

UNIVERZA V LJUBLJANI

Fakulteta za elektrotehniko

Stanislav Kovačič

Komunikacije v avtomatiki

(študijsko gradivo)

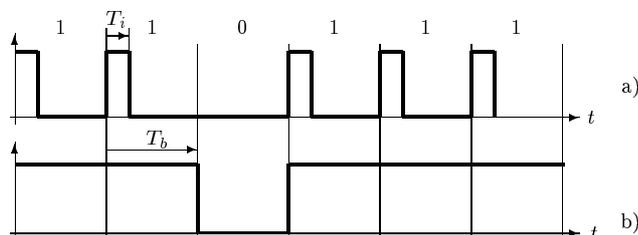
Ljubljana, 25. oktober 2001

3 Elementi fizičnega sloja

Fizični sloj skrbi za prenos informacijskih signalov po komunikacijskem kanalu. Osnovna informacijska enota tega sloja je bit. Tipična vprašanja v zvezi s tem slojem so: kakšna je hitrost prenosa, kako se sprejemnik sinhronizira z oddajnikom, kakšne so oblike informacijskih signalov, kakšni so postopki modulacije, kakšen prenosni medij je potreben, in podobno. V tem poglavju si bomo skušali odgovoriti na nekatera od teh vprašanj.

3.1 Oblike digitalnih signalov

Informacijo, ki jo zapišemo z binarnimi simboli, moremo prenašati v osnovnem frekvenčnem pasu brez modulacije (ang. Base Band Transmission) z impulznimi signali različnih oblik. Eno od možnosti za predstavitev zaporedja osmih simbolov smo skicirali na sliki 23.a. Simbol ena smo predstavili s prisotnostjo impulza širine T_i in simbol nič z odsotnostjo impulza. Tak signal prenašamo od oddajnika do sprejemnika, ta pa mora iz oblike sprejetega signala razbrati njegov pomen. Verjetnost za pravilno detekcijo prisotnosti impulza narašča z energijo impulza. Zato si s tega stališča želimo, da bi bila širina impulza čimvečja. Če povečamo trajanje impulza do največje možne mere ($T_i = T_b$), dobimo v našem primeru signal 23.b.



Slika 23: Dve možni obliki informacijskega signala.

Signal ostane v nespremenjenem stanju cel čas oddajanja bita. Tak signal se pri dolgih zaporedjih simbolov enake vrednosti malo spreminja in za prenos zahteva manjšo frekvenčno širino kanala. Po drugi strani pa zaradi odsotnosti sprememb v signalu sprejemna naprava težje ugotovi začetek in konec posameznega simbola oziroma težje ugotovi tisti trenutek, ko naj odčita vrednost signala. Sinhronizacija sprejemnika z oddajnikom je težja.

V narisanim primeru smo za simbol nič izbrali ničelno vrednost signala (odstotnost impulza). Zato nam ničelna vrednost signala pomeni dvoje, bodisi binarni simbol nič bodisi odsotnost informacijskega signala. Narisani signal

vsebuje še enosmerno komponento, ki se s časom spreminja v odvisnosti od informacijske vsebine signala. To je v praksi nezaželeno. Lahko pa bi za simbol nič izbrali nivo signala različen od nič, ali pa bi se odločili za signal, ki od ničelne vrednosti niha v pozitivni in v negativni smeri. Možnosti za prenos informacije z valom pravokotnih impulzov je torej veliko. Vsaka ima svoje prednosti in slabosti. Kakšno obliko signala naj potem v danih okoliščinah izberemo? Bistvena vprašanja pri tem so: kakšne so možnosti za sinhronizacijo sprejemnika z oddajnikom iz sprejetega signala (ugotavljanje takta), kakšna je potrebna frekvenčna širina kanala pri zahtevani hitrosti prenosa in kakšna je odpornost na motnje oziroma zmožnost sprejemnika za razpoznavanje prave vrednosti signala. K temu dodajmo še vprašanje, ali je v signalu prisotna enosmerna komponenta in ne nazadnje kakšna je zahtevnost realizacije naprav. Oblike, ki bi hkrati zadostila vsem kriterijem, ni. V splošnem velja, da je sinhronizacija sprejemnika z oddajnikom lažja, če je v signalu več sprememb. Čimveč pa je sprememb v signalu, višje frekvence vsebuje in večja je zahtevana frekvenčna širina kanala za doseganje iste hitrosti prenosa. Čimveč stanj zmore zavzeti signal, več bitov informacije lahko nosi in višja bo hitrost prenosa, zato pa je težje razpoznati pravo vrednost signala.

Signale za prenos binarne informacije je možno razvrstiti po več kriterijih, na primer:

- glede na to, ali signal vstraja v nespremenjenem stanju cel čas trajanja binarnega simbola ali je ta čas krajši,
- glede na usmerjenost impulzov,
- glede na to, ali prenašamo tako 'binarno ena' kot 'binarno nič',
- glede na število različnih možnih stanj signala.

Po prvem kriteriju delimo informacijske signale na signale brez povratka na nič, kjer se nivo signala v času trajanja simbola ne spremeni (ang. **Non-Return-to-Zero** ali s kratico **NRZ**) in na signale s povratkom na nič, pri katerih se nivo signala po oddaji vsakega binarnega simbola povrne na nevtralen-ničti nivo, (ang. **Return-to-Zero** ali s kratico **RZ**). Po drugem kriteriju delimo informacijske signale na enopolarne, če so vsi impulzi enako usmerjeni in na dvopolarne, če so impulzi usmerjeni v obe smeri od mirovne vrednosti, to je v pozitivno in v negativno smer od ničelne vrednosti. Glede na tretji kriterij, je signal lahko popolnoma (ali čisto) binaren, če prenašamo tako 'binarno ena' kot 'binarno nič', ali polovično binaren, če prenašamo le 'binarno ena', 'nič' pa pomeni odsotnost impulza ali odsotnost spremembe signala. Po zadnjem kriteriju delimo signale na N-nivojske, kjer je N število nivojev (stanj) signala. V tem primeru pomeni vsak od prenašanih nivojev ustrezno zaporedje binarnih simbolov. Na primer, če je signal štirinivojski,

lahko pomeni vsak od štirih možnih nivojev signala enega izmed parov binarnih simbolov (dibitov): 00, 01, 10 ali 11.

V tem razdelku bomo obravnavali nekaj važnejših skupin oblik, ki so se uveljavile za prenos informacije v osnovnem frekvenčnem pasu ter jih primerjali med seboj. Te skupine so:

- signali brez povratka na nič (NRZ),
- signali s povratkom na nič (RZ),
- bifazni signali ($\text{bi-}\Phi$) in
- večnivojski.

Slike 24, 25, 27 in 28 prikazujejo različne oblike signala za zaporedje binarnih simbolov 1 0 1 1 0 1 0 0 1 0.

3.1.1 Signali brez povratka na nič - NRZ

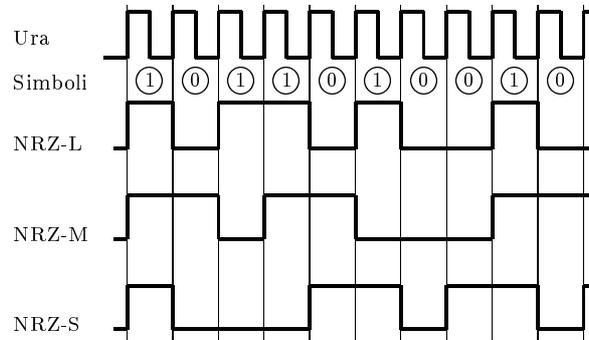
Oblika NRZ se največ uporablja. Obstajajo tri različice signala brez povratka na nič: NRZ-L (Level), NRZ-M (Mark) in NRZ-S (Space), v enopolarni ali dvopolarni izvedbi, glej sliko 24. Nivojska ali NRZ-L oblika je najobičajnejša oblika. Signal NRZ-M se spremeni vedno in samo v primeru, ko oddajamo simbola ena. NRZ-M obliko imenujemo tudi NRZI (NRZ-Invert-On-One). Podobno se pri signalu NRZ-S stanje menja samo pri oddaji simbola nič.

V primeru daljšega zaporedja enakih simbolov (ničel ali enic) se NRZ-L signal malo spreminja in sprejemnik se težko sinhronizira z oddajnikom. Signal NRZ se zato koristi pri asinhronem serijskem načinu prenosa. Po drugi strani pa zahtevajo signali NRZ pri isti hitrosti prenosa enkrat manjšo frekvenčno širino kanala kot signali RZ. Enosmerni komponenti, ki se poleg tega spreminja v odvisnosti od informacijske vsebine signala se popolnoma ne moremo izogniti.

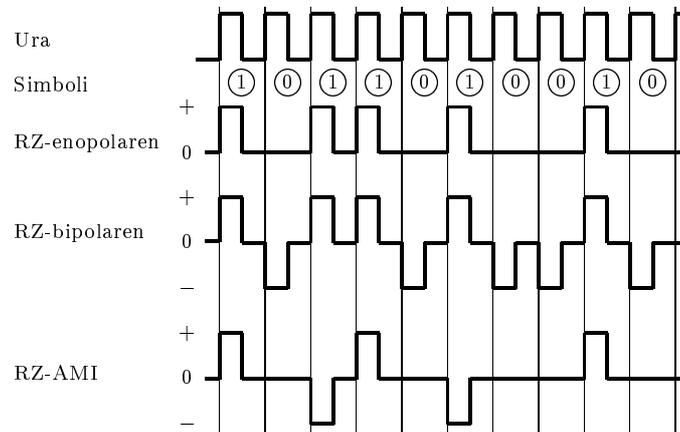
3.1.2 Signali s povratkom na nič - RZ

Slika 25 prikazuje nekaj pogostejših oblik signalov s povratkom na nič: enopolaren in dvopolaren RZ ter RZ-AMI (RZ-Alternate-Mark-Inversion). RZ oblika omogoča dobro sinhronizacijo sprejemnika z oddajnikom, potrebuje pa pri isti hitrosti prenosa kot NRZ v splošnem dvojno frekvenčno širino kanala.

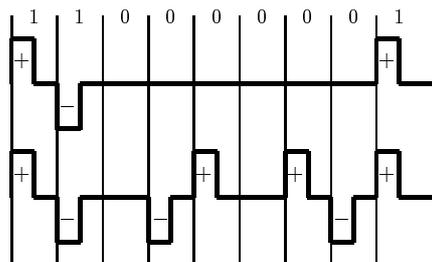
Za prenos podatkov je najpomembnejša oblika RZ-AMI. S tem signalom se enice prenašajo izmenoma s pozitivnim in negativnim impulzom, ničlo pa pomeni



Slika 24: Signali brez povratka na nič (NRZ).



Slika 25: Tipične oblike signalov s povratkom na nič (RZ).



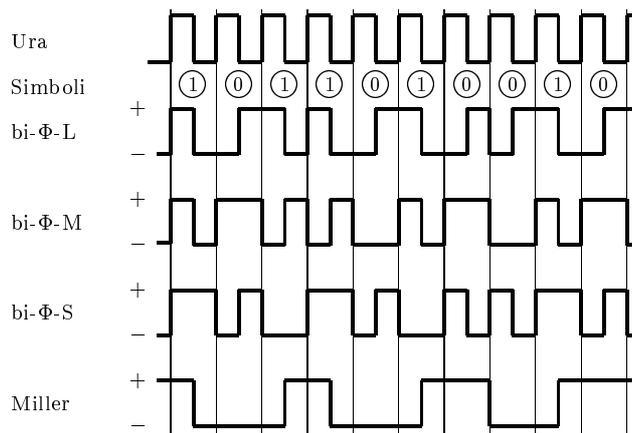
Slika 26: Nadomeščanje zaporednih ničel. Zgoraj: brez nadomeščanja, spodaj: B6ZS nadomeščanje.

odsotnost impulza. Enosmerna komponenta signala je praktično nič, potrebna frekvenčna širina kanala pa taka kot pri signalu NRZ. V primeru daljšega zaporedja ničel se signal sploh ne spreminja in lahko pride do izpadanja sinhronizacije. Da se to ne zgodi, se vsako neprekinjeno zaporedje šestih ničel nadomesti s signalom bolj živahne oblike. Postopek je znan pod kratico B6ZS (ang. Binary-Six-Zero-Substitute). V primeru, da je zadnja enica imela negativen predznak, oddajnik šest ničel nadomesti z vzorcem $0 - + 0 + -$, glej sliko 26. V primeru, da je zadnja enica imela pozitiven predznak, oddajnik šest zaporednih ničel nadomesti z vzorcem $0 + - 0 - +$. Ker si v sprejetem signalu sledita drug za drugim impulza z enako polariteto sprejemnik ve, da drugi impulz ne pomeni enice, ampak da gre za nadomeščanje zaporedja ničel.

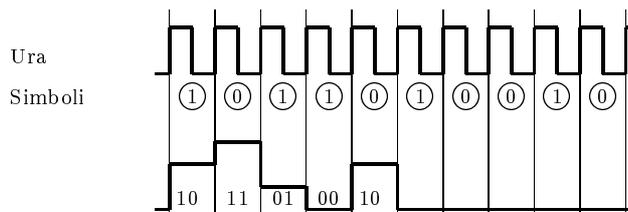
3.1.3 Bifazni signali

Bifazni signali so vedno dvopolarni signali. Poznamo tri različice teh signalov: bi- Φ -L, bi- Φ -M in bi- Φ -S, glej sliko 27. Daleč največ se uporablja oblika bi- Φ -L in je bolj znana pod imenom 'Manchester'. Binarni simbol je kodiran s spremembo signala v sredini bitne celice. Sprememba navzdol pomeni enico, sprememba navzgor pa ničlo. Signal ne vsebuje enosmerne komponente, dober je v pogledu sinhronizacije. Potrebuje sicer dvojno frekvenčno širino kanala, vendar ker se koristi v lokalnih omrežjih za prenos v osnovnem frekvenčnem pasu, to ni tako pomembno, ker frekvenčna širina ni tako dragocena kot recimo v javnih omrežjih. Pri signalu bi- Φ -M so razmere podobne: signal se vedno spremeni na začetku bitne celice, v primeru enice pa tudi v sredini. Pri signalu bi- Φ -S je obratno: signal se vedno spremeni na začetku, v sredini pa le pri oddaji ničle.

Pomembna je še takoimenovana Millerjeva oblika signala. Pri oddaji enice se signal spremeni v sredini. Pri oddaji ničle se signal ne spremeni, razen če ne sledi ponovno ničla. Tedaj se signal spremeni na koncu prve in pred začetkom naslednje ničle.



Slika 27: Oblike bifaznih signalov.

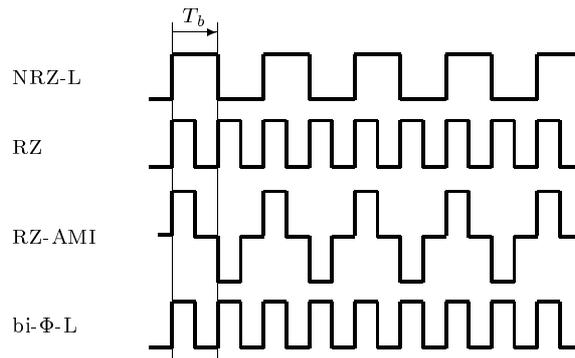


Slika 28: Primer večnivojskega (štirinivojskega) signala.

3.1.4 Večnivojski signali

Veliko signalov uporablja namesto dveh nivojev (stanj) za prenos informacije več nivojev. Tudi bipolarni RZ in RZ-AMI uporabljata več (tri) nivojev, vendar nosita informacijo samo dva. S tremi stanji še vedno kodiramo samo en bit informacije (dva simboli).

Smisel večnivojskih signalov je v tem, da se da v primeru večjega števila dovoljenih stanj prenašati z vsakim signalnim elementom več binarnih simbolov in s tem večjo množino informacije pri sicer enaki frekvenčni širini kanala. Tak način kodiranja je torej potreben kadar je frekvenčna širina zelo dragocena (kot je to v primeru javnega telefonskega omrežja). Slika 28 prikazuje primer večnivojskega signala.

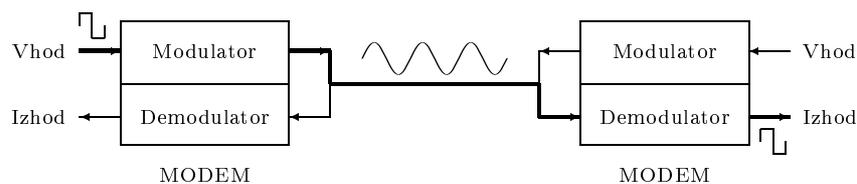


Slika 29: Ponazoritev potrebne frekvenčne širine kanala pri enaki hitrosti prenosa za signale NRZ-L, RZ, RZ-AMI in bi- Φ -L.

3.1.5 Signali NRZ, RZ, RZ-AMI, bi- Φ in frekvenčna širina kanala

Poglejmo kakšna je potrebna frekvenčna širina kanala za signale NRZ, RZ, RZ-AMI in bi- Φ za doseganje enake hitrosti prenosa. Teoretično gledano bi za popolnoma veren prenos pravokotnih impulzov v vseh primerih potrebovali neskončen frekvenčni pas, kajti vlak pravokotnih impulzov vsebuje poleg prve harmonske komponente f_1 še neskončno lihih višjeharmonskih komponent. Ker za razpoznavanje dveh logičnih vrednosti popolna rekonstrukcija signala ni potrebna, zadostuje v praksi že prenos nekaj nižjih harmonskih komponent. Poglejmo sedaj, kakšna je potrebna frekvenčna širina kanala za prenos enakega števila harmonskih komponent. V ta namen opazujemo signale NRZ, RZ, RZ-AMI in bi- Φ za tako zaporedje binarnih simbolov, pri katerem se signal najhitreje spreminja, glej 29.

Signal NRZ se najhitreje spreminja tedaj ko si izmenoma sledijo ničle in enice. Frekvenca prve harmonske komponente je $f_{NRZ} = 1/(2 \times T_b)$. Signal RZ se najhitreje spreminja ko si neposredno sledijo enice, frekvenca prve harmonske komponente pa je še enkrat višja, $f_{RZ} = 2 \times f_{NRZ} = 1/T_b$. Signal RZ-AMI se najhitreje spreminja ko si zaporedoma sledijo enice, frekvenca prve harmonske je $f_{RZ-AMI} = f_{NRZ} = 1/(2 \times T_b)$. Signal bi- Φ -L se najhitreje spreminja ko si sledijo simboli z enako vrednostjo. Frekvenca prve harmonske je $f_{bi-\Phi-L} = f_{RZ} = 1/T_b$. Za prenos istega števila harmonskih komponent (oziroma za doseganje enake hitrosti prenosa) je torej pri signalih RZ in bi- Φ -L v primerjavi s signali NRZ in RZ-AMI potrebna dvojna frekvenčna širina kanala.



Slika 30: Modem in prenos podatkov po telefonskem vodju.

3.2 Modemi in modulacije

Modem je komunikacijska naprava, ki omogoča prenos digitalnih signalov po analognih prenosnih poteh, kot na primer analognem telefonskem omrežju. Frekvenčni pas naročniškega voda je namenoma omejen na frekvence med 300 in 3400 Hz. To v pogledu razumljivosti govora popolnoma zadostuje.¹⁴ Zaradi omejene frekvenčne širine telefonskega voda pa po njem ne moremo prenašati pravokotnega informacijskega signala neposredno. Popačenju signala se izognemo tako, da ga frekvenčno premaknemo v območje frekvenc telefonskega voda. To dosežemo z modulacijo. Napravo, ki podatke na oddajni strani modulira, na sprejemni strani pa povrne v prvotno obliko (demodulira), imenujemo modem, glej sliko 30. Razen modulacije in demodulacije pa sodobni modemi opravljajo številne druge funkcije, ki so potrebne pri prenosu podatkov.

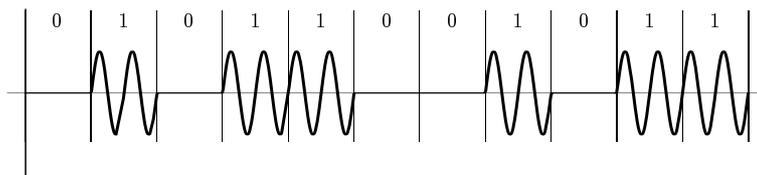
3.2.1 Modulacija

Modulacija je izraz za spreminjanje analognega, običajno sinusnega signala v odvisnosti od informacijskega signala. Sinusni signal je v pomoč pri prenosu informacijskega signala in mu zato pravimo *nosilni signal* ali *nosilec*. Z modulacijo dobimo moduliran signal. Zapišimo cosinusni nosilni signal z amplitudo U_c , kotno frekvenco ω_c in faznim zasukom ϕ_c :

$$u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \phi_c). \quad (15)$$

V odvisnosti od informacijskega signala $u_i(t)$ se nosilcu lahko spreminja amplituda, frekvenca ali faza. Če se v odvisnosti od informacijskega signala spreminja amplituda nosilca, $U_c(t) = U_c(u_i(t))$, pravimo, da je signal amplitudno moduliran. V primeru, da informacijski signal direktno vpliva na frekvenco nosilca, $\omega_c(t) = \omega_c(u_i(t))$ govorimo o frekvenčni modulaciji. S spreminjanjem faze nosilnega signala v odvisnosti od informacijskega signala, $\phi_c(t) = \phi_c(u_i(t))$, dobimo fazno moduliran signal. Frekvenčni ali fazni modulaciji rečemo tudi kotna modulacija.

¹⁴Govorni signal sicer obsega frekvence med 80 in 6000 Hz. Zdravo človeško uho zaznava frekvence med 20 Hz in 20000 Hz.



Slika 31: Amplitudna modulacija z binarnim signalom.

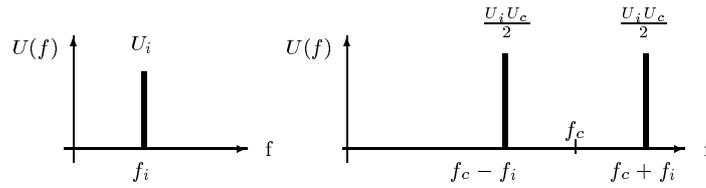
V naslednjih razdelkih bomo govorili o osnovah modulacije analognega signala z digitalnim informacijskim signalom oziroma o tehniki prenosa digitalnih signalov z analognim nosilcem.

3.2.2 Amplitudna modulacija z binarnim signalom

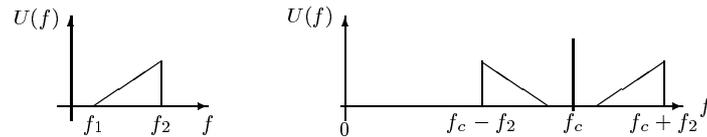
Pri amplitudni modulaciji se v odvisnosti od informacijskega signala spreminja velikost nosilnega signala. Če je informacijski signal binaren, ima amplitudno modulirani nosilec samo dve različni amplitudi, recimo 0 in U voltov. Amplitudni modulaciji z binarnim signalom pravimo *modulacija z amplitudnim odmikom* ali **ASK** (ang. **A**mplitude **S**hift **K**eying). V tem primeru moduliramo tako, da v odvisnosti od informacijskega signala preprosto vklapljamo in izklapljamo nosilni signal. Na sliki 31 je narisana primer amplitudno moduliranega signala, pri čemer pomeni odsotnost nosilca binarno vrednost 'nič', prisotnost nosilca pa vrednost 'ena'. V primeru, da informacijski signal vsebuje daljša zaporedja simbolov 'nič', vsebuje modulirani signal daljše časovne premore brez spremembe in sprejemnik se težko sinhronizira z oddajnikom. Zato raje prenašamo tudi simbol nič z od nič različno amplitudo.

Amplitudna modulacija se uporablja za počasne prenose. Hitrost prenosa lahko povečamo, če povečamo število različnih možnih stanj signala. Na primer, s štirinivojskim signalom prenašamo podatke dvakrat hitreje, ker vsako od štirih možnih stanj (nivojev) nosi dva bita informacije. Večje število različnih stanj signala sicer omogoča višje hitrosti prenosa, vendar pa se po drugi strani večja vpliv šuma.

Napačno bi bilo sklepati, da amplitudno modulirani signal vsebuje samo frekvenco nosilnega signala, na kar morda navaja slika 31. Pa si pogledjmo, kako je s frekvenčno vsebino moduliranega signala. Frekvenčni premik signala $u_i(t)$ iz osnovnega frekvenčnega področja v neko drugo, višje frekvenčno področje, dosežemo z množenjem signala $u_i(t)$ z ustreznim cosinusnim signalom $u_c(t)$. Naj bo signal $u_i(t)$, ki ga želimo frekvenčno premakniti, zaradi lažjega razumevanja tudi cosinusen, $u_i(t) = U_i \cos \omega_i t$. Množimo signal $u_i(t)$ z $u_c(t)$. Dobimo moduliran signal



Slika 32: Amplitudni spekter prvotnega signala (levo) in frekvenčno premaknjenega signala (desno).



Slika 33: Frekvenčni spekter osnovnega signala (levo) in amplitudno moduliranega signala (desno).

$u_m(t)$,

$$u_m(t) = u_i(t) u_c(t) = U_i \cos \omega_i t U_c \cos \omega_c t = \frac{U_i U_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_i)t + \frac{U_i U_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_i)t,$$

ki ga sestavljata dva cosinusna vala z enako amplitudo in s frekvenco, ki je enaka vsoti in razliki frekvenc f_c in f_i . Amplitudni spekter prvotnega in frekvenčno premaknjenega signala prikazuje slika 32. Za signal $u_i(t)$ z bogatejšo frekvenčno vsebino bi bile razmere podobne.

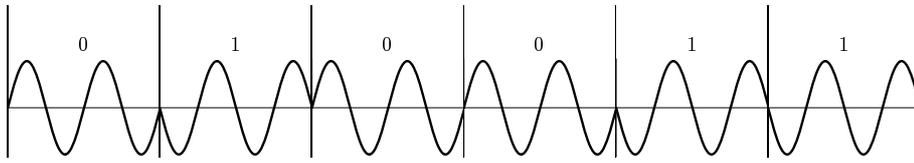
Frekvenčno premaknjen signal $u_m(t)$, iz katerega se da relativno enostavno rekonstruirati prvotni signal $u_i(t)$, dobimo s prištevanjem nosilnega vala $u_c(t)$ k produktu obeh,

$$u_m(t) = U_c \left[1 + \frac{u_i(t)}{U_c} \right] \cos \omega_c t = U_m(t) \cos \omega_c t.$$

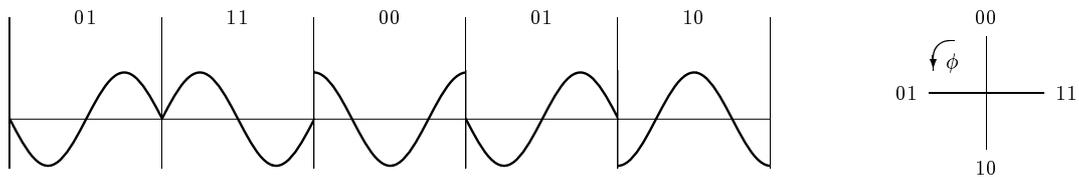
Nosilnemu signalu se v odvisnosti od informacijskega signala spreminja amplituda $U_m(t)$, tako da je ovojnica moduliranega signala kar enaka informacijskemu signalu. Frekvenčna vsebina amplitudno moduliranega signala je podobna frekvenčni vsebini frekvenčno premaknjenega signala, le da je v amplitudno moduliranem signalu prisoten nosilni val, glej sliko 33.

3.2.3 Fazna modulacija (PM)

Pri fazni modulaciji se se v odvisnosti od amplitude informacijskega signala spreminja fazni kot nosilca. Fazna modulacija z binarnim informacijskim signalom se imenuje modulacija s faznim premikom (ang. **Phase Shift Keying** ali s kratico **PSK**). Naj binarni modulacijski signal $u_i(t)$ zavzema vrednosti nič voltov



Slika 34: Modulacija s faznim premikom (PSK).



Slika 35: Fazna modulacija s štirimi faznimi skoki.

za binarno nič in $+U$ voltov za binarno ena. Fazno moduliran signal

$$u_m(t) = U_c \sin[\omega_c t + \phi_c(t)]$$

ima konstantno amplitudo U_c in frekvenco ω_c , fazni kot $\phi_c(t)$ pa je ali nič ali π :

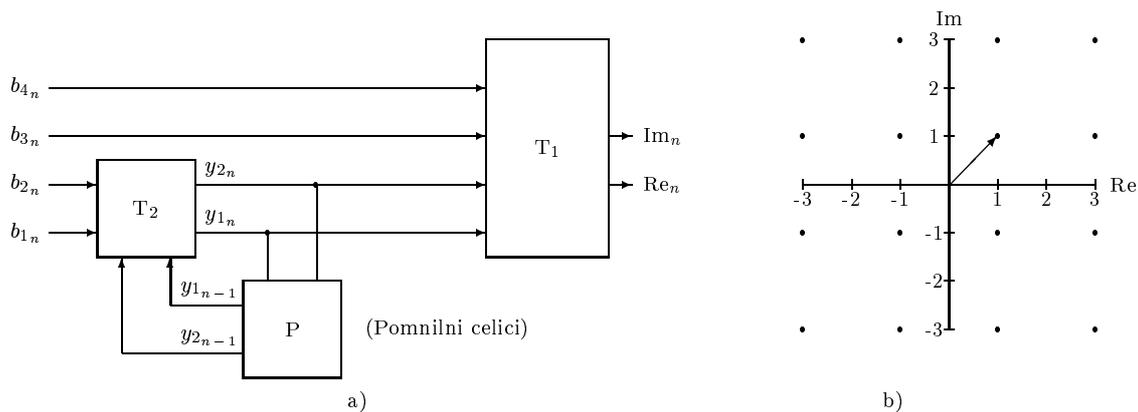
$$u_m(t) = \begin{cases} +U_c \sin \omega_c t, & \text{za } u_i(t) = 0, \\ -U_c \sin \omega_c t, & \text{za } u_i(t) = U. \end{cases}$$

Slika 34 prikazuje primer fazno moduliranega signala. Pri vsaki spremembi stanja infomacijskega signala (iz nič v ena ali obratno) se spremeni tudi faza nosilnega signala za 180° .

Za doseganje višjih hitrosti prenosa se uporabljajo fazne modulacije z večjim številom faznih skokov. Fazna modulacija s štirimi faznimi skoki (4-PSK) omogoča dvakrat višjo hitrost prenosa pri isti hitrosti spreminjanja signala, ker v tem primeru vsak od štirih signalnih elementov nosi informacijo dveh bitov. Na sliki 35 je narisana primer tako moduliranega signala in pravilo kodiranja. Na primer, moduliran signal s parom bitov 00 je fazno premaknjen za 90° glede na referenčni signal.

Za doseganje višje hitrosti prenosa uporabljajo modemi osem (8-PSK), šestnajst (16-PSK) in več faznih skokov. Modulacijo s štirimi ali več faznimi skoki imenujemo tudi kvadratura modulacija.

Poleg navadne fazne modulacije je v uporabi diferenčna fazna modulacija (DPSK). Za primer na sliki 35 so binarni simboli kodirani z absolutnimi faznimi



Slika 36: Kvadraturna amplitudna modulacija po priporočilu CCITT V.22bis. Blokovna shema vezja za preslikavo četverke bitov v realno in imaginarno komponento signalnega elementa (a) in fazni diagram (b). Točke pomenijo dovoljene amplitude in faze signalnih elementov.

premiki glede na referenčni signal. Zato je referenčni signal potreben tudi za dekodiranje (demoduliranje). Pri diferencialni PSK pa so binarni simboli kodirani relativno glede na fazo predhodnega signalnega elementa. Referenčni signal za dekodiranje ni potreben.

3.2.4 Kvadraturna amplitudna modulacija (QAM)

Kvadraturna amplitudna modulacija (**Q**uadrature **A**mplitude **M**odulation - QAM) je ime za kombinacijo fazne in amplitudne modulacije. Število možnih stanj signala označimo s številom pred kratico QAM. Oznaka 16-QAM tako pomeni, da je modulirani signal sposoben zavzeti eno izmed 16 stanj. Teh 16 stanj se da doseči na več načinov. Na primer, z osmimi fazami nosilnega signala enake amplitude (osem stanj) in štirimi fazami pri dveh amplitudah, ki sta različni od amplitude prvih osmih faz. (spet osem možnosti). V seštevku imamo torej dvanajst faz, pri štirih od teh sta možni dve različni amplitudi. Ker vsako stanje signala nosi štiri bite informacije, se pri dani modulatorski hitrosti doseže štirikrat višja hitrost prenosa v bitih na sekundo.

Slika 36 prikazuje fazni diagram signalnih elementov in načelno blokovno shemo vezja za preslikavo četverke bitov v signalni element in sicer za modeme z modulacijo 16-QAM po priporočilih CCITT V.22bis in V.32. V modulator vstopajo hkrati skupine štirih bitov, glej sliko 36.b.

Prva dva bita določata (kodirata) kvadrant signalnega elementa, druga dva bita določata signalni element znotraj kvadranta. Kvadrant signalnega elementa je kodiran diferencialno glede na fazo (kvadrant) prejšnjega signalnega elementa (preslikava T_2) po pravilnostni tabeli 1. Končno preslikavo T_1 četverke bitov v

Tabela 1: Diferenčno kodiranje kvadranta signalnega elementa v trenutku n po priporočilu V.22bis (Preslikava T_2).

b_{1n}	b_{2n}	y_{1n-1}	y_{2n-1}	Faza v $^\circ$	y_{1n}	y_{2n}
0	0	0	0	90	0	1
0	0	0	1	90	1	1
0	0	1	0	90	0	0
0	0	1	1	90	1	0
0	1	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	1
0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	1	0	1	1
1	0	0	0	180	1	1
1	0	0	1	180	1	0
1	0	1	0	180	0	1
1	0	1	1	180	0	0
1	1	0	0	270	1	0
1	1	0	1	270	0	0
1	1	1	0	270	1	1
1	1	1	1	270	0	1

signalni element prikazuje tabela 2.

Modemi po priporočilu V.22bis omogočajo dvosmerno (dupleksno) delovanje s frekvenčno ločenima kanaloma za prenos v eni in v drugi smeri (frekvenčno multipleksiranje kanalov). Nosilni frekvenci znašata 1200 Hz za prenos v eni smeri in 2400 Hz za prenos v drugi smeri. Hitrost prenosa je 2400 b/s pri 600 Bd. Modemi po priporočilu V.32 omogočajo dvosmeren dvožičen prenos s hitrostjo do 9600 b/s pri 2400 Bd s frekvenco nosilca 1800 Hz. Dvosmeren prenos se dosega z dušenjem odmeva (ang. Echo Cancellation).

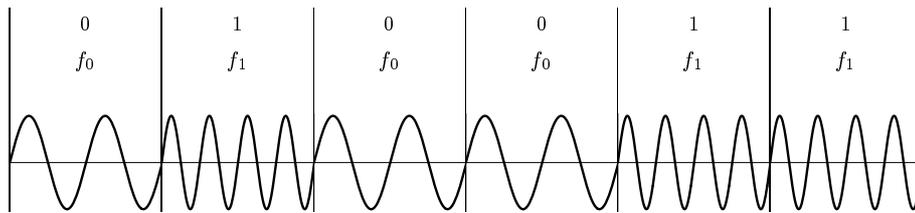
Uporabljajo se tudi druge kombinacije amplitud in faz. Na primer modemi po priporočilu CCITT V.29 se uporabljajo za dupleksni štirižični prenos po najetih telefonskih linijah. Uporabljajo osem različnih faz pri dveh različnih amplitudah, kar da v seštevku spet 16 stanj in spet hitrosti do 9600 b/s pri 2400 Bd.

3.2.5 Frekvenčna modulacija (FM)

Pri frekvenčni modulaciji se v odvisnosti od modulacijskega signala neposredno spreminja frekvenca nosilnega vala. Ker se frekvenca v splošnem od trenutka do trenutka spreminja, ji rečemo tudi *trenutna frekvenca*. Frekvenčno modulacijo z binarnim modulacijskim signalom imenujemo *modulacijo s frekvenčnim premikom* (ang. **F**requency **S**hift **K**eying ali s kratico **FSK**). Frekvenčno moduliran signal $u_m(t)$ je konstantne amplitude U_c , trenutna frekvenca pa se mu spreminja v odvisnosti od amplitude modulacijskega signala okrog frekvence nosilnega vala

Tabela 2: Preslikava četverke binarnih simbolov v trenutku n v signalni element (preslikava T_1) po priporočilu V.22bis.

y_{1n}	y_{2n}	b_{3n}	b_{4n}	Re_n	Im_n
0	0	0	0	-1	-1
0	0	0	1	-3	-1
0	0	1	0	-1	-3
0	0	1	1	-3	-3
0	1	0	0	1	-1
0	1	0	1	1	-3
0	1	1	0	3	-1
0	1	1	1	3	-3
1	0	0	0	-1	1
1	0	0	1	-1	3
1	0	1	0	-3	1
1	0	1	1	-3	3
0	1	0	0	1	1
0	1	0	1	3	1
0	1	1	0	1	3
0	1	1	1	3	3



Slika 37: Primer modulacije s frekvenčnim premikom (FSK).

f_c ,

$$u_m(t) = U_c \cos(\omega_c \pm \Delta\omega)t = U_c \cos 2\pi(f_c \pm \Delta f).$$

Moduliran signal vsebuje dve trenutni frekvenci, ena frekvenca ($f_1 = [f_c + \Delta f]$) pomeni binarni simbol ena, druga frekvenca ($f_0 = [f_c - \Delta f]$) pomeni binarni simbol nič. Običajno je $\Delta f \ll f_c$ in modulirani signal ima še vedno sinuso podobno obliko, le da se mu od trenutka do trenutka spreminja frekvenca. Primer frekvenčno moduliranega signala prikazuje slika 37. Kadar je frekvenca signala ničle in enice mnogokratnik hitrosti oddajanja binarnih simbolov, kar pa nikakor ni nujno, govorimo o frekvenčni modulaciji brez faznega skoka ali s kratico MSK (ang. Minimum Shift Keying). V narisanim primeru gre torej za MSK modulacijo.

Modulacija s frekvenčnim premikom se uporablja predvsem v (asinhronih) modemih za počasnejše prenose, tja do 2400 b/s.

3.2.6 Pojasnilo k fazni in frekvenčni modulaciji

Zapišimo še enkrat cosinusni signal z amplitudo 1:

$$u(t) = 1 \cos \alpha(t) = \cos(\omega t + \Phi). \quad (16)$$

Argument kotne funkcije $\alpha(t)$ se linearno spreminja s časom, kotna frekvenca $\omega = \frac{d\alpha(t)}{dt}$, torej sprememba kota v časovni enoti, pa je konstantna. Signal niha s konstantno hitrostjo oziroma frekvenco f in prehodi skozi nič si sledijo v enakomernih časovnih presledkih. Tako spreminjanje signala imenujemo harmonično nihanje (valovanje).

Naj se sedaj faza Φ s časom spreminja v odvisnosti od informacijskega signala, ω pa naj bo konstantna in enaka ω_c , $\alpha(t) = \omega_c t + \Phi(t)$. Tak signal smo imenovali *fazno moduliran signal*. Fazno moduliranemu signalu pa se s časom spreminja tudi frekvenca, saj je

$$\omega(t) = \frac{d\alpha(t)}{dt} = \omega_c + \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

in $f(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt}$. Torej je fazno moduliran signal moduliran tudi frekvenčno. Ker se $\omega(t)$ od trenutka do trenutka spreminja jo imenujemo *trenutna kotna frekvenca*. Iz enakih razlogov imenujemo $f(t)$ *trenutna frekvenca*.

Sedaj pa vzemimo, da je od informacijskega signala $u_i(t)$ neposredno odvisen frekvenčni odmik trenutne frekvence $f(t)$ od centralne frekvence f_c ,

$$2\pi(f(t) - f_c) \propto u_i(t).$$

V skladu z ustaljeno terminologijo smo signal v tem primeru imenovali frekvenčno moduliran signal. Toda trenutna frekvenca se v tem primeru spreminja enako kot bi se spreminjala v primeru fazne modulacije, le da je *odvod* faznega kota $\Phi(t)$ direktno odvisen od informacijskega signala in ne sam fazni kot,

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} \propto u_i(t).$$

Ko govorimo o frekvenčni modulaciji bi lahko govorili tudi o fazni modulaciji. Iz podobnih razlogov bi lahko fazno modulacijo obravnavali kot frekvenčno modulacijo. Vendar govorimo o fazni modulaciji tedaj, kadar se v odvisnosti od informacijskega signala *neposredno* menja faza in rečemo, da je modulacija frekvenčna, če se v odvisnosti od informacijskega signala *neposredno* spreminja frekvenca.

Za $\frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt} \ll f_c$ se trenutna frekvenca bistveno ne oddaljuje od centralne frekvence. Časovni potek moduliranega signala ima še vedno sinusno podobno obliko, prehodi skozi nič pa se vrstijo v neenakomernih časovnih presledkih. To drži tako za frekvenčno kot za fazno (skratka *kotno*) moduliran signal. Iz časovnega poteka signala se ne da ugotoviti za katero vrsto modulacije gre.

3.2.7 Frekvenčni spekter kotno moduliranega signala

Na osnovi slike 37 bi bilo napačno sklepati, da frekvenčni spekter moduliranega signala vsebuje le frekvenco ničle in enice. Kot bomo videli, je za prenos frekvenčno ali fazno moduliranega signala teoretično potreben neskončen frekvenčni pas. Na srečo je skoraj vsa energija signala zgoščena okrog centralne frekvence nosilca in za kvaliteten prenos zadostuje že frekvenčna širina kanala, ki ni dosti večje od dvakratne najvišje frekvence modulatorskega signala.

Opazujmo fazno moduliran kosinusni signal frekvence $f_c, \omega_c = 2\pi f_c$. Naj bo modulatorski signal frekvence $\omega_i = 2\pi f$ sinusen

$$u_m(t) = \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_i t), \quad (17)$$

Faza signala je odvisna od amplitude nosilca, in se maksimalno odmakne za $\pm\beta$. Sorazmerno konstanto β imenujemo fazni odmik ali tudi modulatorski indeks. Trenutna frekvenca moduliranega signala je $f(t) = f_c + \beta f_i \cos \omega_i t$. Maksimalen frekvenčni odmik je $\Delta f = \beta f_i$ in $\beta = \frac{\Delta f}{f_i}$. Trenutna frekvenca leži na intervalu $f_c \pm \Delta f$, kar pa ne pomeni, da vse spektralne komponente ležijo na tem intervalu. Za izraz (17) velja naslednja enakost:

$$\begin{aligned} \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_i t) &= \\ \cos \omega_c t \cos(\beta \sin \omega_i t) - \sin \omega_c t \sin(\beta \sin \omega_i t) &= A(t) \cos \omega_c t - B(t) \sin \omega_c t. \end{aligned}$$

Amplitudi $A(t)$ in $B(t)$ sta odvisni od modulatorskega signala. Lahko si razlagamo, da je signal (17) nastal iz razlike dveh amplitudno moduliranih signalov. Funkcija $A(t)$ je sode periodična funkcija s kotno frekvenco ω_i . Podobno je funkcija $B(t)$ liha in periodična funkcija z enako kotno frekvenco ω_i . Torej se da obe razviti v Fourierjevo vrsto. Z razvojem dobimo:

$$\begin{aligned} \cos(\beta \sin \omega_i t) &= J_0(\beta) + 2J_2(\beta) \cos 2\omega_i t \\ &\quad + 2J_4(\beta) \cos 4\omega_i t + \dots + 2J_{2n}(\beta) \cos 2n\omega_i t + \dots \\ \sin(\beta \sin \omega_i t) &= 2J_1(\beta) \sin \omega_i t + 2J_3(\beta) \sin 3\omega_i t + \\ &\quad + \dots + 2J_{2n-1}(\beta) \sin(2n-1)\omega_i t + \dots \end{aligned}$$

pri čemer so amplitude spektralnih komponent $J_n(\beta)$ Besselove funkcije prvega reda stopnje n . Če vstavimo rezultat (18) v (17) in upoštevamo enakosti

$$\begin{aligned} \cos \alpha \cos \beta &= 1/2 \cos(\alpha - \beta) + 1/2 \cos(\alpha + \beta), \\ \sin \alpha \sin \beta &= 1/2 \cos(\alpha - \beta) - 1/2 \cos(\alpha + \beta), \end{aligned}$$

dobimo:

$$\begin{aligned} u_m(t) = J_0(\beta) \cos \omega_c t &- J_1(\beta)[\cos(\omega_c - \omega_i)t - \cos(\omega_c + \omega_i)t] \\ &+ J_2(\beta)[\cos(\omega_c - 2\omega_i)t - \cos(\omega_c + 2\omega_i)t] \\ &- J_3(\beta)[\cos(\omega_c - 3\omega_i)t - \cos(\omega_c + 3\omega_i)t]. \quad (18) \end{aligned}$$

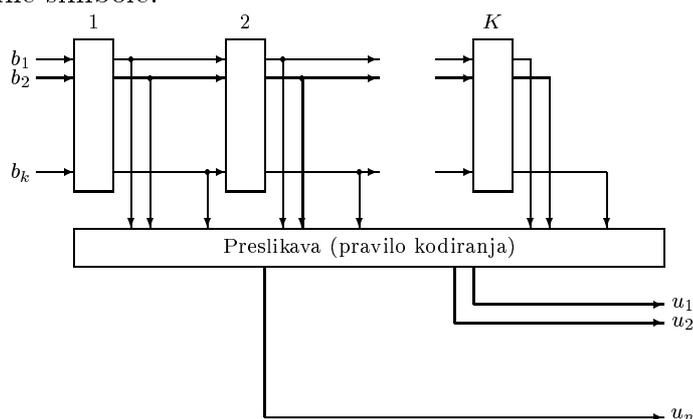
Amplitudni spekter fazno (ali frekvenčno) moduliranega signala $\cos \omega_c t$, ki je moduliran s sinusnim signalom s frekvenco ω_i , je sestavljen iz frekvence nosilca ω_c in neskončnega števila višjih harmonskih komponent $(\omega_c \pm n\omega_i)t$ ($n = 1, 2, \dots$), ki se razprostirajo na obeh straneh nosilca s korakom ω_i . Za prenos kotno moduliranega signala bi teoretično potrebovali neskončen frekvenčni pas. Izkaže se, da je kar 98% moči signala strnjena okrog centralne frekvence in za dovolj kvaliteten prenos signala zadostuje že frekvenčna širina kanala:

$$F = 2(\Delta f + f_i). \quad (19)$$

Formula (19) je znana pod imenom *Carsonovo pravilo* in velja za modulacijo z analognim ali digitalnim signalom.

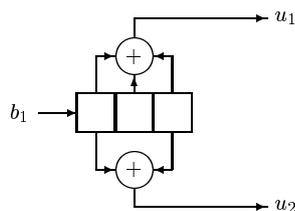
3.2.8 Mrežno kodiranje in konvolucijski kodi

Mrežno ali trellis¹⁵ kodiranje ima ime po trellis diagramu, s katerim je možno predstaviti konvolucijski kodirnik in/ali dekodirnik. *Konvolucijski kodi* spadajo v družino linearnih (grupnih) kodov. Uporabljajo se za kodiranje dolgih nizov simbolov. Slika 38 shematično ponazarja konvolucijski kodirnik. V kodirnik vstopa neprekinjen niz simbolov. Niz simbolov se deli v skupine po k simbolov, $\mathbf{b} = \{b_1, b_2, \dots, b_k\}$. Skupina simbolov \mathbf{b} sočasno vstopi v kodirnik. Kodirnik pomni tekočo skupino simbolov in še $(K - 1)$ preteklih skupin. Teh $(K - 1)$ preteklih skupin definira trenutno stanje kodirnika. Možnih je torej $2^{(K-1)}$ stanj. Tekoča vhodna skupina simbolov se v odvisnosti od tekočega stanja kodirnika preslika (zakodira) v n izhodnih simbolov $\mathbf{u} = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}$. Konvolucijski kod opišemo s tremi parametri (n, k, K) ter pravilom kodiranja, ki preslika vhodne simbole v izhodne simbole.



Slika 38: Konvolucijski kodirnik (n, k, K) .

¹⁵V angleškem jeziku pomeni *trellis* mrežno oporo, po kateri se vzpenja rastlina plezalka, npr. vinska trta



Slika 39: Konvolucijski kodirnik s parametri $(n, k, K) = (2, 1, 3)$.

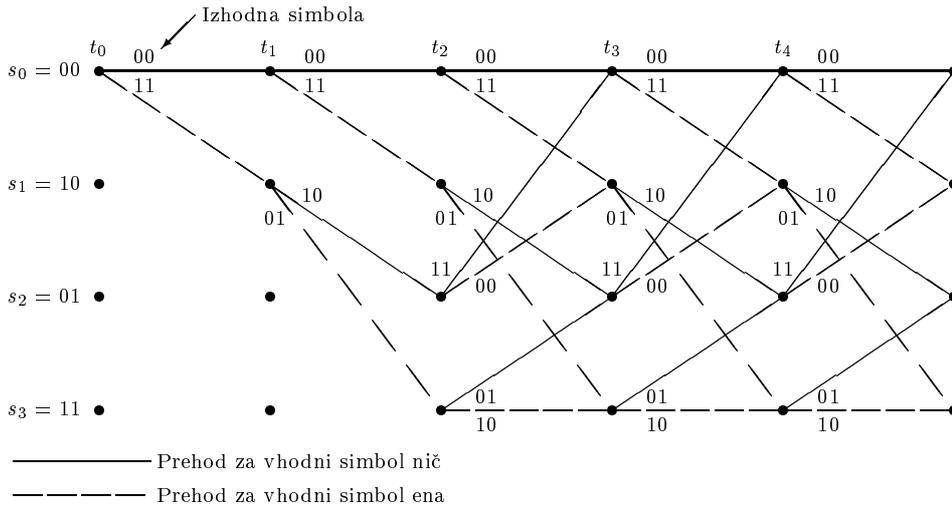
Za primer vzemimo konvolucijski kod $(n, k, K) = (2, 1, 3)$. V kodirnik posamično ($k = 1$) vstopajo simboli, ki se z dvema predhodnima simboloma ($K = 3$) preslikajo v po dva ($n = 2$) izhodna simbola, glej sliko 39.

Preslikavo vhodnega simbola v dva izhodna simbola lahko opišemo z diagramom prehajanja stanj. Predhodna dva simbola definirata štiri stanja, $s_0 = 00$, $s_1 = 10$, $s_2 = 01$ in $s_3 = 11$. Kodirnik spremeni stanje v odvisnosti od vhodnega simbola, ki je nič ali ena. Pri prehodu nastaneta dva izhodna simbola. Diagram prehajanja stanj, ki vsebuje še časovno dimenzijo, prikazuje slika 40. Temu diagramu pravimo trellis diagram. V začetnem trenutku t_0 se kodirnik nahaja v stanju $s_0 = 00$. V primeru, da pride simbol nič, oddamo 00 in še naprej ostajamo v stanju s_0 . V primeru, da pride simbol ena, pa oddamo 11 in se selimo v stanje s_1 . Ob vsakem vhodnem simbolu se premaknemo po trellis diagramu za eno stopnjo v desno.

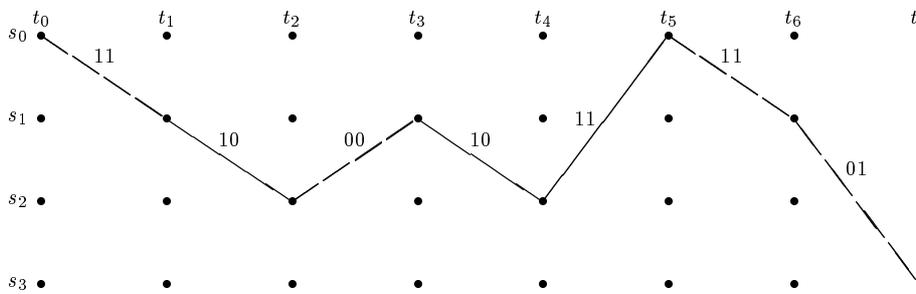
Vsakemu zaporedju vhodnih simbolov ustreza v trellis diagramu ena sama pot od začetnega do končnega trenutka. Isti trellis diagram uporabimo tudi pri dekodiranju. Pri oddajanju kodiramo po trellis diagramu in pri sprejemanju dekodiramo po trellis diagramu. V primeru, da med prenosom ne pride do napake, je pot skozi diagram na sprejemni strani enaka poti skozi diagram na oddajni strani. V nasprotnem primeru za sprejeto zaporedje simbolov pot skozi trellis ne obstaja, razen če se oddano zaporedje zaradi napak popolnoma ne spremeni v kakšno drugo možno zaporedje oddanih simbolov. Naloga dekodirnika je, da na osnovi sprejetih simbolov in z upoštevanjem trellis diagrama (pravila kodiranja) poišče tisto pot, ki je bila najverjetneje oddana oziroma tisto, ki se od sprejetega zaporedja najmanj razlikuje. Algoritem dekodiranja, ki išče optimalno pot skozi trellis diagram, je predlagal Viterbi in se tudi po njem imenuje.

3.2.9 Dekodiranje po Viterbiju

Delovanje algoritma Viterbija bomo razložili na primeru kodirnika s slike 39. Predpostavimo, da je zaporedje vhodnih simbolov $\mathbf{b} = 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1$. Naj bo s_0 začetno stanje kodirnika (register vsebuje vrednost nič). Temu zaporedju vhodnih simbolov ustreza pot skozi trellis diagram, ki je skicirana na sliki 41. Zakodirano zaporedje izhodnih simbolov je $\mathbf{u} = 11\ 10\ 00\ 10\ 11\ 11\ 01$. To



Slika 40: Trellis diagram za obravnavani primer kodirnika.

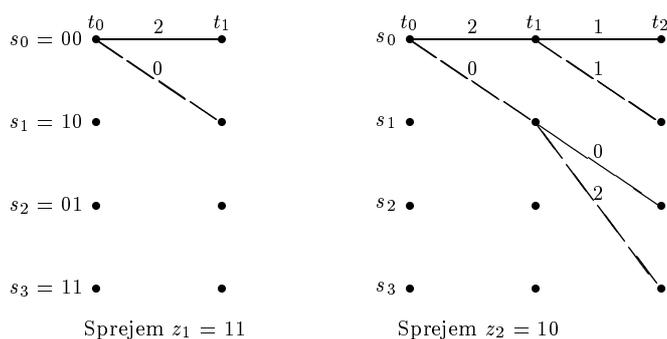


Slika 41: Pot skozi trellis za zaporedje vhodnih simbolov 1 0 1 0 0 1 1.

zaporedje pošljemo v kanal. Naj bo sprejeto zaporedje simbolov na drugi strani kanala enako $\mathbf{z} = 11\ 10\ 10\ 10\ 11\ 11\ 01$. Sprejeto zaporedje se od oddanega razlikuje na tretjem paru simbolov (peti binarni simbol).

Viterbijev algoritem skuša za sprejeto zaporedje simbolov najti tisto možno zaporedje oddanih simbolov, ki se od sprejetega najmanj razlikuje. V ta namen sproti računa razdaljo med sprejetim zaporedjem simbolov in potencialno možnimi potmi skozi trellis diagram. Ker vsaka pot ustreza enemu od možnih zaporedij oddanih simbolov bo na ta način našel tudi najverjetnejše zaporedje. Algoritem temelji na odstranjanju slabih in ohranjanju dobrih poti. Če v nekem trenutku v isto stanje vodita dve poti, algoritem eliminira tisto z večjo razdaljo oziroma večjo "težo". Tako algoritem ohranja do vsakega stanja izmed dveh možnih poti samo ugodnejšo pot.

Poglejmo, kako deluje Viterbijev algoritem na našem primeru. Ker še nismo



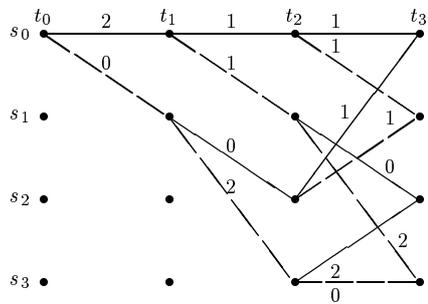
Slika 42: Dekodiranje po algoritmu Viterbija - stanje po sprejemu prvega in drugega para simbolov.

izbrali definicije razdalje, naredimo to sedaj. Naj bo to Hammingova razdalja¹⁶ Ob času t_1 sprejemnik sprejme prvi par simbolov $z_1 = 11$. Iz stanja s_0 ob času t_0 sta možni dve poti. Razdalja sprejetega para od veje, ki kodira simbol ena je enaka nič, $d(11, z_1) = d(11, 11) = 0$. Razdalja do veje, ki kodira simbol nič pa je $d(00, 11) = 2$. Vsako od vej ustrezno veji označimo z razdaljo oziroma "utežjo". V stanji s_0 in s_1 ob času t_1 vodi samo po ena pot in eliminacija ni možna (slika 42). Postopek ponovimo ob sprejemu naslednjega para $z_2 = 10$. V vsako od štirih stanj ob času t_2 pelje še vedno samo po ena pot in eliminacija tudi tokrat ni potrebna. V naslednjem trenutku t_3 sprejmemo par $z_3 = 10$ in spet izračunamo razdaljo do vsake veje. Teh je sedaj osem. V vsako stanje v času t_3 vodita po dve veji oziroma poti, zato po eno eliminiramo (slika 43). Odločimo se, da obdržimo pot z manjšo težo, saj je "bližja" sprejetemu zaporedju simbolov in ustreza "verjetnejšemu" zaporedju oddanih simbolov. Težo poti določa vsota uteži posameznih vej. Na primer, v stanje $s_0(t_3)$ peljeta dve poti. Teža ene je $2 + 1 + 1 = 3$ in druge $0 + 0 + 1 = 1$. Prvo odstranimo in obdržimo drugo. Podobno postopamo s potmi do ostalih treh stanj. V času t_4 sprejmemo zaporedje $z_4 = 10$ (slika 44). Spet poiščemo razdalje do vej in teže poti ter ohranimo samo verjetnejše. Rezultat vidimo na zadnji skici. Opazimo, da je za prehod iz trenutka t_0 v trenutek t_1 ostal samo še en prehod in sicer po veji, ki kodira simbol ena. Zato se odločimo, da je sprejeti simbol enica in ta je tudi v resnici bil oddan. Na enak način nadaljujemo dekodiranje do konca zaporedja.

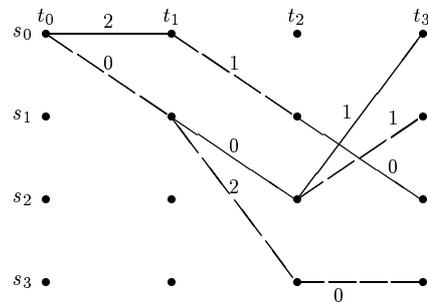
3.2.10 Modemi

Modeme običajno delimo po načinu sinhronizacije, po hitrosti prenosa, po smernosti prenosa in po vrsti modulacije. Modem imamo za napravo fizičnega sloja, vendar opravljajo moderni modemi številne funkcije višjih slojev. Pri sinhronih

¹⁶Hammingova razdalja je definirana s številom mest, na katerem se dve enako dolgi zaporedji binarnih simbolov razlikujeta. Na primer, razdalja med 1001 in 0011 je ena.

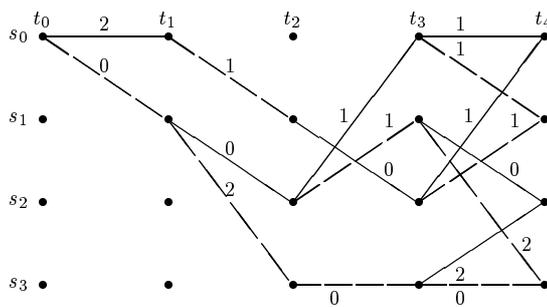


Sprejem $z_3 = 10$

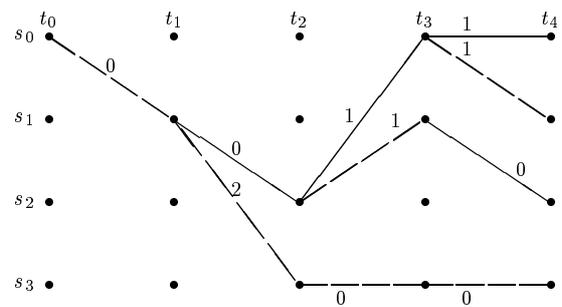


Sprejem $z_3 = 10$, obdržimo poti z nižjo težo

Slika 43: Dekodiranje po algoritmu Viterbija - stanje po sprejemu tretjega para simbolov.



Sprejem $z_4 = 10$



Sprejem $z_4 = 10$, obdržimo poti z nižjo težo

Slika 44: Dekodiranje po algoritmu Viterbija - stanje po sprejemu četrtega para simbolov.

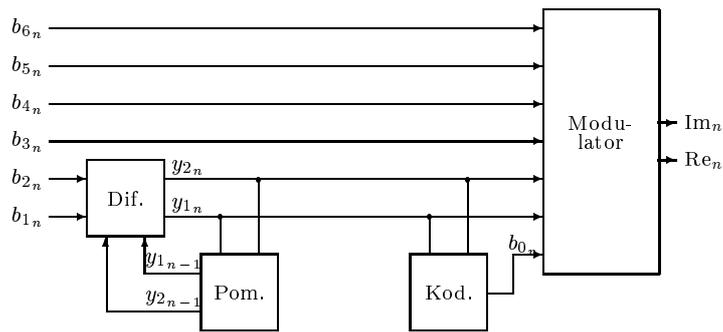
modemih se morata generatorja takta oddajnega in sprejemnega modema pred prenosom sinhronizirati-izenačiti po frekvenci in fazi. Zato mora biti modulacija, ki se koristi v sinhronih modemih taka, da lahko sprejemni modem iz moduliranega signala obnovi tudi signal za sinhronizacijo svojega generatorja takta z oddajnim. Nasprotno se v asinhronih modemih informacija o taktu ne prenaša.

Hitrost prenosa je praktično vedno povezana z zahtevnostjo izvedbe in s ceno. Hitri modemi za prenos po telefonski liniji danes dosegajo hitrosti 33600 bitov na sekundo in več (priporočilo ITU-T V.90), s čemer je teoretična zgornja meja analogne telefonske linije s frekvenčno širino 3000 Hz praktično dosežena. Visoke hitrosti prenosa se danes dosegajo z naprednimi postopki faznega in amplitudnega moduliranja ter mrežnega (ang. trellis) kodiranja, ob boljši kvaliteti prenosnih poti.

Glede na sočasnost prenosa so modemi pol-dupleksni ali dupleksni. Sočasnost prenosa se dosega ali s frekvenčnim multipleksiranjem ali z 'izničanjem odmeva' ali pa se koristi štirižični prenos. Komutiran naročniški vod je dvožičen, zato je za štirižičen prenos potrebna najeta (zakupljena) linija.

Modemi se še najbolj razlikujejo po dodatnih funkcijah, ki jih razen modulacije še opravljajo. Med pomembne dodatne funkcije sodi izenačevanje slabljenja, mešanje signala (scrambling), kodiranje za odkrivanje in popravljanje napak, zgoščevanje podatkov in šifriranje, avtomatsko pozivanje in odzivanje, avtomatski preklop na nižjo hitrost in drugo.

Mešanje signala (ang. Scrambling) se koristi v vseh kvalitetnejših modemih. Na oddajni strani se zaporedje simbolov, ki vstopa v modem, naključno meša, zatem po potrebi kodira in nato modulira. Na sprejemni strani je potreben obraten postopek. Z mešanjem se skuša preprečiti periodično ponavljanje enakih bitnih vzorcev in daljših zaporedij ničel ali enic. S tem se deseže skoraj konstantno moč signala, poveča se odpornost na motnje, sinhronizacija sprejemnika (obnovitev takta iz sprejetega signala) pa je manj odvisna od resničnega zaporedja informacijskih bitov. Za odkrivanje in tudi popravljanje napak se v modemih koristijo konvolucijskimi kodi. *Trellis* kodiranje in dekodiranje ali s kratico TCM (ang. Trellis Coded Modulation) najdemo v vsakem sodobnem modemu za višje hitrosti prenosa. Na primer, 14400 b/s modem po priporočilu V.32 bis deli prihajajoče zaporedje bitov v skupine po šest bitov, dva izmed šestih bitov se najprej diferenčno kodirata glede na predhodna bita, podobno kot po priporočilu V.22 bis (slika 36). Diferenčno kodirana bita služita za vhod v konvolucijski kodirnik, glej sliko 45. Konvolucijski kodirnik generira dodatni (redundančni bit), ki skupaj s šestimi informacijskimi biti določa enega od 128 signalnih elementov modulatorja, od tu oznaka 128-TCM. Namesto 64 signalnih elementov jih imamo zdaj 128 ali še enkrat več, kar sprejemniku omogoči popravljanje nekaterih napak. Število (neodkritih) napak na telefonski liniji se na ta način učinkovito zmanjša tudi za



Slika 45: 128-TCM modulacija po priporočilu CCITT V.32 bis.

tri velikostne razrede.

Na pomenu pridobivajo tudi postopki za zgoščevanje podatkov, kajti vse več je naprav, ki ustvarjajo velike količine podatkov z visoko stopnjo redundance. Z zgoščevanjem visoko redundantnih podatkov se da dejansko hitrost prenašanja informacije večkrat povečati. S tem se uporabniku ustvarja vtis, da je hitrost prenašanja podatkov večja, kot pa je v resnici.

Z razvojem modemov so napredovali tudi standardi in priporočila, ki predpisujejo zahtevane tehnične lastnosti modemov. Omenili smo že priporočilo V.32 bis¹⁷ iz leta 1991, ki predvideva duplexni prenos z dušenjem odmeva po komutirani telefonski liniji pri hitrosti do 14400 bitov na sekundo s trellis načinom kodiranja. Priporočilo V.29 predpisuje modeme za faksimile (Faxmodeme), priporočilo V.33 je za prenos po najetih linijah do hitrosti 14400 b/s, V.42 se nanaša na postopke za popravljanje napak in je združljiv z de facto standardom MNP4 (Microcom Networking Protocol), V.42 bis priporoča zgoščevanje podatkov, podobno kot de facto standard MNP5, a z njim ni združljiv, i.t.d. Leta 1994 je stopil v veljavo standard V.34, ki se nanaša na modeme s hitrostjo do 28800 b/s, kasneje je bil dopolnjen s specifikacijo za modeme do 33600 b/s. Naslednja tabela prikazuje hitrost prenosa, modulacijsko hitrost, vrsto modulacije in frekvenco nosilca nekaterih bolj znanih modemov za prenos po javnih komutiranih linijah po priporočilih CCITT (ITU-T).

¹⁷ *bis* pomeni drugo predelavo priporočila, *ter* pa tretjo

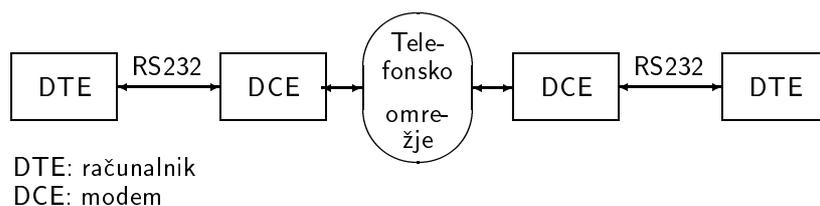
Oznaka	Hitrost prenosa [b/s]	Mod.hitrost [Baud]	Modulacija	Nosilna frekvenca [Hz]
V.90	56k/33.6k	3429	PCM/TCM	1800
V.34 (1994)	28800	3200	960-TCM	1829/1920
V.32 bis	14400	2400	128-TCM	1800
V.32	9600	2400	32-TCM	1800
V.32 uncoded	9600	2400	16-QAM	1800
V.32	4800	2400	4-DPSK	1800
V.29	9600	2400	16-QAM	1700
V.27 ter	4800	1600	8-PSK	1800
V.23	1200/75	1200/75	FSK	1700 ± 400/ 420 ± 30
V.22 bis	2400	600	16-QAM	1200/2400
V.22 (Bell 212A)	1200	600	4-DPSK	1200/2400
V.21 (Bell 103F)	300	300	FSK	1080 ± 100/ 1750 ± 100

Danes prevladujejo “pametni” modemi. Ti modemi ne potrebujejo nadzornih sponk (kot so RTS, CTS, ...) za usklajevanje z računalnikom. Usklajevanje poteka z ukaznimi zaporedji znakov na oddajni in sprejemni sponki, na katerih teče tudi prenos podatkov.

3.3 Nekateri standardi fizičnega sloja

Standardizacija je dejavnost pooblaščenih narodnih in mednarodnih organizacij, kot so ISO (International Organization for Standardization), CCITT¹⁸ (Comite Consultatif International Telephonique et Telegraphique), IEC (International Electrotechnical Commission), IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) in druge. Zaradi vpliva ameriških proizvajalcev računalniške opreme na svetovnem trgu so ameriški standardi tudi svetovnega pomena. Omeniti je treba vsaj ANSI (American National Standards Institute) in EIA (Electronic Industries Association). Standardi, ki jih izdajajo za to pooblašcene organizacije, so 'uradni' ali (lat.) *de iure* standardi. Na standardizacijo vplivajo tudi veliki proizvajalci, na primer IBM (International Business Machines), HP (Hewlett Packard), manjši proizvajalci so enostavno prisiljeni izdelovati opremo, ki je združljiva z opremo velikih, ta pa tako postane 'standardna'. Standardi vplivnih proizvajalcev v resnici niso pravi standardi, ampak so posledica dejanskih razmer in jim zato pravimo *de facto* standardi. Res pa je, da so *de facto* standardi večkrat podlaga za dokončno uradno standardiziranje.

¹⁸CCITT je svetovni svet mednarodnega združenja za telekomunikacije, ki deluje pod okriljem združenih narodov ITU (International Telecommunication Union). Leta 1994 je CCITT prešel v ITU-T



Slika 46: Povezava računalniša z računalnikom preko telefonskega omrežja.

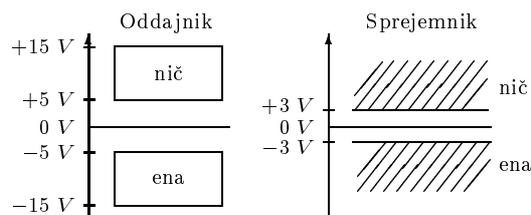
V tem podglavju bomo obravnavali nekatere predpise EIA in CCITT (ITU-T), ki se navezujejo na fizični sloj in določajo lastnosti postopkov, vmesnikov in naprav za prenos podatkov v asinhroni ali sinhroni (bitno) serijski obliki. Ameriški EIA standardi imajo predpono RS, *priporočila* svetovalnega komiteja CCITT pa imajo predpono V. ali X. Priporočila V. se nanašajo na prenos podatkov v javnih telefonskih omrežjih, priporočila X. pa se nanašajo na prenos podatkov v javnih podatkovnih omrežjih.

3.3.1 Standard RS232 in priporočilo V.24

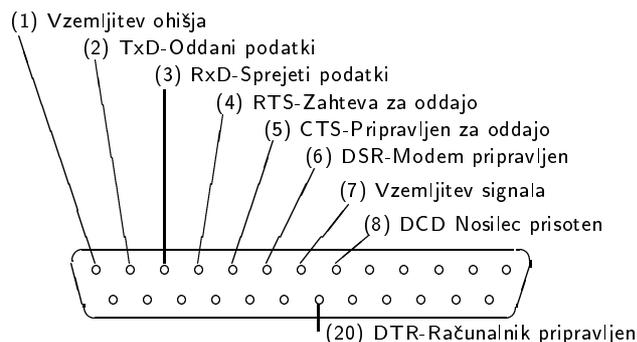
Standard EIA RS232 je verjetno eden najbolj znanih komunikacijskih standardov. RS232C/D (popravek C iz leta 1969 in popravek D iz leta 1986) uradno določa, kako naj povežemo napravo tipa DTE (Data Terminal Equipment) z napravo tipa DCE (Data Communication Equipment). DTE je standardna oznaka za računalniško napravo, kamor sodijo tako računalnik kot terminal ali tiskalnik. DCE je oznaka za komunikacijsko napravo. Sem sodijo različne vrste modemov. Da povežemo dve računalniški napravi (postaji) preko telefonskega omrežja, sta potrebna dve povezavi RS232, kot prikazuje slika 46.

Standard RS232 sestavljajo štirje deli, ki določajo mehanske, električne in funkcionalne lastnosti naprav in povezav. Priporočilo CCITT V.24 je podobno standardu RS232, električne zahteve so predpisane ločeno v priporočilu V.28 (RS232C \approx V.24 + V.28). Standard predpisuje uporabo 25 polnega spojnika (DB25) in tudi razporeditev signalov na spojniku. Od 25 sponk je predpisanih 21, ostale so proste. Še to, kadar proizvajalec jamči združljivost (kompatibilnost) opreme po standardu RS232C, to še ne pomeni, da so v celoti realizirane vse možnosti, ki jih predvideva standard. Običajno so realizirani le nekateri tokokrogi, pač odvisno od konkretne naprave. Vendar pa tisti tokokrogi, ki so realizirani, ne smejo v ničemer kršiti določil standarda.

Standard določa, da je nosilec informacije napetostni nivo signala, glej sliko 47. Oddajna naprava mora za nivo signala logične enice (ang. Mark) zagotoviti manj od $-5 V$, tipično $-12 V$. Sprejemna naprava mora pravilno razpoznati nivo signala za logično enico, če je nivo signala vsaj $-3 V$. Zahtevani nivo signala



Slika 47: Mejne vrednosti napetostnih nivojev signala na oddajni in sprejemni strani po standardu RS232.



Slika 48: Izgled konektorja po standardu RS232 in imena važnejših spenk (DTE stran).

logične ničle (ang. Space) na oddajni strani je več od $+5\text{ V}$, tipično $+12\text{ V}$, na sprejemni strani pa mora biti višji od $+3\text{ V}$. Trajanje spremembe signala z enega logičnega nivoja na drugi logični nivo ne sme presegati 4 odstotkov trajanja enega nivoja (bita). Na prehodni čas vpliva kapacitivnost povezovalnega kabla, ki je tipično med 120 in 150 pikofaradov na meter. Trajanje nivoja signala enega bita je odvisno od hitrosti prenosa. Ker znaša najvišja dovoljena kapacitivnost povezovalnega kabla 2500 pF, je najdaljša dovoljena dolžina kabla približno 15 metrov ($\approx 50\text{ ft}$ - feeto). Ko smo že pri hitrostih, navedimo standardizirane hitrosti prenosa (v bitih na sekundo): 19200, 9600, 4800, 2400, 1200, 600, 300, 150, 110, 75, 50. Standard RS232 predvideva precej kratko dolžino kabla, vendar se v praksi dosega popolnoma zadovoljiv prenos tudi pri večkrat daljšem kablu kot je dovoljena. Dejstvo je tudi, da se pri kratkih povezavah nekaj metrov da doseči hitrosti do 115000 b/s.

Funkcionalne zahteve standarda določajo pomen posameznih signalov in tokokrogov pri prenosu podatkov. Predpisi določajo takšne stvari, kot je na primer nadzor nad modemom. Določen je postopek vzpostavljanja zveze, nadzor nad zvezo in podobno. Standard RS232 ne določa postopka za delo z avtomatskim odzivnikom, to je predpisano v spremljajočem dokumentu z oznako EIA RS366, ki je primerljiv s pripočilom CCITT V.25. Tabela 3 prikazuje pomen (ime) važnejših tokokrogov oziroma priključkov na konektorju ter standardno oznako po predpisih EIA in priporočilih CCITT, slika 48 pa izgled konektorja. Imena signalov dajo

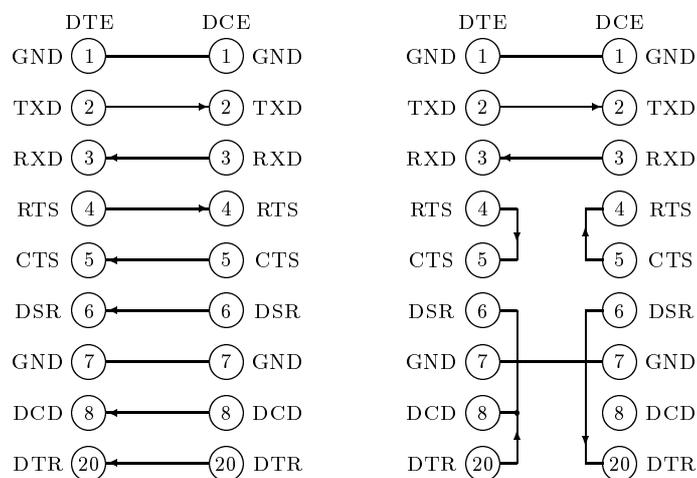
vedeti, da imajo signali pravi pomen pravzaprav le pri povezavi naprave DTE z napravo DCE. Kadar računalnik obratuje, postavi signal DTR (Data Terminal Ready). Podobno velja za modem. Kadar modem deluje, postavi signal DSR (Data Set Ready).¹⁹ Če računalnik želi oddajati, postavi modemu zahtevo za oddajo na sponki RTS (Request To Send). Modem se pripravi za oddajo (začne generirati nosilni signal) in po nekem krajšem času (tipično 200 ms) postavi signal CTS (Clear To Send). Modem na sprejemni strani javi prisotnost nosilnega signala na sponki DCD. Sedaj ima lokalni računalnik možnost, da na sponki TxD (Transmitted Data) odda podatke, ki jih računalnik na oddaljeni strani sprejema na sponki RxD (Received Data). Dve možni povezavi naprave DTE z napravo DCE prikazuje slika 49.

Št. sponke	Oznaka EIA	Oznaka CCITT	Ime (pomen) signala
1	AA	101	Vzemljitev ohišja (Protective Ground)
7	AB	102	Vzemljitev signala (Signal Ground)
2	BA	103	Oddani podatki (TxD - Transmitted Data)
4	CA	105	Zahteva za oddajo (RTS - Request To Send)
20	CD	108.2	Terminal pripravljen (DTR - Data Terminal Ready)
3	BB	104	Sprejeti podatki (RxD - Received Data)
5	CB	106	Pripravljen na oddajo (CTS - Clear To Send)
6	CC	107	Modem pripravljen (DSR - Data Set Ready)
8	CF	109	Nosilec prisoten (DCD - Data Carrier Detected)
22	CE	125	Znak poziva (RI - Ring Indicator)

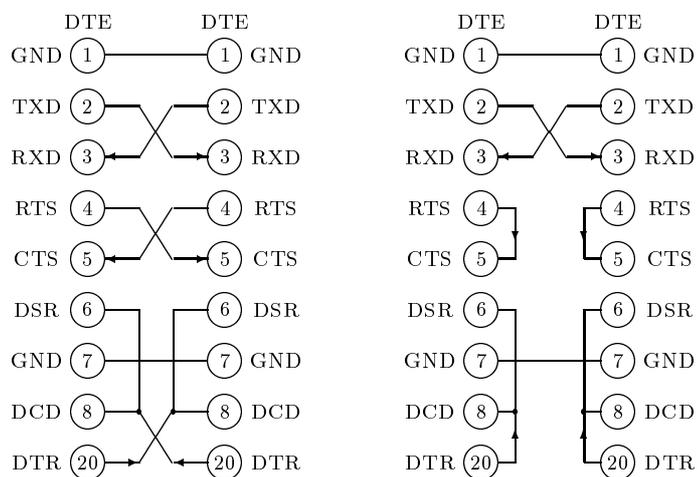
Tabela 3: Razporeditev signalov na konektorju (DTE stran) ter oznake in pomen važnejših signalov.

Standard RS232 uradno ne predpisuje, kako naj neposredno povežemo dve napravi tipa DTE (računalnik z računalnikom, tiskalnik ali terminal z računalnikom). Sicer pa standard tega ne prepoveduje in v praksi se največkrat izkorišča prav ta možnost. Pri neposredni povezavi dveh naprav tipa DTE je večina nadzornih signalov odveč. Za neposredno povezavo računalnika s terminalom (ali računalnika z računalnikom) zadostuje že trižični kabel. Povezati moramo zemljitvi signala (sponki 7) na obeh konektorjih, oddajno sponko (2) s sprejemno sponko (3) in obratno. V žargonu rečemo, da je potreben križan kabel. Napravi, ki ju povežemo neposredno, 'prevaramo' tako, da na obeh konektorjih (na obeh straneh kabla) kratko vežemo sponko 4 s sponko 5 ter sponki 6 in 8 s sponko 20. Ostale tri sponke (oddaja, sprejem, zemljitev) povežemo tako, kot je narisano na sliki 50 (levo). Neposredna povezava dveh računalniških naprav z možnostjo usklajevanja (ang. handshaking) je narisana na sliki 50 (desno).

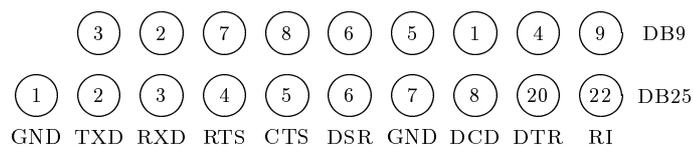
¹⁹Data Set je Bell-ovo ime za modem



Slika 49: Povezava DTE in DCE po standardu RS232 z usklajevanjem (levo) in brez usklajevanja (desno) z nadzornimi signali.



Slika 50: Dve najpogostejši izvedbi ničelnega modema.



Slika 51: Sponke in signali na DB25 ter odgovarjajoče sponke na DB9.

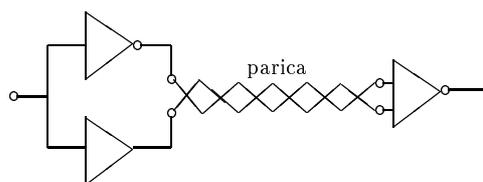
Oddajna sponka ene naprave (oziroma konektorja) je povezana s sprejemno sponko druge naprave ($2 \rightarrow 3$). Sponka RTS (zahteva za oddajo) ene naprave je povezana s sponko CTS (pripravljen za oddajo) druge naprave ($4 \rightarrow 5$). Torej, če naprava na levi strani postavi zahtevo za oddajo, naprava na desni strani to čuti tako, kot da je 'modem' na levi strani pripravljen za oddajo. Napravi druga drugi dajeta občutek, da je modem na drugi strani pripravljen in da smeta oddajati podatke. Podobno pravilo velja za sponko DTR (računalniška naprava pripravljena), ki je vezana na sponki DCD in DSR ($20 \rightarrow 6, 8$). Če naprava na levi strani postavi signal DTR, naprava na drugi strani 'misli', da je modem na levi strani pripravljen, nosilec signala prisoten (sponka DCD) in podatki, ki prihajajo na sprejemni sponki, so 'veljavni'. Kablu s konektorjema DB25 na obeh straneh in z narisano povezavo sponk pravimo *ničelni modem* (ang. Null Modem). S pojavom osebnih računalnikov je DB25 marsikje nadomestil 9-polni konektor enake oblike DB9. Tudi ta priključek se v pogovoru imenuje RS232 priključek. Razporeditev odgovarjajočih signalov na DB25 in DB9 nahajamo na sliki 51.

3.3.2 RS422, RS423, RS449 in RS485

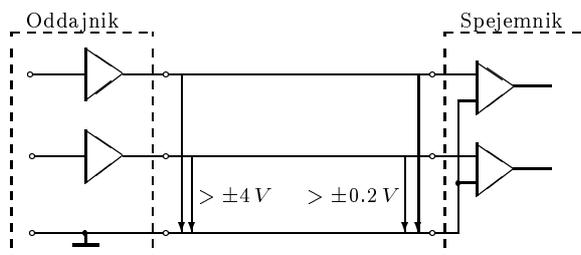
Standarda RS423A in RS422A predvidevata višje hitrosti prenosa in večje razdalje kot RS232. do deset milijonov bitov na sekundo pri razdalji do 40 ft (približno 13 metrov). Oba določata samo električne zahteve tokokrogov. Po standardu RS422A se vsak posamezen signal prenaša dvožično - kot razlika dveh napetostnih nivojev, glej sliko 52. Potencial zemlje ne služi za napetostno referenco. Tako se izognemo problemom zaradi potencialne razlike med napravama, podvojimo pa število povezav.

Ker se informacija prenaša simetrično kot razlika napetostnih nivojev (ang. Balanced Transmission) po parici (ang. Twisted Pair), ki sta enako izpostavljena motilnim vplivom, se zmanjša tudi vpliv motenj. Zato na sprejemni strani zadostuje med nivojema signala ničle in enice že napetostna razlika 400 milivoltov. Če je napetostna razlika med sponkama na sprejemni strani višja od $+200\text{ mV}$, pomeni to za sprejemnik logično ničlo. Če je napetostna razlika nižja od -200 mV pomeni to logično enico. Naprave RS232C in RS422A med seboj niso združljive.

Naprava izdelana po standardu RS423A je združljiva z napravami tipa



Slika 52: Prenos signalov po standardu RS422A.

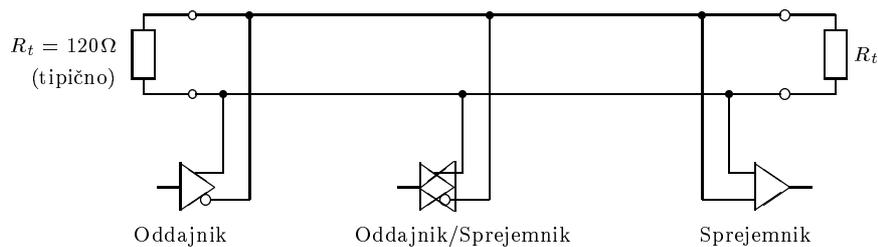


Slika 53: Prenos signalov po standardu RS423A. Narisan je prenos dveh od večjega števila signalov. Vsi signali, ki se prenašajo v isti smeri, imajo skupno povratno pot in ozemljitev samo na eni strani.

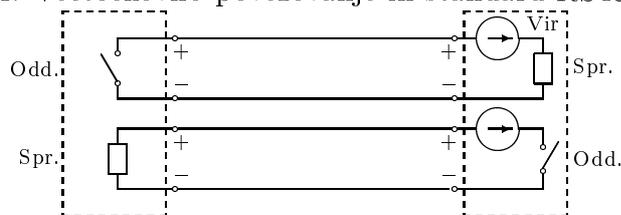
RS232 in tipa RS422A. Standard predpisuje le električne značilnosti povezave dveh naprav. Dovoljuje krajše razdalje in nižje hitrosti prenosa kot RS422A. Slika 53 shematično prikazuje izvedbo povezave dveh signalov po tem standardu. Vsaka smer prenosa uporablja svoj povratni vodnik z vzemlitvijo na oddajni strani.

V pogledu števila povezav je standard RS423A bolj ekonomičen od standarda RS422A. Ker ni vzemljitve tokokrogov na obeh straneh, ni izravnalnega toka, ki bi povzročal potencialne razlike med obema stranema. Potencialna razlika med napravama, ki sta povezani po standardu RS232, pa pogosto predstavlja resen problem. Standard RS423A zahteva, da je na oddajni strani napetostna razlika med nivojema ničle in enice vsaj 8 voltov, kar je dovolj, da tudi sprejemna naprava tipa RS232 pravilno razpozna stanji logične ničle in logične enke. Sprejemnik tipa RS423A pa mora pravilno delovati tudi pri razliki nivojev nad 400 mV, enako kot po standardu RS422A. To zagotavlja združljivost naprave RS423A z obema standardoma.

Standard RS449 naj bi bil naslednik standarda RS232. Predpisuje mehanske in funkcionalne zahteve za izvedbo povezave dveh naprav. Električne zahteve so zajete v standardih RS422A in RS423A. RS449 je kasnejšega datuma (1977) kot RS232C in naj bi izboljšal tehnične lastnosti povezave svojega predhodnika RS232C. Predpisuje kar 46 tokokrogov, razporejenih na dveh priključnikih s 37 in z 9 sponkami. Razlog za to je najbrž dejstvo, da za večino povezav signalov drugega priključnika ne potrebujemo.



Slika 54: Večtočkovno povezovanje in standard RS485.



Slika 55: Povezava naprav s tokovno zanko.

Za nas zanimiv je še standard RS485 iz leta 1983. Ta določa električne karakteristike naprav za večtočkovne povezave, ki jih srečujemo v industrijskih okoljih, glej sliko 54. Na skupen simetričen kanal se sme povezati do 32 naprav, maksimalna dolžina kabla je 1200 metrov, maksimalna hitrost pa 10 Mb/s (ne istočasno). Vsaka naprava je lahko samo oddajnik, samo sprejemnik ali oddajnik in sprejemnik. V nekem trenutku sme seveda oddajati samo eden, sprejemajo pa lahko vsi. Oddajni nivoji signala morajo presežati $\pm 1.5 V$, sprejemnik mora ločiti logični stanji že pri razliki $\pm 200 mV$.

3.3.3 Tokovna zanka

Nosilec informacije je tok. Sklenjen tokokrog (tok teče) pomeni logično enico. Razklenjen tokokrog (tok ne teče) pomeni logično ničlo. Uporabljata se izvedbi povezave s tokom 20 mA in s tokom 60 mA. 'Tokovna zanka' niti ni pravi standard. Ohranila se je še iz časov elektromehanskih telegrafskih naprav. Tokovna zanka omogoča razdalje do 1500 ft (500 metrov) pri hitrosti prenosa 9600 b/s.

Obstajata dve vrsti priključka tipa 'tokovna zanka': aktiven in pasiven. Aktiven priključek (ali aktivna tokovna zanka) je generator toka. Pasivna tokovna znaka je porabnik toka. Neposredno smemo povezati samo aktiven priključek s pasivnim priključkom, sicer pa je potreben vmesnik z optosklopnikom. Možni sta obe kombinaciji: aktiven oddajnik in pasiven sprejemnik ali pasiven oddajnik in aktiven sprejemnik. Na sliki 55 je narisana ena od možnosti. Tabela 4 podaja nekaj lastnosti nekaterih izmed obravnavanih standardov.

Tabela 4: Primerjava lasnosti nekaterih standardov.

Oznaka EIA in CCITT	RS232C/D V.24+V.28	RS422A V.10, X.26	RS423A V.11, X.27	RS485 -
Povezava	nesimetrična	nesimetrična	simetrična	simetrična
Število oddajnikov sprejemnikov	1 1	1 10	1 10	32 32
Nivoji oddajnika sprejemnika	$\pm 5V$ Min $\pm 15V$ Max $\pm 3V$	$\pm 3.6V$ Min $\pm 6.0V$ Max $\pm 0.2V$	$\pm 2V$ Min $\pm 0.2V$	$\pm 1.5V$ Min $\pm 0.2V$
Max. razdalja Max. hitrost	15m 20kb/s	1200m 100kb/s	1200m 10Mb/s	1200m 10Mb/s

Literatura

- [1] C. Shannon, *Mathematical Theory of Communications*, Urbana 1948.
- [2] L. Gyergyek, *Teorija informacij*, ZAFER 1988.
- [3] B. Sklar, *Digital Communications, Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, 1998.
- [4] H. Taub, D. Schilling, *Principles of Communication Systems*, McGraw-Hill, 1971.
- [5] D. Tugal, O. Tugal, *Data Transmission*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1989.
- [6] P. Horowitz, W. Hill, *The Art of Electronics*, 2nd.Ed., Cambridge Press 1989.
- [7] A. Tanenbaum, *Computer Networks*, Prentice-Hall, 1998.
- [8] I. Witten, "Welcome to the Standards Jungle", *Byte*, Vol. 8, No. 2, Feb. 1983, pp. 146:178.
- [9] J. Campbell, *C Programmers Guide to Serial Communications*, Howard W. Sams & Company, 1987.