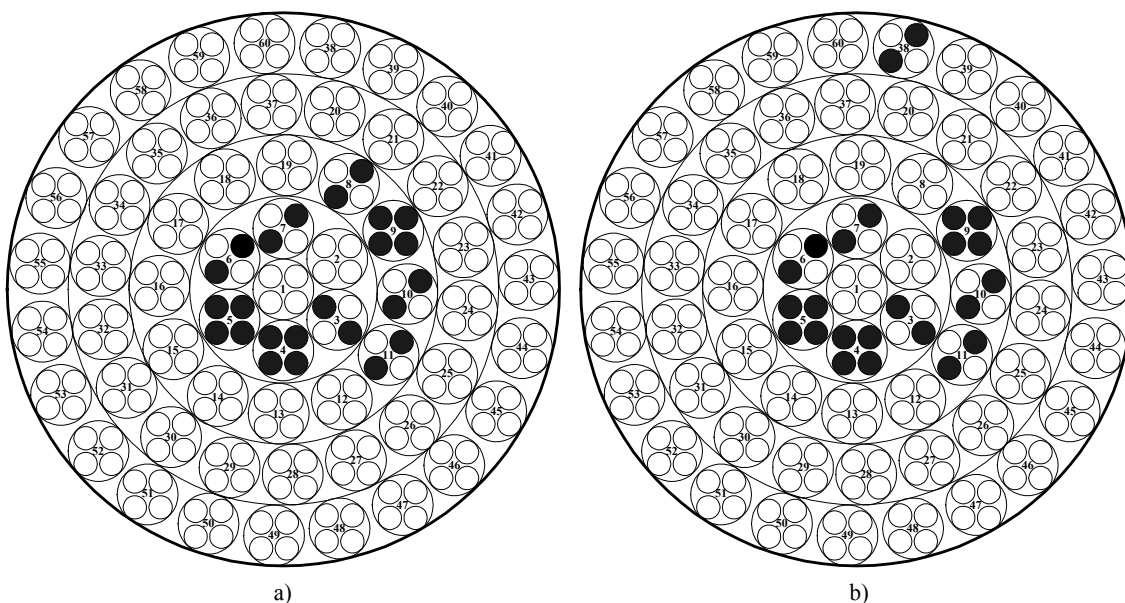
Iz primera je razvidno, da se pri večji bitni hitrosti ustrezno poveča število dodeljenih bitov v individualnih podkanalih. Dogajanje ob vključeni in izključeni motnji je identično kot v predhodnih primerih.

2.2.3 Nastavitev (DS:1M / US: 256k) @ 9 dB z povečano amplitudo motnje

V tem primeru sta minimalna (Min rate) in maksimalna (max rate) hitrost enaki (glej sliko 8 – konfiguracija uporabniškega porta). Zanimiva je primerjava z nastavitvami pod 2.2.2, kjer je minimalna hitrost nastavljena na 96 k Bit/s. Iz grafa je moč razbrati, da se število bitov v motenih podkanalih ne popravi, čeprav je motnja izključena dobrih 5 minut. !!

3. Mejni primer, ko delovanje algoritma odpove

Ko je porabljena vsa razpoložljiva energija in skupna bitna hitrost ni dosežena, se modem ne sinhronizira. Takšni primeri nastopijo predvsem na daljših razdaljah, kjer je slabljenje veliko in je hitrost prenosa odvisna od nivoja šuma na prenosnem mediju (torej števila delujočih sistemov v sosednjih parih). Kot primer si oglejmo problem iz prakse, ko je ob vključitvi bil sistem ADSL vključen na 15-tem kabelskem paru (8 četvorka) in zaradi relativno visokega nivoja šuma in velikega slabljenja ni dosegal deklarirane hitrosti 512 kbit/s (se sploh ni sinhroniziral). Zasedbo kabla ob vključitvi podaja slika 9 a) in ponovni izbiri price, slika 9 b).



Slika 9: Postavitev sistemov v kablu ob vključitvi a) in po ponovni izbiri para b)

Temno označene parice kabla predstavljajo sisteme ADSL, medtem ko ostale parice predstavljajo bodisi sisteme, katerih spekter se ne prekriva s spektrom ADSL ali pa so proste. Pri odpravljanju težav smo se opirali na tabelo 3.1, ki podaja statistično slabljenje presluha na bližnjem kraju, v odvisnosti od medsebojnega lege paric.

<i>Kategorija izbranih paric</i>	<i>$a_N(\text{dB})$</i>	<i>Stand. deviacija (dB)</i>
Pari iz dveh nesosednjih plasti/sektorjev	77.3	3.7
Pari iz dveh sosednjih plasti/sektorjev	66.6	7.1
Pari iz iste plasti, ločeni z dvema četvorkama	72.2	5.3
Pari iz iste plasti/sektorja ločenih z eno četvorko	70.0	8.0
Pari iz iste plasti/skupine dveh sosednjih četvork	56.8	4.3
Pari iz iste četvorke	45.4	3.8

Tabela 3.1: Orientacijske vrednosti slabljenja presluha glede na medsebojno lego paric (500m 1Mhz)

Tako smo omenjeni sistem v kablu postavili na takšno mesto (par), ki zagotavlja največjo geometrijsko razdaljo proti ostalim ADSL sistemom, kot prikazuje slika 9 b) (potrebno je poudariti da četvorke od 51-60 niso zaključene na letvicah, in so kot take nedostopne). Meritve z instrumenti ALT 2000 so teoretična pričakovanja potrdila, saj je bil geometrijsko najbolj oddaljen par najmanj »onesnažen« s šumom sosednjih sistemov kot prikazuje slika



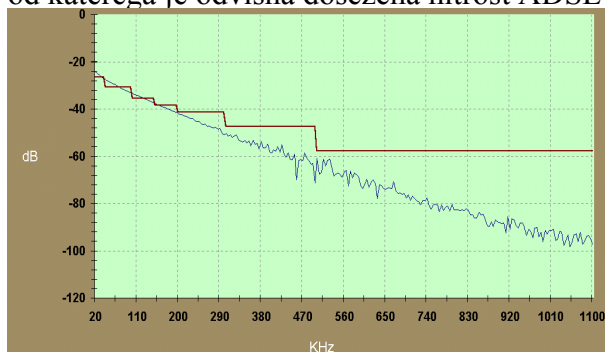
a)



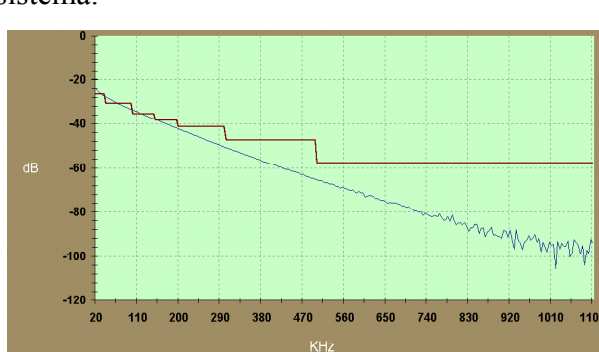
b)

Slika 10: Nivoji šuma ob vključitvi a) in ponovni izbiri para b)

Ker so vse parice približno enakih dolžin, je enako tudi obratovalno slabljenje kot potrjujejo meritve na sliki Tako ostaja nivo šuma (lega parice, po kateri sistem deluje) odločilni kriterij, od katerega je odvisna dosežena hitrost ADSL sistema.



a)



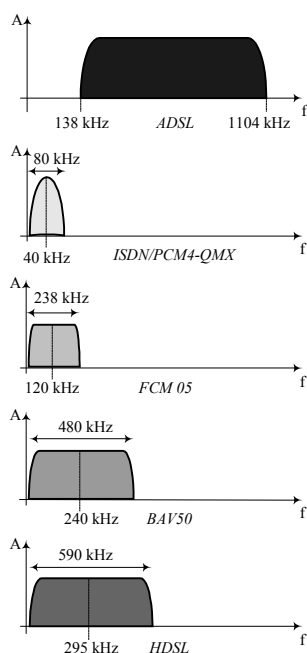
b)

Slika 11: Obratovalno slabljenje paric ob vključitvi a) in ponovni izbiri para b)

Za ilustracijo lahko podamo še hitrosti povezave, ki so bile dosežene v navzgornji in navzdoljni smeri, pri uporabi starega in novega para .

parica	Navzdoljna smer	Navzgoranja smer
Stari par (15 ; 8-črtvorka)	369 kbit/s	856 kbit/s
Novi par (75 ; 38-črtvorka)	1180 kbit/s	944 kbit/s

Rešitev takšnih problemov se kaže v decentralizaciji dostopnega omrežja tako, da bi se poprečna razdalja med centralo in uporabnikom znižala na 2-3 km. Da bi do izvedbe decentralizacije omilili nastali problem, je potrebno večjo pozornost nameniti izbiri paric tako, da je medsebojni vpliv spektrov delujočih sistemov minimalen. Skladno s tem postavimo v sosednje četvorke sisteme, katerih spektri se ne prekrivajo ali se prekrivajo delno. Tako nekaj sosednjih paric ob sistemu ADSL zasedemo z sistemi PSTN, ISDN, PCM-4 ali pustimo parice nezasedene, če kapacitete to dopuščajo. Sisteme, katerih spektri se prekrivajo (ADSL, HDSL, FCM-5, BAV-50 - multipleksni sistem za sinhroni prenos petih ISDN BA dostopov), postavimo na čim večji medsebojni oddaljenosti, kolikor nam to dopuščata kapaciteta kabla in število vključenih sistemov. Orientacijski pregled močnostnih spektrov, ki jih generirajo aktivni sistemi, prikazuje slika 12.



Slika12: Orientacijski pregled močnostnih spektrov, ki jih generirajo aktivni sistemi

Jasno je, da so v praksi kapacitete kablov bistveno večje, o teh pa običajno nimamo podatkov in jasne slike o njegovi zgradbi (zasedbi). Dodatni problem predstavljajo vključitve novih sistemov, ki glede na oddaljenost, zopet prispevajo določen nivo šuma, kar lahko sisteme, ki delujejo z minimalno rezervo SNR (pravimo, da delujejo na »meji«), poruši.

4. Sklep

Če med sabo primerjamo sisteme s stališča spektralne učinkovitosti, lahko rečemo, da so sistemi z modulacijo v osnovnem pasu manj učinkoviti, saj lahko prenesejo 2 bit/s/Hz, medtem ko je pri DMT modulaciji teoretično moč prenesti 15 bit/s/Hz v posameznem podkanalu. V praksi, se odvisno od razdalje, prenaša okoli 12 bit/s/Hz ali manj, kar ob pasovni širini ≈ 4 kHz znaša 40 kbit/s na podkanal - medtem, ko na primer ISDN za prenos 160 k bit/s potrebuje frekvenčni pas 80 kHz. Kot smo lahko opazili, je tehnologija DMT z uporabo algoritma obremenitve z biti tudi bistveno bolj odporna (prilagodljiva) na EM vplive iz okolice, saj se prenos v delu spektra, kjer vladajo motnje, zmanjša na minimum (tudi 0), izpad v tem podkanalu pa lahko nadomestijo drugi podkanali, ki niso bili polno obremenjeni.

V poglavju 4 smo videli, da je algoritem neuporaben, ko je porabljena vsa razpoložljiva energija. Končna rešitev tega problema se kaže v decentralizaciji omrežja, posamezne primere, pa lahko rešujemo z prestavljanjem paric, kot je opisano v poglavju 3.