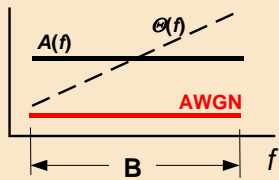


Číselný návrh rádiového komunikačního systému

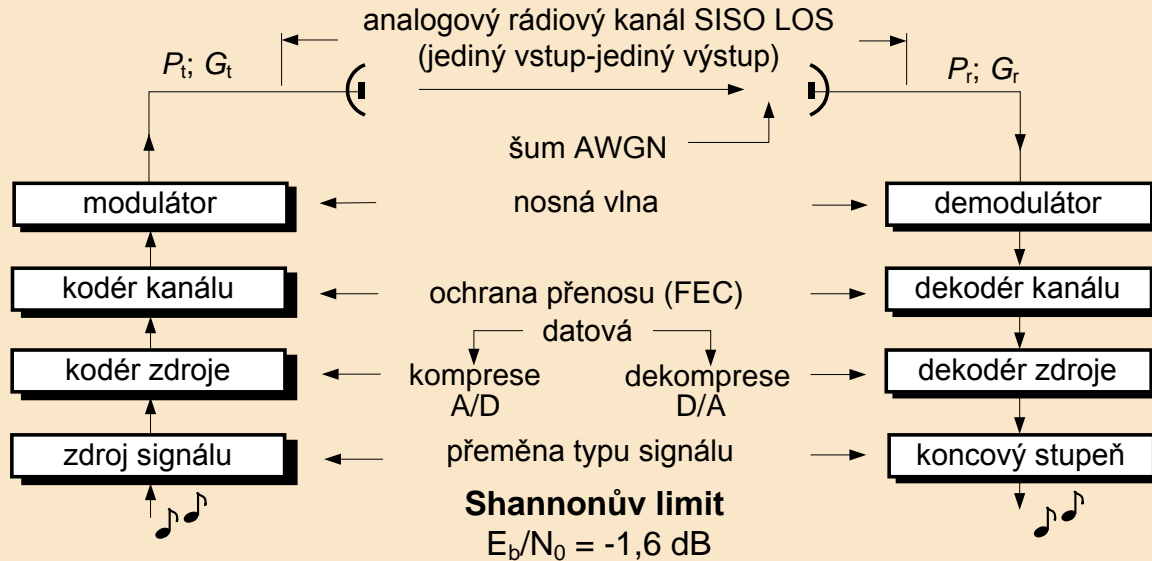
*Doc. Ing. Václav Žalud, CSc.
Katedra radioelektroniky
FEL, ČVUT v Praze*

Obecné Shannonovo schéma radiokomunikačního systému teorém kanálové kapacity (Shannon 1948)

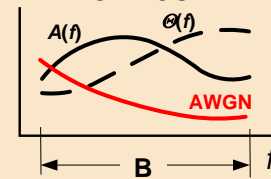
ideální rádiový kanál
LOS



SNR = konst.
 $f_{bit} = konst.$



reálný rádiový kanál
NON LOS



SNR = f (f)

Kapacita C_0 časově invariantního rádiového kanálu SISO LOS, při působení šumu AWGN (Shannonův vztah):

Pokud se použije ve vysílaci jediná vysílací anténa a v přijímači N_R jediná přijímací anténa (SISO), vytvoří se mezi nimi v prostředí LOS jediný rádiový kanál. Je-li přenos tohoto kanálu nezávislý na frekvenci, potom při šířce pásma B a působení bílého aditivního gaussovského šumu AWGN je jeho maximální přenosová kapacita dána Shannonovým vztahem

$$C_0 = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = B \log_2 \left(1 + \frac{f_b E_b}{BN_0} \right); \text{ pro } S/N \ll 1 \text{ je } C_0 \approx \frac{S}{N}, \text{ a pro } S/N \gg 1 \text{ je } C_0 \approx \log_2 \left(\frac{S}{N} \right) \text{ [bit/s]}$$

C_0 : maximální dosažitelná přenosová kapacita kanálu; B : šířka rádiového pásma; S : výkon užitečného signálu; N : výkon šumu; N_0 : spektrální výkonová šumová hustota; E_b : energie signálu na 1 bit; E_b/N_0 : normovaný poměr signál / šum; $\eta_p = N_0/E_b$: výkonová účinnost přenosu; f_b : bitová rychlost signálu; $\eta_s = f_b/B$ - spektrální účinnost přenosu

Radiokomunikační rovnice (Friisův vztah), vyjadřuje přijímaný výkon P_r jako funkci vysílacího výkonu P_t , dále zisků G_t a G_r vysílací a přijímací antény, jejich vzdálenosti d a délky vlny λ , resp frekvence f :

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = P_t G_t G_r \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

C. E. Shannon: A Mathematical Theory of Communication

The Bell System Technical Journal, October 1948

Reprinted with corrections from The Bell System Technical Journal, Vol. 27, pp. 379-423, 623-656, July, October, 1948.

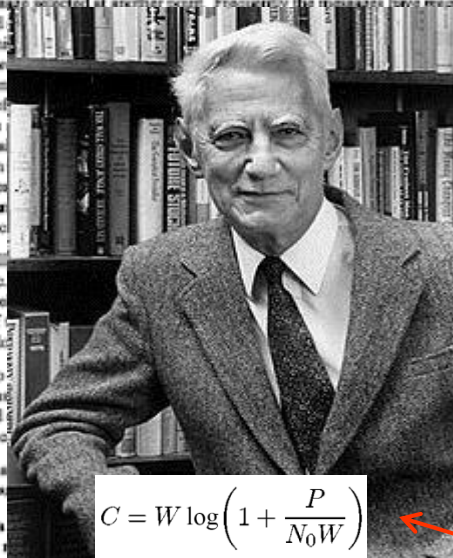
A Mathematical Theory of Communication

By C. E. SHANNON

INTRODUCTION

THE recent development of various methods of modulation such as PCM and PPM which exchange bandwidth for signal-to-noise ratio has intensified the interest in a general theory of communication. A basis for such a theory is contained in the important papers of Nyquist¹ and Hartley² on this subject. In the present paper we will extend the theory to include a number of new factors, in particular the effect of noise in the channel, and the savings possible due to the statistical structure of the original message and due to the nature of the final destination of the information.

The fundamental problem of communication is that of reproducing at one point either exactly or approximately a message selected at another point. Presumably the messages have meaning, that is they refer to or are correlated with aspects of the real world. This semantic aspect is that the actual message is one selected from a set of possible selections, and the receiver must be able to operate for each selection at the time of design. The selection of the message is made from the set, all of which are the logarithmic influence of the message in all cases use an



$$C = W \log \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right)$$

1. It is practical of relays, etc., adding one more logarithm of doubles the length.
2. It is never to be used to measure two punched characters twice.
3. It is mathematics rather than words.

The choice of a base 2 is used the number of bits of information. A device can store N bits, since the total number of possible states is 2^N and $\log_2 2^N = N$. If the base 10 is used the units may be called decimal digits. Since

$$\log_2 M = \log_{10} M / \log_{10} 2 = 3.32 \log_{10} M,$$

¹Nyquist, H., "Certain Factors Affecting Telegraph Speed," *Bell System Technical Journal*, April 1924, p. 336; "Certain Topics in Telegraph Transmission Theory," *A.I.E.E. Trans.*, v. 47, April 1928, p. 617.

²Hartley, R. V. L., "Transmission of Information," *Bell System Technical Journal*, July 1928, p. 535.

Communication in the Presence of Noise

CLAUDE E. SHANNON, MEMBER, IRE

This paper is reprinted from the PROC. OF THE IRE, vol. 37, no.1, pp. 10-21, Jan.

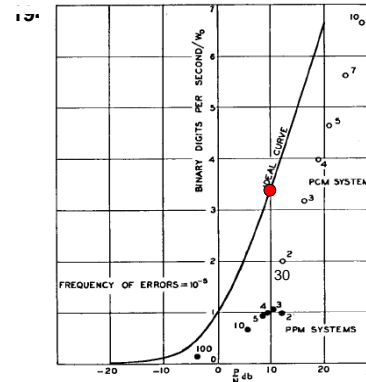


Fig. 6. Comparison of PCM and PPM with ideal performance.

three, etc., discrete positions for the code. The difference between the series of bits is the gain that could be obtained by using a more efficient system. It amounts to the practical range of the code that can be used while to use more of some of this possible relative costs and values. The quantity T is the number of bits that can be regarded as an independent parameter. The information can be altered at will if the information we can hold constant. If T is constant, etc.

Ordinarily, as we increase W , the noise power N in the band will increase proportionally; $N = N_0 W$ where N_0 is the noise power per cycle. In this case, we have

$$C = W \log \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right). \quad (29)$$

If we let $W_0 = P/N_0$, i.e., W_0 is the band for which the noise power is equal to the signal power, this can be written

$$\frac{C}{W_0} = \frac{W}{W_0} \log \left(1 + \frac{W_0}{W} \right). \quad (30)$$

In Fig. 7, C/W_0 is plotted as a function of W/W_0 . As

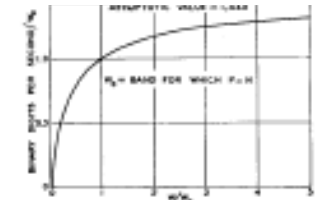


Fig. 7. Channel capacity as a function of bandwidth.

power; after this, the increase is low, and it approaches an asymptotic value $\log_2 e$ times the capacity for $W = W_0$.

IX. ARBITRARY GAUSSIAN NOISE

If a white thermal noise is passed through a filter whose transfer function is $Y(f)$, the resulting noise has a power spectrum $N(f) = K|Y(f)|^2$ and is known as Gaussian noise. We can calculate the capacity of a channel perturbed by the white-noise result. Suppose P and it is distributed among frequencies according to $P(f)$. Then

$$dP = P. \quad (31)$$

Since a large number of small bits are constant in each. The total number of bits $P(f)$ will then be given by

$$1 + \frac{P(f)}{N(f)} df \quad (32)$$

Since the white-noise result of transmission will be found to be constant (31). This requires

that we maximize

$$\int_0^W \left[\log \left(1 + \frac{P(f)}{N(f)} \right) + \lambda P(f) \right] df. \quad (33)$$

The condition for this is, by the calculus of variations, or merely from the convex nature of the curve $\log(1+x)$

$$\frac{1}{N(f) + P(f)} + \lambda = 0 \quad (34)$$

or $N(f) + P(f)$ must be constant. The constant is adjusted to make the total signal power equal to P . For frequencies where the noise power is low, the signal power should be high, and vice versa, as we would expect.

The situation is shown graphically in Fig. 8. The curve is

SNR = 10 dB → SE = 3,46 bit/s/Hz
 SNR = 30 dB → SE = 9,97 bit/s/Hz

zvýšení SNR o 20 dB (tj. 100 krát) vede ke zvýšení SE pouze 2,88 krát ≈ 3 krát

systém 3x3 MIMO zvýší SE teoreticky až 3 krát, v praxi je zvýšení SE menší

Oblast vzdáleného pole vysílací antény

Příklad 1: Určete oblast vzdáleného pole pro vysílací anténu s maximálním rozměrem $D = 1$ m, při frekvencích $f_1 = 900$ MHz (standard GSM) a $f_2 = 1900$ MHz (DCS - 1900 ~ GSM pro USA).

Řešení: Výkonový přenos užitečného signálu mezi vysílačem a přijímačem u ideálního rádiového kanálu (volné prostředí), je určen fundamentální Friisovou formulí (*Friis Free Space Propagation Equation*). Ta určuje dosažitelný výkon na výstupu přijímací antény P_r v závislosti na výkonu P_t vkládaném do vysílací antény, ziscích G_t resp. G_r vysílací resp. přijímací antény (vůči izotropnímu zářiči), vzdálenosti d antén a frekvenci f . Uvádí se obvykle ve tvaru

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = P_t G_t G_r \left(\frac{c_0}{4\pi d f} \right)^2$$

Uvedená formule neplatí obecně, nýbrž jen ve vzdálenostech d přijímače od vysílače, které přesahují tzv. Fraunhoferovu vzdálenost d_F , vymezející okraj „vzdáleného pole“ dané vysílací antény, na frekvenci f . Při výpočtu d_F se pro zadané frekvence nejprve určí odpovídající vlnové délky

$$\lambda_1 = \frac{c}{f_1} = \frac{3 \times 10^8}{900 \times 10^6} \doteq 0,333 \text{ m tj. } 33,3 \text{ cm}$$

$$\lambda_2 = \frac{c}{f_2} = \frac{3 \times 10^8}{1900 \times 10^6} \doteq 0,158 \text{ m tj. } 15,8 \text{ cm}$$

Příslušné Fraunhoferovi vzdálenosti

$$d_{F1} = \frac{2D^2}{\lambda_1} = \frac{2 \times (1)^2}{0,333} \doteq 6,0 \text{ m}$$

$$d_{F2} = \frac{2D^2}{\lambda_2} = \frac{2 \times (1)^2}{0,158} \doteq 12,66 \text{ m}$$

Tyto vzdálenosti splňují nutné přídavné podmínky $d_f \gg D$ a $d_f \gg l$, takže při frekvenci $f_1 = 900$ MHz začíná vzdálené pole od 6 metrů od vysílací antény a při frekvenci $f_2 = 1900$ MHz od 12,65 metrů. V tomto poli lze potom již použít formuli (1) a další početní relace na ni navazující.

Ztráty šířením ideálního rádiového kanálu

Příklad 2: Určete ztráty šířením $PL[\text{dB}] = (P_t/P_r)$ [dB] v ideálním rádiovém kanálu mezi vysílačem umístěným na geosynchronní družici ve výšce 35 863 km nad pozemskou přijímací stanicí, při pracovní frekvenci $f = 4$ GHz. Úlohu řešte jednak pro případ, kdy vysílač i přijímač používají izotropní antény se zisky $G_t = G_r = 1$ tj. 0dB, jednak pro zisky $G_t = 38$ dB a $G_r = 48$ dB.

Řešení: Ztráty šířením PL (*Path Loss*) v ideálním rádiovém kanálu jsou definovány vztahem $PL = P_t/P_r$. Obvykle však jsou vyjadřované v decibelech, tedy

$$PL[\text{dB}] = 10\log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = 10\log\frac{(4\pi d)^2}{G_t G_r \lambda^2}$$

Frekvenci $f = 4$ GHz odpovídá délka vlny $\lambda = c_0/f = 3 \cdot 10^8/4 \cdot 10^9 = 7,5$ cm. Ztráty šířením PL [dB] při použití izotropních antén, určené z předchozího vztahu, tedy budou

$$PL[\text{dB}] = 10\log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 = 10\log\left(\frac{4\pi 35\,863 \cdot 10^3}{0,075}\right)^2 \doteq 195,6 \text{ dB}$$

Pokud se použijí antény se zisky $G_t = 38$ dB a $G_r = 48$ dB, zmenší se ztráty šířením na hodnotu

$$PL[\text{dB}] = 195,6 - 38 - 48 = 109,6 \text{ dB}$$

Jak je patrné, zisky antén jsou velmi cenné, neboť se přímo promítají do zlepšení energetické bilance daného spoje (to potvrzuje i známé radioamatérské pravidlo, které říká že „...dobrá anténa má cenu zlata...“).

V připravovaném systému mobilní komunikace páté generace (5G) bude nutné využívat milimetrová frekvenční pásma. Vzhledem ke kvadratické závislosti útlumu rádiového kanálu na frekvenci je v mm oblasti tento útlum již velmi vysoký. Lze ho ale kompenzovat použitím antén s velkou směrovostí a tedy i velkým ziskem, který totiž při jejich fixních geometrických rozměrech roste také s frekvencí. Tyto antény se využijí hlavně na základnových stanicích (phased arrays)

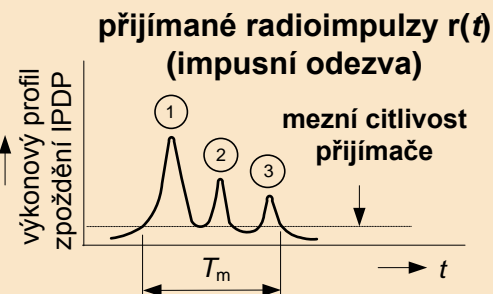
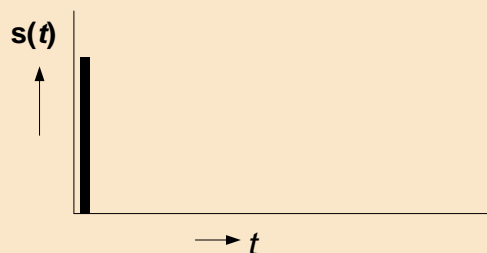
Mnohocestné šíření rádiových vln

Frekvenčně selektivní a ploché úniky

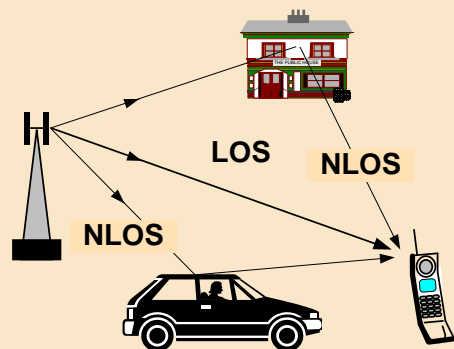
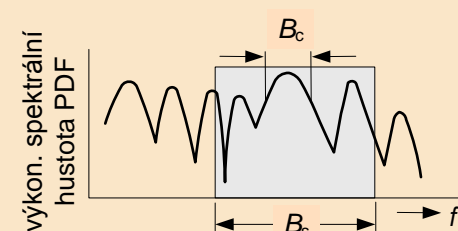
vyslaný radioimpulz
o šířce T_s

okamžitý výkonový profil zpoždění IPDP (instantaneous power delay profile) a spektrální hustota PDF (power delay function)

Profil IPDP pro případ, kdy $T_s \ll T_m$: frekvenčně selektivní únik (\Rightarrow ISI)

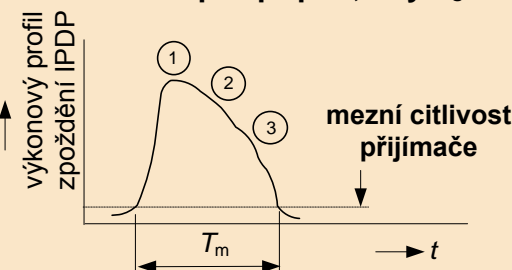


FT
 \Rightarrow

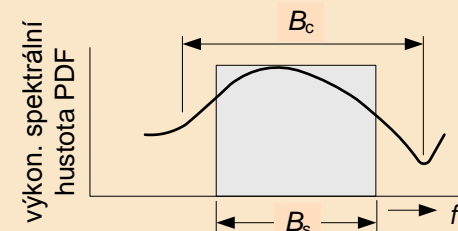


LOS = Line of Sight; NLOS = Non LOS

Profil IPDP pro případ, kdy $T_s \gg T_m$: plochý únik (\Rightarrow snížení SNR)



FT
 \Rightarrow



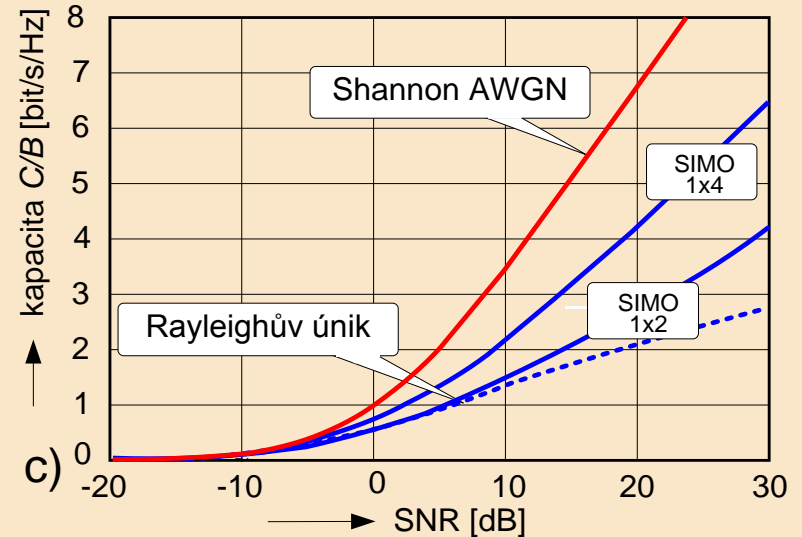
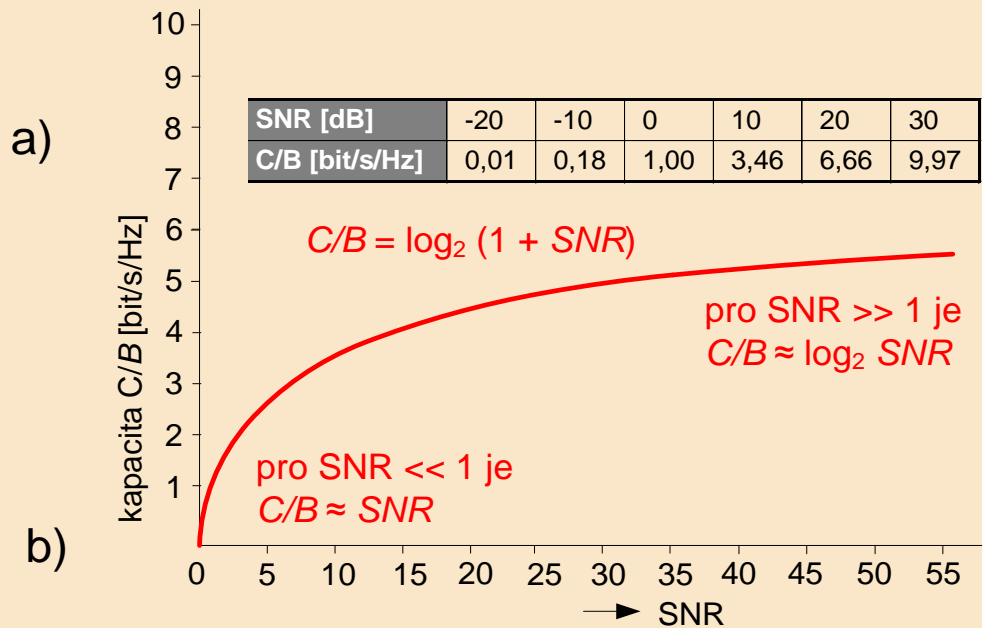
T_s (symbol time) = symbolová perioda; B_s (signal bandwidth) = šířka pásma signálu ($B_s \sim 1/T_s$); $S(\tau)$ (multipath intensity profile) = mnohocestný profil zpoždění; T_m (maximum excess delay) = maximální nadměrné zpoždění; σ_τ = rms nadměrné zpoždění; B_c (coherence bandwidth) = koherentní (korelační) šířka pásma ($B_c \sim 1/\sigma_\tau$); T_c = (channel coherence time) = doba koherence kanálu; $B_D \sim 1/T_c$ = dopplerovský rozptyl frekvence

Shannonova kapacita C/B ideálního kanálu AWGN a vliv úniku

Ideální kanál bez úniku (SNR = konst): $C/B = \log_2(1 + \text{SNR}) = \log_2(1 + \rho)$ (SNR = ρ)

reálný kanál s únikem („memoryless 1x1 SISO“): $C/B = \log_2(1 + \rho |h|^2)$

h : normovaný komplexní zisk fixního kanálu, nebo partikulární realizace náhodného kanálu s únikem; v pozemních kanálech se zisk h řídí nejčastěji Rayleighovou, nebo Riceho distribucí. Na základě této skutečnosti je potom možné stanovit pro určitou hodnotu ρ tzv. ergodickou („zprůměrovanou“) kapacitu C_{erg} uvažovaného kanálu s takto specifikovaným únikem



a) Hodnoty Shannonovi kapacity C/B ideálního kanálu AWGN pro několik hodnot poměru signálu k šumu SNR ; b) závislost kapacity C/B na poměru SNR , pro ideální Shannonův kanál s šumem AWGN v lineárním zobrazení; c) stejná závislost jako v obr. b, avšak v semilogaritmickém zobrazení; pro porovnání zde jsou uvedeny také závislosti kapacity C/B při Rayleighovu úniku, a to jednak pro případ využití informace o stavu kanálu CSI při dekódování v přijímači, jednak pro případ bez využití této informace (bez CSI dochází k radikálnímu snížení kapacity)

Šíření rádiových vln v pozemských kanálech s úniky

- ztráty šířením ve volném prostředí (Friisův vzorec)
- ztráty šířením, zastínění a mnohocestné šíření (path loss & shadowing & multipath)
- - ztráty šířením a zastínění (path loss & shadowing)
- samotné ztráty šířením (path loss)

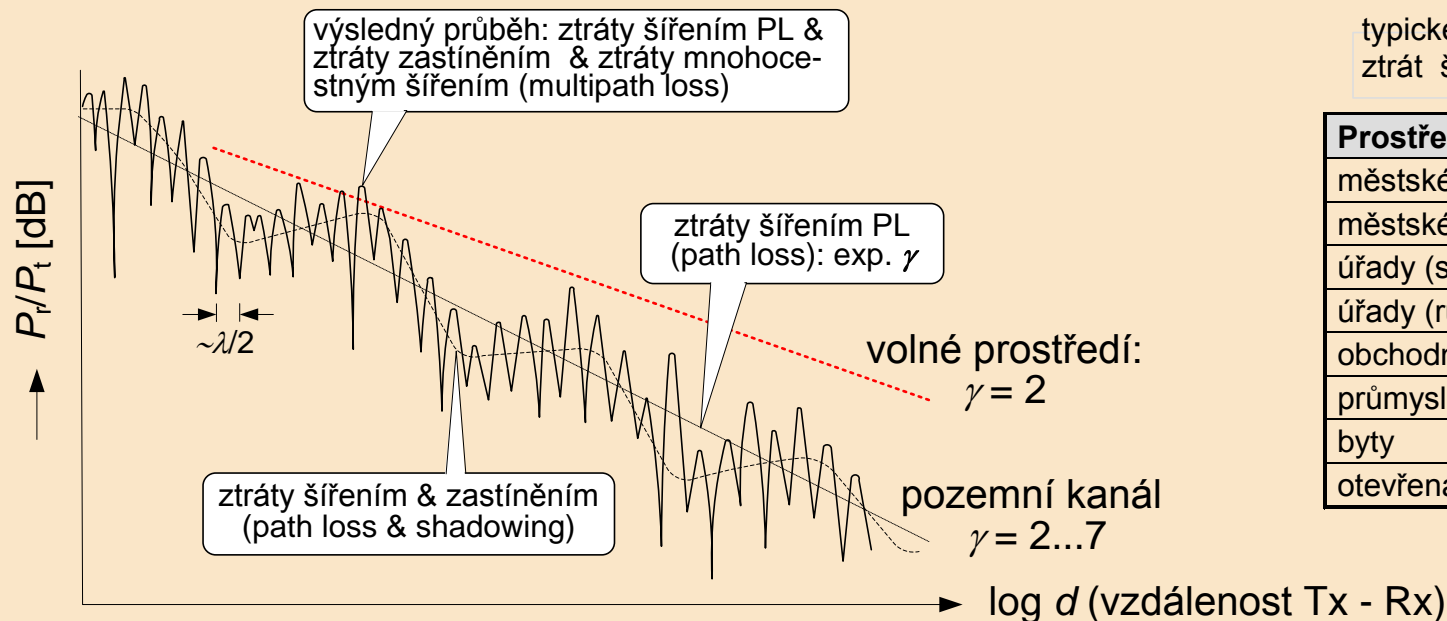
Friisův vzorec při ziscích antén G_t a G_r :

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

Friisův vzorec při ziscích antén $G_t = G_r = 1$:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

typické hodnoty exponentu ztrát šířením γ ($\gamma = 2 \dots 8$)



Prostředí	rozsah γ
městské makrobuňky	3,7 ... 6,5
městské mikrobuňky	2,7 ... 3,5
úřady (stejně patro)	1,6 ... 3,5
úřady (různá patra)	2,0 ... 6,0
obchodní domy	1,8 ... 2,2
průmyslové podniky	1,6 ... 3,3
byty	2,5 ... 3,5
otevřená krajina s LOS	2,0 ... 2,5

Různé typy ztrát v pozemském rádiovém kanálu

- **ztráty šířením PL** jsou základní složkou ve volném prostoru ($\gamma = 2$), i v pozem. kanálech ($\gamma = 2 \dots 7$)
- **ztráty zastíněním** vznikají vlivem překážek mezi Tx a Rx (zemský povrch, terénní vlny, domy...); tyto dva efekty spolu vytvářejí **ztráty trasy ve velkém měřítku** (large scale path loss)
- **ztráty v malém měřítku resp. mnohocestný únik** (small scale fading resp. multipath fading) vznikají vlivem mnohocestného šíření vln; při vzájemném pohybu vysílače a přijímače resp. objektů zúčastněných na šíření, se uplatňují navíc ještě fluktuace frekvence přijímaného signálu vlivem Dopplerova efektu, který vyvolává změny frekvence i časové změny amplitudy přijímaného signálu.

Kapacita reálného rádiového kanálu, při působení ztrát šířením PL

Příklad 4: Uvažujme reálný pozemní rádiový kanál, v němž působí šum AWGN se spektrální hustotou $N_0 = 3,98 \cdot 10^{-15}$ W/Hz tj. -144 dBW/Hz (zjištěnou měřením) a dále se uplatňují jen ztráty šířením PL (Path Loss), charakterizované exponentem šíření γ . Určete Shannonovu kapacitu C tohoto kanálu při šířce pásma $B = 200$ kHz, frekvenci $f = 1\,000$ MHz tj. délce vlny $\lambda = 30$ cm, vysílacím výkonu $P_t = 10$ W a vzdálenosti vysílač – přijímač $d = 100$ m. Vysílač je umístěn na základnové stanici a užívá směrovou anténu se ziskem $G_t = 10$ tj. 10 dB (s výraznou směrovostí ve svislé rovině), mobilní stanice má všesměrovou anténu se ziskem $G_r = 1$ (0 dB).

Řešení: U reálného pozemského kanálu, v němž kromě působení šumu AWGN se uplatňují ještě ztráty PL, je při výkonu vysílače P_t přijímaný výkon $P_r(d)$ určen ve vzdálenosti $d \geq d_F$ vztahem

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{d}\right)^\gamma \quad d \geq d_F$$

přičemž γ je exponent šíření a d_F je Fraunhoferova vzdálenost, určující oblast vzdáleného pole. V praxi $\gamma = 2 \dots 7$, v daném prostředí necht' je $\gamma = 3$. Při vzdálenosti $d = 100$ metrů je přijímaný výkon

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{d}\right)^3 = 10 \cdot 10 \cdot 1 \left(\frac{0,3}{4,314}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{100}\right)^3 = 570,05 \cdot 10^{-10} \text{ W}$$

Výkon šumu $N = N_0 B = 3,98 \cdot 10^{-15} \cdot 200\,000 = 7,96 \cdot 10^{-10}$ W a tedy poměr signálu k šumu $SNR = P_r(d)/N = 570,05 \cdot 10^{-10} / 7,96 \cdot 10^{-10} = 71,61$ tj. $18,54$ dB. Odpovídající Shannonova kapacita

$$C = 200\,000 \log_2(1 + 71,61) = 1\,270\,134 \text{ kbit/s.}$$

Tato hodnota s velkou rezervou dostává pro bezchybný přenos signálu standardu GSM, který má hrubou bitovou rychlost $270,83$ kbit/s. Pokud se ale vzdálenost d zvětší na hodnotu $d = 300$ metrů, zvětší se útlum kanálu $3^\gamma = 3^3 = 27$ krát a poměr SNR se zmenší na hodnotu $71,61/27 = 2,65$. Kapacita C se v důsledku toho sníží na hodnotu $373,57$ kbit/s, která jen s malou rezervou přesahuje bitovou rychlost $270,83$ kbit/s kanálu GSM. Příčinou výrazného poklesu kapacity daného kanálu s rostoucí vzdáleností d je jeho značný útlum, daný relativně velkým exponentem ztrát kanálu $\gamma = 3$.

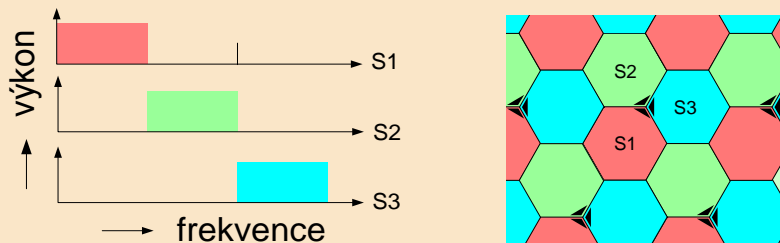
Spektrální účinnost systému IS-95 s přístupem CDMA

Příklad 5: Starší americký buňkový standard IS-95, založený na progresivní technice přístupu s kódovým dělením CDMA, avšak náležející ještě do generace 2G, má šířku pásma rádiového kanálu $B = 1,25$ MHz, v níž jsou přenášena data o celkové hrubé bitové (čipové) rychlosti $R_b = 1,2288$ Mbit/s. Tento kanál je rozdělen do 64 uživatelských subkanálů, z nichž každý poskytuje přenos o rychlosti dostačující např. pro jeden uživatelský hovorový signál. Vypočtete spektrální účinnost SE_{IS-95} uvažovaného rádiového kanálu.

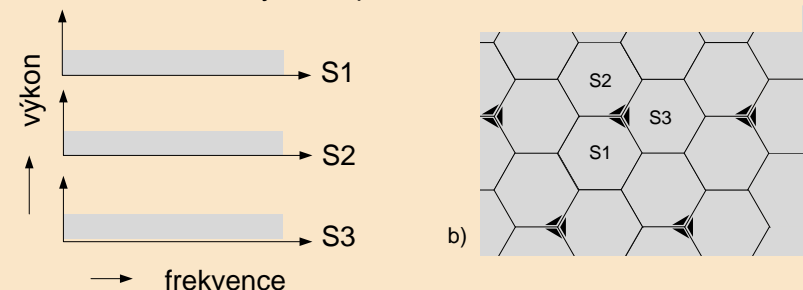
Řešení: Hledaná spektrální účinnost $SE_{IS-95} = 1,2288/1,26 \approx 0,98$ bit/s/Hz, Tato hodnota je relativně malá (menší, než $SE_{GSM} = 270,8/200 = 1,35$ bit/s/Hz), avšak pro uvažovaný přístup CDMA v buňkové struktuře IS-95, není tento parametr relevantní. U systémů s přístupem CDMA všechny buňky systému tvořící svazek, využívají stejné rádiové kanály, takže činitel opakování frekvencí (počet buněk ve svazku) je zde $RF = 1:1 = 1$. Naproti tomu v konvenčních sítích FDMA/TDMA (GSM aj.) bývá činitel $RF = 4$ až 7 . Vlivem toho je spektrální využití alokovaných rádiových kanálů ve standardu CDMA zhruba čtyřikrát až sedmkrát vyšší, než např. u standardu GSM (!).

Poznámka: podstatně lepší spektrální vlastnosti přístupu CDMA v porovnání s klasickými přístupy FDMA/TDMA byly jedním z hlavních důvodů přechodu od buňkových sítí 2G (GSM, DAMPS...) k sítím 3G (UMTS, cdma2000...).

Systémy 1G, 2G: DAMPS, GSM...
RF = 3 ...12; Hard Freq. Reuse



Systémy 3G: IS-95; UMTS, cdma2000...
RF = 1 → vysoká spektrální účinnost



Americké buňkové standardy 1G (AMPS) / 2G (DAMPS) / 3G (IS-95 CDMA): šířka pásma rádiového kanálu $B_{RF} = 30$ kHz
počet hovorových kanálů v pásmu 30 kHz: AMPS: 1 kanál; DAMPS: 3 kanály; IS-95: 10 kanálů („Buttle of Standards“)

Dopplerův posuv a rozptyl frekvence

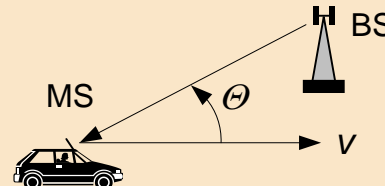
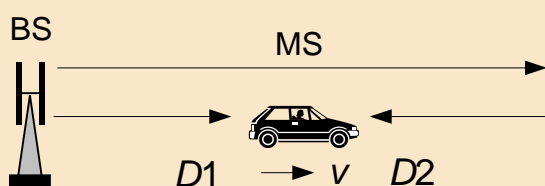
Příklad 6: Mobilní stanice MS se pohybuje rychlostí 72 km/h přímým směrem od vysílače základnové stanice BS, k velké dokonale odrážející rovné ploše. Vysílač BS vysílá sinusový signál o nosné frekvenci $f = 900$ MHz. Příjímač přijímá jednak přímý signál od BS – ovlivněný Dopplerovým posuvem $D1$, jednak signál odražený od stěny – ovlivněný posuvem $D2$. Určete oba Dopplerovy posuvy $D1$, $D2$ (Doppler Shift) a příslušný Dopplerův rozptyl DS (D. spread).

Řešení: Rychlosti 72 km/h odpovídá rychlost $v = 72\,000/3600 = 20$ m/s. Při ní vzniká u přímého signálu kladný Dopplerův posuv $D1$, u odraženého signálu záporný posuv $D2$, přičemž

$$D1 = \frac{-vf}{c_0} = \frac{-20 \cdot 900 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^9} = -60 \text{ Hz}$$

$$D2 = \frac{vf}{c_0/f} = \frac{20 \cdot 900 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^9} = 60 \text{ Hz}$$

Dopplerův rozptyl DS v mnohocestných kanálech udává rozpětí frekvencí, v němž je Dopplerovo spektrum nenulové. V dané situaci je dán vztahem $DS = D2 - D1 = 60 - (-60) = 120$ Hz. V obecném případě mnohocest. šíření určují Dopplerův rozptyl všechny dílčí mnohocestné složky. Doba koherence daného kanálu T_{coh} je určena jako doba, po kterou je impulsní odezva mobilního kanálu časově invariantní. Je přibližně reciprokou hodnotou Dopplerova rozptylu DS , tedy $T_{\text{coh}} \approx 1/DS$. V daném případě $T_{\text{coh}} \approx 1/120 \approx 8,33$ ms. Daný kanál se během intervalu T_{coh} téměř nezmění, takže vzorky signálu vzdálené o méně, než 8,33 ms jsou silně korelované.



$$\Delta f = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = \frac{vf}{c_0} \cos \theta$$

a) K objasnění pojmů Dopplerův posuv a Dopplerův rozptyl; b) Dopplerův posuv při obecném směru pohybu MS vůči BS.

Ergodická kapacita C_{erg} kanálů SISO s plochým únikem : známá CSIR

Ergodická (Shannonova) kapacita C_{erg} : změny zisku kanálu vlivem úniku mění poměr SNR na vstupu přijímače. Jeho okamžité hodnoty γ však jsou v přijímači známy (informace o stavu kanálu CSIR), proto lze určovat i příslušné okamžité hodnoty Shannonovi kapacity $B \log_2(1 + \gamma)$. Při znalosti typu úniku (Rayleigh apod) má přijímač k dispozici také informaci o distribuci poměru signálu k šumu $p(\gamma)$. Díky tomu lze potom výpočtem zjistit i výslednou Shannonovu kapacitu daného kanálu. Ta je za uvedených předpokladů dána vztahem

$$C_{erg} = \int_0^{\infty} B \log_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (1)$$

a je tedy rovna kapacitě AWGN kanálu s proměnným poměrem signálu k šumu γ , zprůměrované přes distribuci poměru γ . Vztah (1) platí obecně, distribuce $p(\gamma)$ poměru SNR v přijímači však závisí na typu úniku. Změny kanálu probíhají vlivem úniku spojitě, avšak pro zjednodušení se často aproximují schodovitou aproximací.

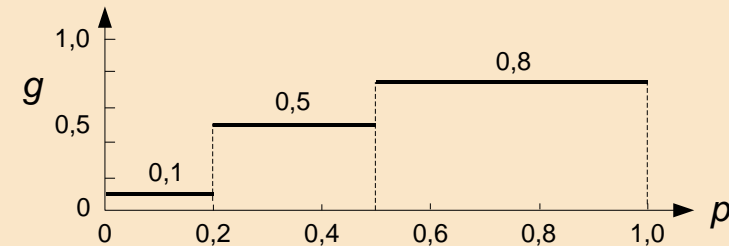
Příklad 7: Rádiový kanál s plochým únikem nabývá třech „diskrétních“ zisků: zisku $g_1 = 0,1$ s pravděpodobností $p_1 = 0,2$, zisku $g_2 = 0,5$ s pravděpodobností $p_2 = 0,3$ a zisku $g_3 = 0,8$ s pravděpodobností $p_3 = 0,5$ ($p_1 + p_2 + p_3 = 1,0$). Přijímač má k dispozici informace o těchto parametrech (tj. o stavu kanálu CSIR), vysílač tyto informace nemá. Vysílací výkon je $P = 10$ mW, spektrální šumová hustota $N_0 = 10^{-9}$ W a šířka pásma kanálu $B = 30$ kHz.

Řešení: Třem ziskům odpovídají poměry SNR na vstupu přijímače:

$$g_1 = Pg_1/(N_0B) = 0,01 \cdot 0,1 / (30\,000 \cdot 10^{-9}) = 33,33, \text{ tj. } 15,23 \text{ dB}$$

$$g_2 = Pg_2/(N_0B) = 0,01 \cdot 0,5 / (30\,000 \cdot 10^{-9}) = 166,66, \text{ tj. } 22,22 \text{ dB}$$

$$g_3 = Pg_3/(N_0B) = 0,01 \cdot 0,8 / (30\,000 \cdot 10^{-9}) = 266,66, \text{ tj. } 24,26 \text{ dB}$$



Pravděpodobnosti příslušející každému z těchto poměrů SNR jsou: $p_1 = 0,2$, $p_2 = 0,3$ a $p_3 = 0,5$. V souladu se vztahem (1) a náhradou integrace sumacemi je pak hledaná Shannonova ergodická kapacita dána jako součet tří ergodických kapacit, tedy

$$C_{erg} = \sum_i B \log_2(1 + g_i) p(g_i) = 30\,000 [0,2 \log_2(1 + 33,33) + 0,3 \log_2(1 + 166,66) + 0,5 \log_2(1 + 266,66)] \approx \underline{218,07} \text{ kbit/s.}$$

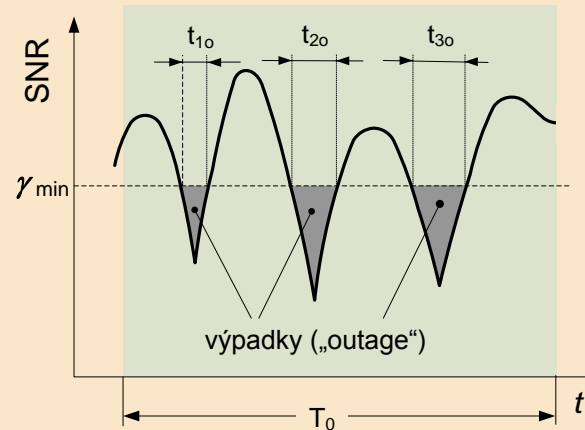
V daném kanálu je průměrný poměr SNR : $g_{av} = 0,2 \cdot 33,33 + 0,3 \cdot 166,66 + 0,5 \cdot 266,66 = 189,99$, tj. 22,78 dB. Shannonova kapacita AWGN kanálu o témže poměru SNR je $C = B \log_2(1 + 189,99) = 227,32$ kbit/s, tedy jen o cca 9 dB větší než C_{erg} .

Výpadková kapacita C_{out} kanálu SISO s plochým únikem

Ideální rádiový kanál o šířce pásma B , se šumem AWGN, je časově invariantní a frekvenčně nezávislý (plochý). Poměr signálu k šumu $SNR = \rho$ na jeho výstupu je konstantní a kapacita je dána Shannonovým vztahem

$$C = B \log_2 (1 + SNR) = B \log_2 (1 + \rho) \quad (1)$$

V pozemních rádiových kanálech se však úroveň přijímaného signálu a tedy i poměr signálu k šumu vlivem mnohocestného šíření a Dopplerova efektu výrazně mění, a to jak s časem, tak s frekvencí. Jednoznačné Shannonovo pojetí kapacity kanálu C potom nelze použít, nýbrž je nutné formulovat několik odlišných definic. Jako vhodná se při pomalých změnách kanálu ukazuje výpadková (outage) kapacita a při rychlých změnách ergodická (ergodic, Shannon) kapacita.



$$P_{out} = \frac{t_{10} + t_{20} + t_{30}}{T_0}$$

$$0 \leq P_{out} \leq 1$$

$$P_{out} = 1 - e^{-\gamma_{min}/\gamma_{av}}$$

P_{out} : pravděpod. výpadků

γ_{min} : minimální poměr SNR

γ_{av} : střední poměr SNR

Výpadková kapacita C_{out} : není-li ve vysílači průběžně k dispozici informace o stavu kanálu CSIT, je vhodné aby byl udržován konstantní vysílací výkon P_T a konstantní přenosová bitová rychlost R . Této rychlosti odpovídá na výstupu kanálu určitý minimální poměr signálu k šumu $SNR = \gamma_{min}$, při němž platí Shannonův vztah $R = B \log_2 (1 + \gamma_{min})$. Skutečný poměr signálu k šumu na vstupu přijímače se ovšem v důsledku úniku stále mění. Pokud jeho okamžitá hodnota γ je větší, nebo se rovná hodnotě γ_{min} , je možné zajistit při vhodném kódu spolehlivý přenos, resp. chybovost asymptoticky se blíží k nule. Pokud ale okamžitý poměr γ klesne pod γ_{min} , přijímač již nemůže zaručit dekódování bez chyb a vyhodnotí tento stav jako výpadek (outage). Pravděpodobnost výpadků je určena vztahem $P_{out} = \rho (\gamma < \gamma_{min})$, přičemž $0 \leq P_{out} \leq 1$; resp. při vyjádření v procentech $0 \leq p_{out} \leq 100$ %. Výpadková kapacita C_{out} je pak definována jako informační rychlost $R = B \log_2 (1 + \gamma_{min})$ s možností bezchybného přenosu, která je garantována právě po $(1 - P_{out})$ provozního času a je tedy dána vztahem

$$C_{out} = (1 - P_{out}) B \log_2 (1 + \gamma_{min}) \quad (2)$$

Pro dosažení určité výpadkové kapacity se zřejmě připouští jisté procento výpadků kanálu, k nimž dochází při špatných poměrech SNR , menších než uvedená hodnota γ_{min} .

Digitální rádiový přenos telefonního signálu: požadavky na RF šířku pásma

Digitalizace telefonního hovorového signálu (kodek RPE/LTP; modulace 8PSK):

zaujímané frekvenční pásmo: 300 Hz až 3,4 kHz

vzorkovací frekvence: $f_s = 8$ kHz ($f_s > 2 \times 3,4 = 6,8$ kHz)

při osmibitové reprezentaci vzorků je bitová rychlost $8 \times 8 = 64$ kbit/s

při ideální Nyquistově filtraci je potřebné základní pásmo $B_{PCM} = 64/2 = 32$ kHz

při realizovatelné filtraci („cos roll-off filter“) je $B_{PCM} = 64/2(1 + \alpha)$, kde $0 < \alpha < 1$

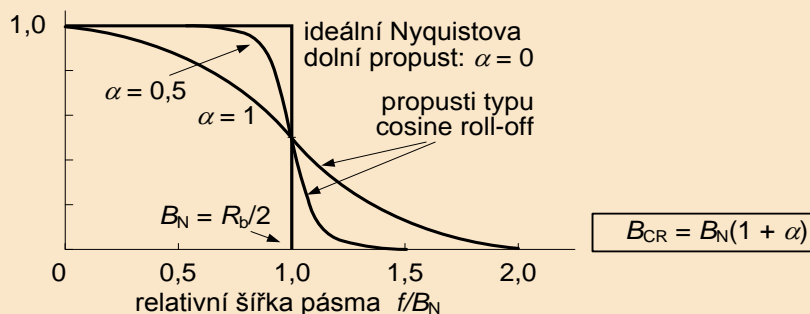
při typické hodnotě koeficientu $\alpha = 0,5$ je $B_{PCM} = 64/2(1 + 0,5) = 48$ kHz

u modulace BPSK ~ AM_{DSB} (modulace +1 resp -1) je rádiová šířka pásma $B_{BPSK} = 2 \times 48 = 96$ kHz

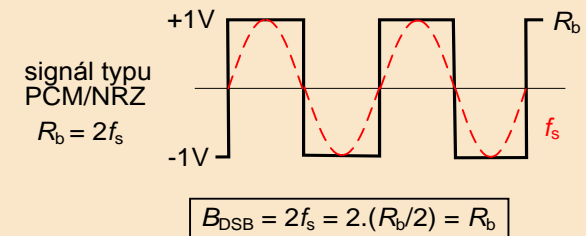
digit. modulace BPSK: $B_{BPSK} = 2 \times 48 = 96$ kHz; anal. modulace: $B_{AM} = 2 \times 3,4 = 6,8$ kHz ≈ 8 kHz

**při digitální modulaci BPSK (1 bit/s/Hz) vyžaduje telefonní signál $96/8 = 12$ krát širší pásmo!
při digitální modulaci 8PSK (3 bit/s/Hz) a audiokompresi RPE 5:1 vyžaduje telefonní signál
rádiové pásmo $B_{PSK} = 96/(3.5) = 6,4$ kHz, které je rovno $6,4/8 = 0,8$ tj. 80% analog. pásma B_{AM}**

filtrace modulačního signálu filtry typu „cosine roll - off“



aproximace obdélníkového signálu PCM/NRZ sinusoidou



Amplitudové frekvenční charakteristiky dolních propustí splňujících podmínku ISI = 0, pro různé hodnoty činitele tvaru α , který leží v mezích $0 \leq \alpha \leq 1$

- ideální Nyquistova dolní propust: $\alpha = 0$, $B_N = R_b/2$, která není v praxi realizovatelná
- reálné Nyquistovy dolní propusti typu „cosinus roll-off“ ($0 > \alpha \leq 1$): $B = B_N(1 + \alpha) = R_b/2(1 + \alpha)$; v praxi se volí obvykle hodnota $\alpha = 0,3 \dots 0,6$

Digitální rádiový přenos signálu barevné televize PAL požadavky na RF šířku pásma

Digitalizace barevného televizního signálu PAL (kodek ETS 216/34, modulace 64QAM):

zaujímané frekvenční pásmo jasové složky Y: 5 MHz a barvonosných složek (R-Y), (B-Y): 1,5 MHz

vzorkovací frekvence složky Y: $f_{sY} = 13,5$ MHz \rightarrow její bitová rychlost $8 \times 13,5 = 108$ Mbit/s (8 bit/vz.)

vzorkování složek (R-Y), (B-Y): $f_{s(R-Y)} = f_{s(B-Y)} = 6,5$ MHz \rightarrow bitová rychlost $8 \times (6,5 + 6,5) = 108$ Mbit/s

celková bitová rychlost digitalizovaného signálu PAL v základním pásmu $(108 + 108) = 216$ Mbit/s

při ideální Nyquistově filtraci by byla potřebná šířka základního pásma $216/2 = 108$ MHz

digitální modulace: BPSK: $B_{BPSK\ PAL} = 216$ Mz; analogová modulace VSB: $B_{PAL} = 8$ MHz

při digitální modulaci BPSK (1 bit/s/Hz) vyžaduje TV signál PAL $216/8 = 27$ krát širší pásmo!

při digitální modulaci 16QAM (4 bit/s/Hz) a kodeku ETS 300...216/34 vyžaduje digitální TV

signál pásmo $B_{16QAM} = 216/(4 \cdot 216/34) \approx 8,5$ MHz, téměř stejné s analog. pásmem $B_{PAL} = 8$ MHz

při modulaci 64QAM (6bit/s/Hz) je $B_{64QAM} = 216/(6 \cdot 216/34) \approx 5,7$ MHz .

Závěry: V módu 64QAM/ETS 300 vzniká již digitální dividenda DD, neboť digitální pásmo je rovno pouze $5,7/8 = 71\%$ pásma analogového! Aplikací nových efektivnějších videokodeků a modulací ještě vyšších řádů se digitální dividendu ještě podstatně zvýší.

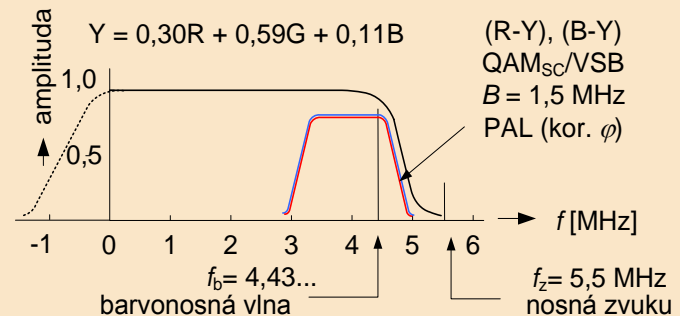
pouze signály
(R-Y) a (B-Y)



kompletní signál
Y + (R-Y) + (B-Y)



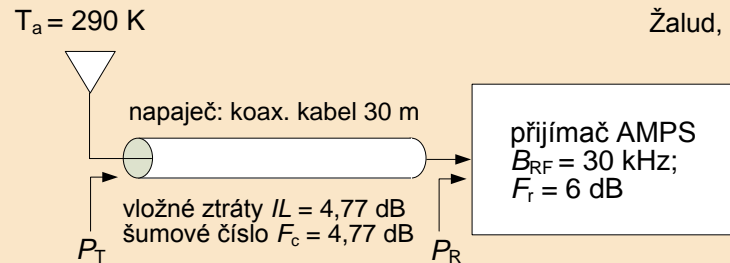
Modulační pásma jasového signálu Y a chrominančních signálů (R-Y) a (B-Y) v soustavě barevné televize PAL



Šumové číslo přijímače základnové stanice v homogenní buňkové síti

Příklad 7: Přijímač základnové stanice analogové buňkové sítě AMPS (US) má šířku pásma $B_{RF} = 30$ kHz, šumové číslo jeho předdetekčního dílu F_r [dB] = 6 dB. Prostřednictvím napaječe, tvořeného koaxiálním kabelem o délce 30 metrů a vložitelných ztrátách $IL_0 = 10$ dB/100 m, je tento přijímač spojen s přijímací anténou o efektivní teplotě $T_a = 290$ K. Vypočítejte celkové šumové číslo F_{tot} systému (kaskády) napaječ – přijímač.

Přijímač základnové stanice BS buňkového standardu AMPS (US), se ztrátovým koaxiálním napaječem o délce 30 metrů



Žalud, V.: Moderní radioelektronika. BEN, Praha 2000.

- vložitelné ztráty napaječe: $IL = 4,77$ dB
- šum. číslo napaječe: F_c [dB] = 4,77 dB
- šumové číslo přijímače: F_r [dB] = 6 dB
- šumový činitel přijímače: $F_r = 3,98$
- šumový činitel systému: $F_{tot} = 12,03$

Řešení: Při vložitelných ztrátách $IL_0 = 10$ dB/100 m, je odpovídající činitel vložitelného útlumu $A_0 = 10^{IL_0/10} = 10^{10/10} = 10/100$ m. Činitel útlumu kabelu o délce 30 metrů je $A_c = 10 \cdot (30/100) = 3,0$ a tedy jeho vložitelné ztráty $IL_c = 10 \log 3,0 = 4,77$ dB a výkonový přenos $G_c = 1/A_c = 1/3,0 = 0,33$. U pasívních dvojbranů se jejich šumový činitel F rovná činiteli vložitelného útlumu IL . V daném případě je šumový činitel daného kabelu $F_c = A_c = 3,0$ a šumové číslo F_c [dB] = $10 \log F_c = 4,77$ dB. Šumovému číslu přijímače F_r [dB] = 6 dB odpovídá šumový činitel $F_r = 10^{6/10} = 3,98$. Celkový šumový činitel F_{tot} kaskády „napaječ – přijímač“ je určen Friisovým vztahem

$$F_{tot} = F_c + \frac{F_r - 1}{G_c} = 3,0 + \frac{3,98 - 1}{0,33} = 12,03 \quad \text{a tedy } F_r \text{ [dB]} = 10,8 \text{ dB}$$

Jak je patrné, šumový činitel celého systému $F_{tot} = 12,03$ je $(12,03/3,98) = 3,02$ krát větší, než šumový činitel samotného přijímače $F_r = 3,98$. Vlivem přítomnosti ztrátového napaječe se tudíž zhorší poměr SNR na výstupu přijímače, oproti hodnotě s bezztrátovým napaječem (tj. na výstupu antény), zhruba třikrát. Umístěním přijímače přímo u antény se tyto ztráty eliminují.

Prostorová přijímací diverzita SRD s kombinováním MRC

Příklad 8: Objasněte podstatu prostorové přijímací diverzity SRD s kombinováním na MRC

Řešení: Prostorová přijímací diverzita SRD (Space Receiver Diversity) užívá jedinou vysílací - a dvě nebo více antén přijímacích. Jejím speciálním případem je diverzita SRD s lineárním kombinováním MRC (Maximum Ratio Combining), která vede k maximálnímu poměru signálu ku šumu SNR na vstupu přijímače. Signály přijímané ve více větvích, s přenosy $h_i = a_i \exp(jq_i)$, se násobí váhovými koeficienty $w_i = a_i \exp(-jq_i)$. Tím se jejich amplitudy umocní a fáze se převedou na stejnou hodnotu 0° a poté koherentně sčítají. Naproti tomu šумы dílčích antén se sčítají nekoherentně tj. s náhodnou fází. Díky tomu potom vykazuje výsledný signál poměr SNR, který je součtem poměrů SNR každé větve a tedy roste lineárně s počtem větví M ; Toto navýšení se označuje jako **zisk pole AG** (Array Gain), nebo **výkonový zisk PG** (Power Gain). Každé zdvojnásobení počtu antén M tedy vede ke zvětšení zisku pole o 3 dB. Připomeňme, že uvedený algoritmus SRD je shodný s algoritmem tzv. přizpůsobeného filtru, užívaného k filtraci signálu v nízkošumových přijímačích.

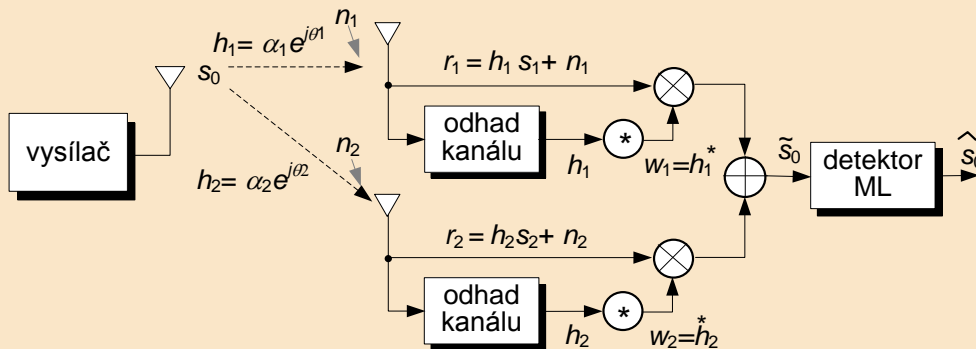
Pokud je uvažovaný kompozitní kanál postihován únikem a dílčí trasy jsou vzájemně nekorelované, potom je málo pravděpodobné, že by ve všech těchto trasách nastával současně hluboký pokles úrovně signálu. Pro slabou korelaci ovšem musí mít dílčí přijímací antény od sebe dostatečnou vzdálenost, řádu alespoň $\lambda/2$ nebo více, a v rádiovém kanálu musí vznikat mnohocestné šíření. Výsledný signál MRC bude potom poskytovat nejen zisk pole AG, ale navíc i **prostorový diverzitní zisk SDG** (Space Diversity Gain), projevující se právě v potlačení úniků a tím i ve snížení chybovosti BER. Diverzitní zisk SDG je určen jako pokles poměru SNR u daného diverzitního systému vůči systému bez diverzity, při zajištění stejné bitové chybovosti BER. Diverzita MRC je vhodná zejména pro úzkopásmové rádiové kanály, v nichž jsou přenášeny signály postihovány pouze frekvenčně plochými úniky a doprovázeny bílým šumem AWGN.

Prostorová přijímací diverzita SRD / MRC (pokračování)

Nástin početního odvození: Přednosti systému s přijímací diverzitou SRC vyplývají ze skutečnosti, že přijímaná signální napětí jsou plně korelovaná, kdežto šumová napětí jsou zcela nekorelovaná. Přitom plně korelovaná napětí se sčítají lineárně a zcela nekorelovaná napětí se sčítají kvadraticky.

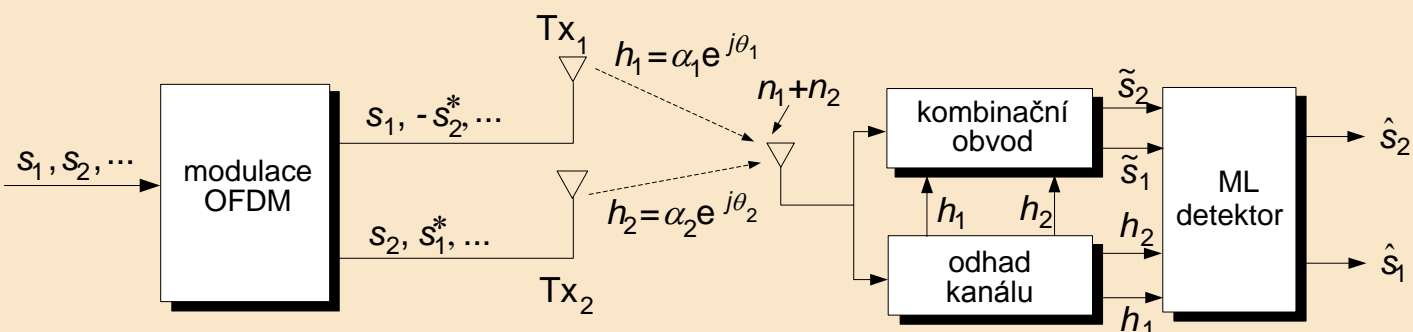
- výkon P_{ncor} nekorel. šumových napětí u_1, u_2 je roven součtu jejich výkonů, tj. na zátěži $R = 1\Omega$ je $P_{ncor} = (u_1)^2 + (u_2)^2$; tedy například pro $u_1 = 2V$ a $u_2 = 2V$ je..... $P_{ncor} = 2^2 + 2^2 = 8 W$
- výkon P_{cor} plně korelovaných napětí u_1, u_2 je roven výkonu jejich součtu, tj. na zátěži $R = 1\Omega$ $P_{cor} = (u_1 + u_2)^2$, tedy opět pro napětí $u_1 = 2V$ a $u_2 = 2V$ je..... $P_{cor} = (2 + 2)^2 = 16 W$
- Zlepšení poměru signálu k šumu $16/8 = 2$

U přijímací diverzity 1x2 SIMO/MRC se sčítají dvě plně korelovaná signální napětí a dvě zcela nekorelovaná šumová napětí. U výsledného kombinovaného signálu potom je poměr k signálu k šumu dvojnásobný tj. o 3 dB vyšší, než je u každé z obou vstupních složek (u signálu SISO).



system SRD je zvlášť výhodný při špatných poměrech SNR, kdy úměrně se zvětšením SNR se zvýší též kapacita kanálu SIMO vůči SISO. Při dostatečném odstupu přijímacích antén ($> \lambda/2$) a tedy nekorelovaných přijímacích trasách, systém SRD také může potlačovat úniky

Alamoutiho prostorově časová vysílací diverzita STTD

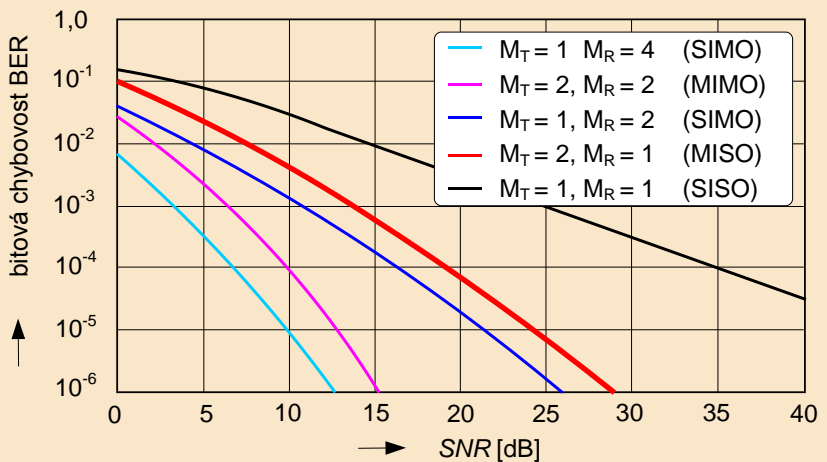


Alamouti: A Simple Transmit...
IEEE JSAC, No. 8, Oct. 1998

$$\tilde{s}_1 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*$$

$$\tilde{s}_2 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 + h_1 n_2^* + h_2^* n_1$$

obecné kódovací schéma
 $s_n, s_{n+1} \Leftrightarrow -s_{n+1}^*, s_n^*$



The first code that defined the space-time block category was discovered by **Siavash Alamouti** and is known famously as the Alamouti Code. This seemingly simple idea is considered one of the most significant advances in MIMO. In fact it was this code that basically set the whole block and trellis coding for MIMO in motion

U Alamoutiho schématu prostorově časové vysílací diversity STTD (Space-Time Transmit Diversity), jsou modulační symboly mapovány v prostorové a navíc v časové doméně. Z jedné antény se vysílají vstupní datové symboly $s_1 - s_2^*$, ... U druhé antény se vysílají zakódované symboly s_2, s_1^* , ... V kombinačním obvodu přijímače se za pomoci odhadnutých odezev obou diverzitních cest h_1, h_2 získávají odhady vysílaných signálů \tilde{s}_1, \tilde{s}_2 , které se v ML detektoru převedou na odhady \hat{s}_1, \hat{s}_2 maximálně pravděpodobné vysílaným signálům s_1, s_2 .

Energetická bilance kanálu digitální televize DVB-T

Příklad 9: Systém pozemní digitální televize (DVB-T) přenáší digitalizovaný televizní signál o čisté bitové rychlosti $R_{b0} = 3$ Mbit/s (standardní kvalita SDTV), se zaručenou bitovou chybovostí $BER \leq 10^{-6}$. Tento signál je kódován ochranným kódem o kódovém poměru (rychlosti) $r = 3/4$ a dále přenášen modulací QPSK, resp. 16QAM, resp. 64QAM. S využitím grafu (viz níže) určete pro tyto tři případy potřebné hodnoty poměrů E_b/N_0 a hodnoty signálních výkonů P . Stanovte také příslušné šířky rádiového pásma B_{RF} . Přitom uvažujte přenos v ideálním kanálu AWGN, v němž spektrální hustota šumu, zjištěná měřením, má hodnotu $N_0 = 10^{-9}$ W/Hz⁻¹.

Řešení:

Z grafu se zjistí, že pro chybovost $BER = 10^{-6}$ a při aplikaci modulace QPSK, musí mít potřebný poměr energie na jeden bit E_b , ku výkonové spektrální hustotě šumu N_0 , hodnotu $E_b/N_0 = 10,6$ tj. 10,25 dB. Při spektrální hustotě šumu $N_0 = 10^{-9}$ je $E_b = 10,6 \cdot 10^{-9}$ a při hrubé bitové rychlosti $R_b = r \cdot R_{b0} = (3/4) \cdot 3 = 4$ Mbit/s, je odpovídající výkon signálu

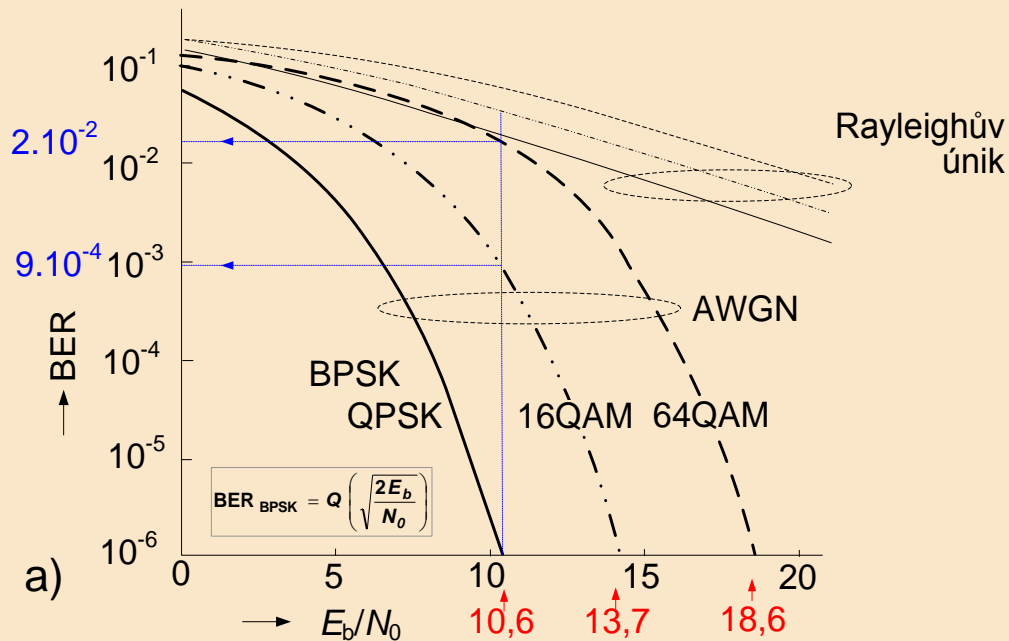
$$P = E_b \cdot R_b = 10,6 \cdot 10^{-9} \cdot 4 \cdot 10^6 = 42,4 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 42,4 \text{ mW, tj. } 16,27 \text{ dBm.}$$

Podobně se zjistí poměry E_b/N_0 a tomu odpovídající výkony P i pro modulace 16QAM a 64QAM. Výsledky těchto výpočtů jsou shrnuty v tabulce.

Potřebná šířka rádiového pásma B_{RF} se určí jako podíl hrubé bitové rychlosti $R_b = 4$ Mbit/s a spektrální účinnosti SE daného typu modulace, vyjádřené v jednotkách [bit/s/Hz]. Modulace QPSK má spektrální účinnost $SE = 2$ bit/s/Hz, takže potřebná šířka RF pásma $B_{RF} = 4 \cdot 10^6 / 2 = 10^6$ Hz, tj. $B_{RF} = 2$ MHz. Podobně se určí šířky pásma i pro modulaci 16QAM ($SE = 4$ bit/s/Hz) a pro modulaci 64QAM ($SE = 6$ bit/s/Hz). Výsledky těchto výpočtů jsou uvedeny též v tabulce.

Při konstantní hrubé bitové rychlosti $R_b = 4$ Mbit/s se s rostoucím řádem digitální modulace MQAM zvětšuje potřebný poměr E_b/N_0 a tím i potřebný výkon P modulovaného signálu, přicházejícího na vstup demodulátoru přijímače. Naproti tomu šířka pásma B_{RF} se s rostoucím řádem modulace MQAM zmenšuje, a to úměrně rostoucí spektrální účinnosti SE příslušných modulačních formátů. Tento uvolněný „bílý prostor“ (white space) se označuje jako televizní digitální dividenda (DD).

Energetická bilance kanálu digitální televize DVB-T



Modulace	QPSK	16QAM	64QAM
E_b/N_0	10,6	13,7	18,6
P [mW]	42,4	54,8	74,4
P [dBm]	16,27	17,39	18,71
B_{RF} [MHz]	2,0	1,0	0,66

b)

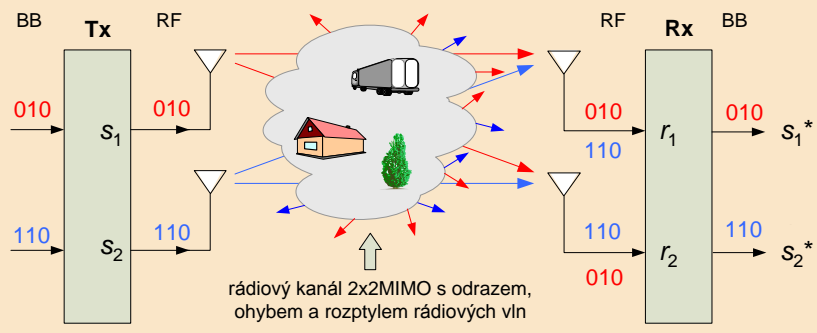
a) Závislost chybovosti BER na poměru E_b/N_0 pro několik variant digitálních modulací, provozovaných jednak v ideálním rádiovém kanálu AWGN, jednak v reálném kanálu s Rayleighovým únikem; b) zjištěné hodnoty výkonu P a šířky pásma B_{RF} tv signálu, pro tři varianty digitálních modulací

Pokud by se v systému s kanálem AWGN udržoval trvale poměr $E_b/N_0 = 10,6$ tj. výkon 42,4 mW, potom by se při přechodu na modulace vyšších řádů zvětšovala chybovost, a to takto (postup po modrých čarách na obr. 6a):

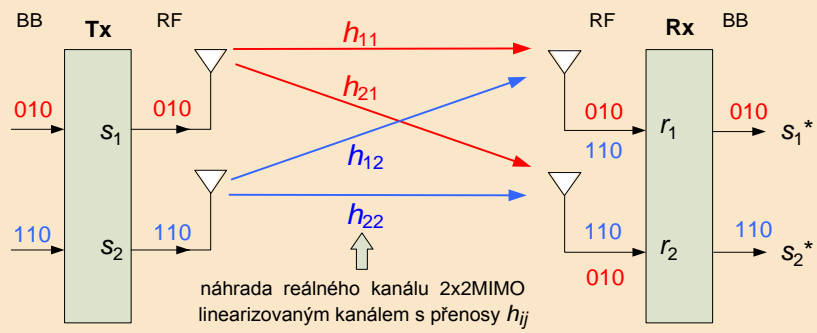
$$\text{QPSK} \rightarrow \text{BER} = 10^{-6}; \quad \text{16QAM} \rightarrow \text{BER} = 9 \cdot 10^{-4}; \quad \text{64QAM} \rightarrow \text{BER} = 2 \cdot 10^{-2}$$

Zvětšování chybovosti by však bylo možné kompenzovat např. zavedením ochranného kanálového kódování. Toto opatření by se projevilo zobrazeném grafu zvětšením strmosti křivek $\text{BER} = f(E_b/N_0)$. Následkem toho je potom možné, aby se i při poměru $E_b/N_0 = 10,6$ přiblížila chybovost při aplikaci modulací 16QAM, resp. 64QAM k požadované hodnotě $\text{BER} = 10^{-6}$.

Rádiový kanál MIMO s výrazným mnohacestným šířením (multipath rich, scattering rich)



$$C_{\text{MIMO}} \propto \min(M_T; M_R)$$



Přijímané symboly r_1, r_2 lze vyjádřit jako lineární kombinaci vysílaných symbolů s_1, s_2 , a to formě dvou lineárních rovnic:

$$\begin{aligned} r_1 &= s_1 h_{11} + s_2 h_{12} \\ r_2 &= s_1 h_{21} + s_2 h_{22} \end{aligned}$$

Jsou-li obě rovnice vzájemně nezávislé, a jsou-li známé přenosové koeficienty kanálu h_{ij} ($i, j = 1, 2$), je potom možné při známých přijímaných symbolech r_1, r_2 z těchto rovnic určit odhady s_1^*, s_2^* neznámých vysílaných symbolů s_1, s_2 :

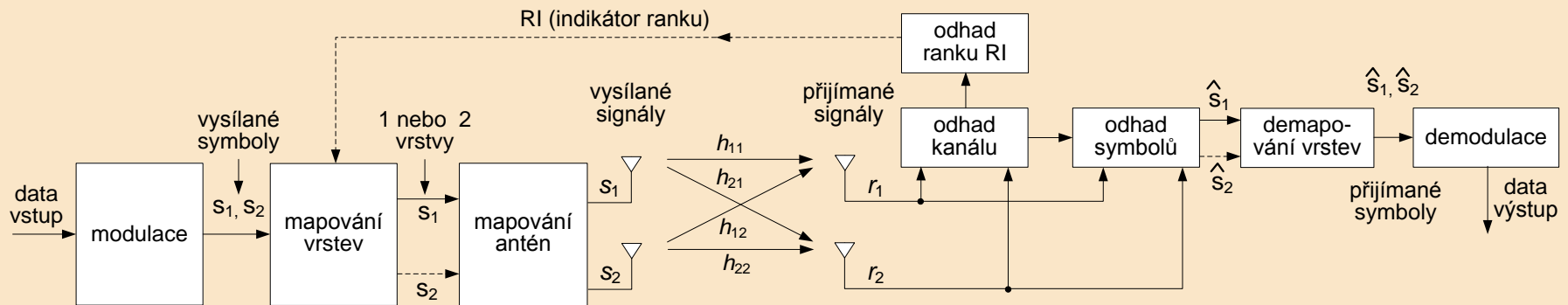
$$\hat{s}_1 = \frac{\hat{h}_{22} r_1 - \hat{h}_{12} r_2}{\hat{h}_{11} \hat{h}_{22} - \hat{h}_{21} \hat{h}_{12}} \quad \hat{s}_2 = \frac{\hat{h}_{11} r_2 - \hat{h}_{21} r_1}{\hat{h}_{11} \hat{h}_{22} - \hat{h}_{21} \hat{h}_{12}}$$

Předchozí úvahy se snadno zobecní pro systém s N vysílacími a M přijímacími anténami. Při M přijímacích anténách lze zapsat přijímané signály ve tvaru M rovnic, z nichž je možné nalézt nejvýše právě M neznámých vysílaných signálů (a to i tehdy, kdy $N > M$). V maticovém zápisu lze psát

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_M \end{bmatrix}$$

Vlivem výrazného mnohacestného šíření, vznikajícího následkem odrazu, ohybu a rozptylu, může signál vysílaný z libovolné vysílací antény přicházet na libovolnou přijímací anténu. V dekodéru přijímače se potom z těchto mixovaných složek získávají původní „čisté“ datové signály vysílané dílčími vysílacími anténami. Podmínkou úspěšného dekódování je co nejslabší korelace mezi dílčími kanály mezi každou vysílací a každou přijímací anténou. K dekó **$C_{\text{MIMO}} = \min(M_T; M_R) C_{\text{SISO}}$** át kanálové koeficienty (přenosy) h_{ij} všech uvedených dílčích cest; ty se získávají s využitím pomocných referenčních (tréninových) sekvencí, specifických pro každou vysílací anténu a vkládaných periodicky - a dostatečně často (v intervalech kratších, než je doba koherence T_{coh} daného kanálu) - mezi vysílaná uživatelská data.

System 2x2 MIMO prostorového multiplexu s otevřenou smyčkou OL



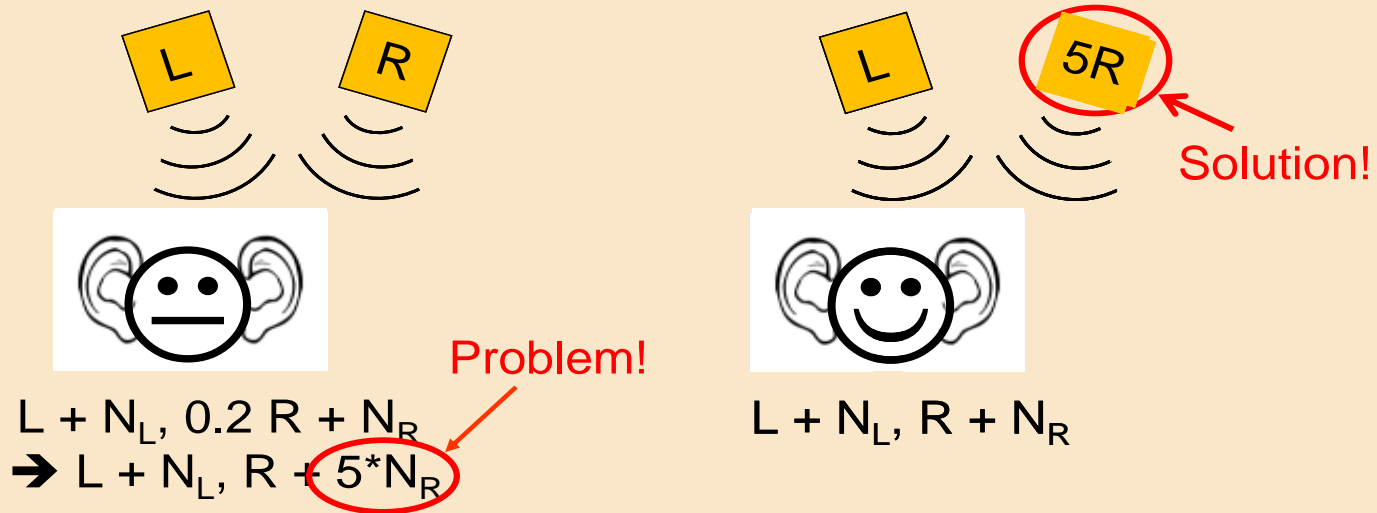
Uvedený základní systém je jednoduchý, avšak občas u něho vznikají určité problémy. Tak např. při určitých konkrétních hodnotách kanálových koeficientů h_{ij} se může jmenovatel relací (2) rovnat nule, takže z nich nelze stanovit hledané odhady vysílaných symbolů s_1, s_2 . Podobné potíže se objevují také při malých poměrech SINR přijímaných signálů a rovněž při znatelněji korelovaných dílčích trasách šíření. Aby se předešlo těmto problémům, může se místo principiálního zapojení použít jeho zdokonalená adaptivní verze zobrazená výše a označovaná jako systém 2x2 MIMO prostorového multiplexu s otevřenou smyčkou (2x2 MIMO open loop spatial multiplexing system), která je např. implementována v systému LTE. Zde jsou v bloku odhadu ranku MIMO nepřetržitě analyzovány odhady kanálových koeficientů h_{ij} a z nich je odvozován indikátor ranku RI (Rank Indication), indikující počet symbolů, které lze úspěšně přijímat. Ten má při spolehlivém odhadu koeficientů h_{ij} hodnotu $RI = 2$, která se předá pomocným zpětným kanálem do bloku mapování vrstev vysílače. Tato hodnota dává uvedenému bloku povel, aby odeslal během doby $2T_s$ dva různé symboly s_1, s_2 , což odpovídá výše popsanému regulárnímu multiplexnímu režimu. Při nespolehlivém odhadu koeficientů h_{ij} má indikátor ranku hodnotu $RI = 1$, která dává bloku mapování vrstev v přijímači povel, aby odeslal během doby $2T_s$ dva stejné symboly s_1, s_1 , což odpovídá klasickému diverzifikačnímu režimu. V tomto případě se kapacita systému (vůči SISO) nezvětší, avšak přenosem dvou stejných symbolů po různých trasách se zvýší robustnost přenosu.

Systemy MIMO s předkódováním

Intuitive understanding MIMO precoding

- The receiver could just amplify the right channel but in presence of noise the corrected signal would degrade:
- Precoding the transmission as L, 5R optimizes signal recovery

Rumney (nový): str,
73 If the
matrix...allow
HOM... or
preequalization...



Jestliže má vysílač k dispozici informace o stavu kanálu CSIT (znalost kanálové matice H), potom je možné v něm realizovat předkódování vysílaných signálů, a to jedním ze dvou následujících způsobů:

- využít případné asymetrie v přenosech obou kanálů k aplikaci modulace vyššího řádu (HOM) v lepším kanálu
- posílit vysílací výkon v horším kanálu, tj. výkonově vyrovnat (ekvalizovat) přenos v obou kanálech (viz obr.)

[1] Rumney, M.: LTE and the Evol. to 4G. J. Wiley&Sons, 2013, Agilent Technology

[1] MIMO MIA! ...or the different faces of MIMO! Agilent Tech, 2005

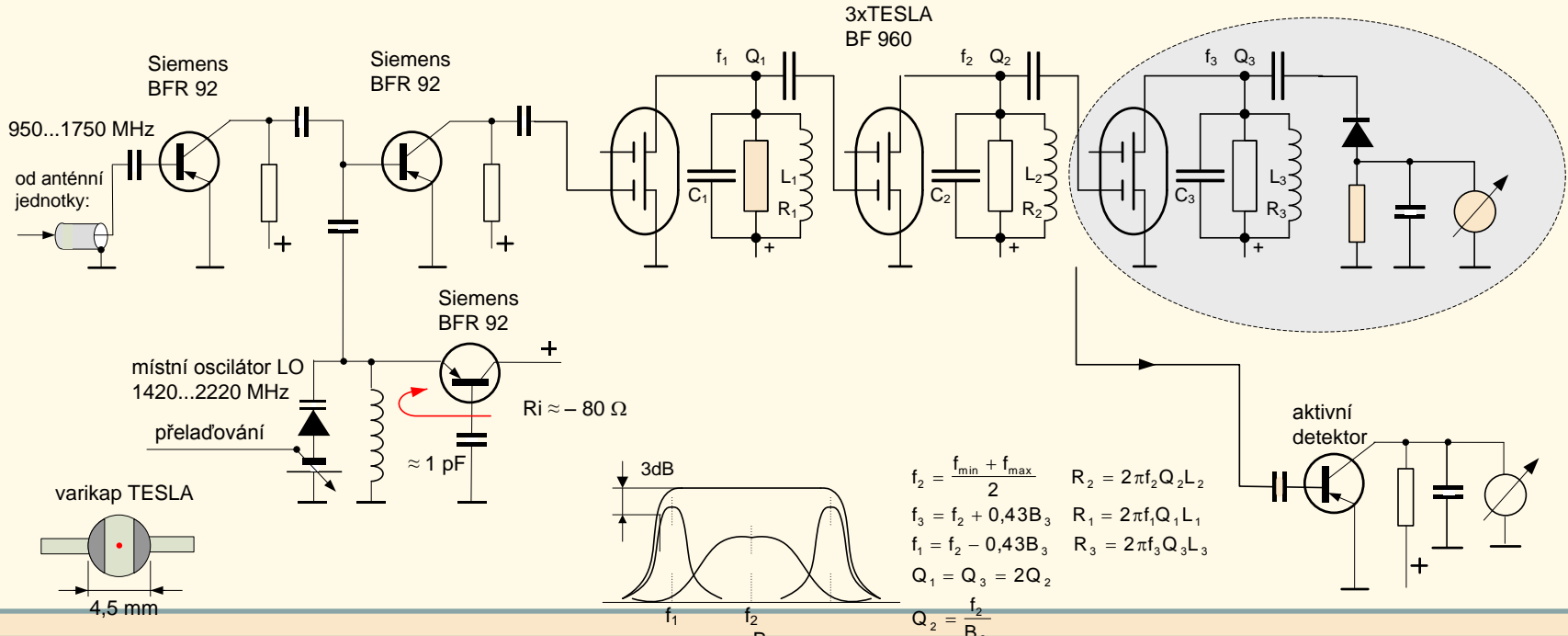
Selektivní mikrovoltmetr pro pásmo 950 až 1750 MHz

vnitřní jednotka přijímače družicové televize systém DBS; $f_{RF} = 11,7 \dots 12,5$ GHz

aperiodický RF zesilovač
950...1750 MHz (IF1)

aditivní směšovač
IF2 = 470 MHz

širokopásmový mezifrekvenční zesilovač (IF2)
 $f_{IF2} = 470$ MHz; $B_{IF2} \approx 10$ MHz (27 MHz)



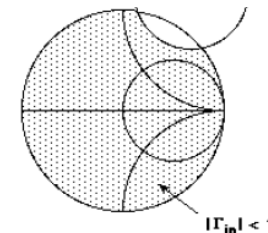
In a two-port network, oscillations are possible if the magnitude of either the input or output reflection coefficient is greater than unity, which is equivalent to presenting a negative resistance at the port. This instability is characterized by

$|\Gamma_{in}| > 1$ or $|\Gamma_{out}| > 1$, which for a unilateral device implies $|S_{11}| > 1$ or $|S_{22}| > 1$.

Thus the requirements for stability are

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \text{ and}$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \right| < 1$$



$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 - |S_{12}S_{21}|} > 1;$$

Kurz katedry radioelektroniky FEL ČVUT

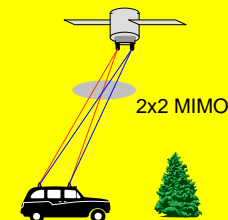


Katedra radioelektroniky Elektrotechnické fakulty ČVUT v Praze

V minulých měsících uspořádala Katedra radioelektroniky Fakulty Elektrotechnické ČVUT v Praze několik běhů dvoudenního kurzu

Rádiové komunikační systémy páté generace (5G)

From electrons via waves to cloud!



Systémy 5G představují ve vývoji mobilní komunikace revoluční vývojový stupeň, který přinese uživatelům - díky novým technologiím - výrazné zdokonalení dosavadních personálních služeb a rozšíření jejich sortimentu a navíc zavede služby zcela nové, z oblasti velmi rychlého internetu, internetu věcí IoT a pohotového internetu, cloudových technologií apod. O uvedené problematiku projevuje zájem stále velký počet odborníků, a proto pořádací organizace uskuteční v budově Elektrotechnické fakulty ČVUT v Praze - Dejvicích opakování celé akce, a to v termínu:

19. – 20. listopad 2015
jiný dohodnutý termín

Šťěstí přeje připraveným!

Opakované běhy kurzu mají následující osnovu:

- mezinárodní projekty 5G: Forum 5G, 5GPPP; EU projekty METIS, 5GNow...; ostatní projekty: USA, Čína, Japonsko a Jižní Korea
- architektura 5G: heterogenní síť HetNet, síť Cloud RAN a multi-RAT; síť extrémně husté (UDN), s vlastní organizací a opravou (SON/SHN)
- cloud computing (CC) a mobilní cloud computing (MCC); využití CC/MCC v technologii a managementu systému 5G
- softwarově definované síť (SDN) a virtualizace síťových funkcí (NFV); rádiový přístup RAN jako služba (RANaaS: RAN as a Service)
- techniky více antén v 5G: prostorová diverzita (SD), multiplex (SM), formování svazků (BF), SU/MU-MIMO, satelitní MIMO; LOS-MIMO
- technologie milimetrových vln (mmW) v 5G: útlum mmW a formování svazků BF; aplikace mmW v backhaul a ve fronthaul sítích
- kooperativní techniky v systémech 5G: fixní a mobilní relaying, distribuované antény DAS a koordinace Tx/Rx (CoMP: Coordinated Multipoint)
- radiokomunikace M2M (MTC) a její varianty (V2V, V2I...); Internet věcí /IoT); radiokomunikace v přímém módu D2D
- softwarově definované radio SDR a kognitivní radio CR v systémech 5G; současná optimalizace účinnosti SE a EE v systému 5G
- plný duplex IBFD (in-band full duplex); technika IBFD ve vrstvě PHY (technika SIC) a vrstvě MAC; aplikace IBFD v systémech D2D a CR
- „zelené“ přenosové technologie (GTT) a „zelený“ management v sítích 5G; optimalizace energetické a spektrální účinnosti
- aplikace systémů 5G: Internet věcí IoT a tactile Internet, multimédia MBMS, aplikace v průmyslu, v dopravě, v medicíně, ve vzdělávání...

V porovnání s předchozími běhy bude zdůrazněna problematika mobilního cloud computingu, virtualizace a softwarových technik v síti 5G, zvýšená pozornost bude věnována technologii milimetrových vln v pozemním i družicovém sektoru systému 5G. Podrobněji se budou probírat také perspektivní aplikace systému 5G v oblasti ekologie, dopravy, zdravotní péče, e-learningu ap.

Podrobnější informace o kurzu jsou uvedeny na adrese: <http://mmtg.fel.cvut.cz/pgs-radiokomunikace/>