

Infokomm képletek

//Norbi

2009. január 9.

Ezt a képletgyűjteményt egy halandó hallgató írta, akinek még Szuper Tehén Ereje sincs. Ennek megfelelően kezeld! *Semmilyen garanciát nem vállalok.*

Első gyak

SNR

$$SNR = \frac{3}{c^2} \cdot \frac{f_s}{2B} \cdot 2^{2n}$$

ahol c a jel csúcstényezője (szinuszos jel esetén $c^2 = 2$, f_s a mintavételezési frekvencia, B a jel sávszélessége, és n a bitmélység.

Spektrális sűrűségfüggvény

$$s_0 = \frac{P_{jel}}{2B_{össz}}$$

ahol P_{jel} a jel összteljesítménye és $B_{össz}$ a „sávszélessége”, ott, ahol vannak összetevői a spektrumban (tehát ha a jel $6kHz$ és $8kHz$ között tartalmaz komponenseket, másol nem, akkor $B_{össz} = 2kHz$).

Harmadik gyak

Távvezeték paraméterei

Hullámellenállás :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + i2\pi fL}{G + j2\pi fC}}$$

Terjedési együttható:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j2\pi fL)(G + j2\pi fC)} \approx \frac{1}{2} \frac{R}{Z_0} + \frac{1}{2} GZ_0 + j2\pi f\sqrt{LC},$$

ahol α a csillapítás tényező, β a fázistényező.

Átviteli függvény:

$$H(f) = e^{-\gamma(f) \cdot l},$$

ahol l a vezeték hossza.

Szakaszcsillapítás:

$$a_{sz} = 10 \lg(P_{be}/P_{ki}) = \alpha^{dB} \cdot l = \alpha \cdot 20 \cdot \lg(e) \cdot l$$

Optikai kábel

Módusdiszperzió

Akkor van, ha az optikai szál magátmérője 5μ -nál nagyobb. Ezt a tulajdonságot D_m jellemzi így:

$$w_m = D_m \sqrt{l},$$

ahol w_m az impulzusok kiszélesedése valamilyen idő dimenzióban. Mértékegysége ennek megfelelően ns/ $\sqrt{\text{km}}$.

Kromatikus diszperzió

A LED vagy Lézerdióda nem tökéletesen monokromatikus. Az eltérő hullámhosszúságú fény eltérő sebességgel terjed a szálban így:

$$w_c = D_c \cdot \Delta\lambda \cdot l,$$

ahol w_c az impulzusok kiszélesedése valamilyen idő dimenzióban, szátra jellemző kromatikus diszperziós állandó, $\Delta\lambda$ a tartomány szélessége, amiben a forrás sugároz, és l az optikai szál hossza.

Diszperziók eredője

A diszperziók hatása egymástól függetlenül érvényesül, ezért

$$w = \sqrt{w_m^2 + w_c^2}.$$

Az optikai sávszélesség

$$B_{opt} = \frac{0,44}{w}$$

képlettel számolható.

Rádiós összeköttetések

Irányítottság

Az izotróp antenna a tér minden irányába egyenletes sűrűséggel sugározza a betáplált P_{be} teljesítményt, így a teljesítménysűrűség tőle r távolságban

$$S_0 = \frac{P_{be}}{4\pi r^2}.$$

A valódi antennák egy irányba az un. *főirányba* nagyobb, S_{max} teljesítménysűrűséget produkálnak. Ebből számítható az antenna nyeresége

$$G_T = \frac{S_{max}}{S_0}.$$

A parabolaantenna hatásos felülete megegyezik az alapkörének területével, ha a hullámhossz az átmérőjének sokszorososa. Feltételezve, hogy α nyílásszögű kúpban sugároz, a teljesítménysűrűség

$$S = \frac{P_{be}}{\pi r^2 \sin^2 \alpha} \cong \frac{P_{be}}{\pi r^2 \alpha}$$

A vevőantenna vett teljesítménye $P_R = S \cdot A_h$, ahol A_h az antenna hatásos felülete. Az antenna nyeresége függ a hullámhossztól, így:

$$G_R = \frac{4\pi \cdot A_h}{\lambda^2}.$$

Szabadtéri terjedés

Szakaszcsillapítás:

$$a_{sz} = 10 \lg \left(\frac{P_{be}}{P_R} \right) = 20 \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) - G_T^{dB} - G_R^{dB}.$$

Kétutas terjedés

Teljes reflexió

Erre lényegében egy képlet van, ami nagyon barátunk:

$$|E_R| = 2|E_0| \cdot \left| \sin \left(\pi \frac{2h_T h_R}{r \cdot \lambda} \right) \right|.$$

Itt h_T az adó, h_R a vevő magassága, r a távolság és λ a hullámhossz.

Nem teljes reflexió

Az előző pontban a föld-levegő reflexiós tényező $\Gamma_f = -1$ volt. Ha nem ennyi, akkor a vett térerősség:

$$E_R = E_0 + \Gamma_f \cdot E_0 e^{-j2\pi f \Delta / \lambda} = E_0 \cdot (1 + \Gamma_f \cdot E_0 e^{-j2\pi f \Delta / \lambda}),$$

ahol $\Delta = 2h_R h_T / r$.

Amplitúdómoduláció

AM-DSB

Kétoldalsávós amplitúdómoduláció időfüggvénye

$$s(t) = (U + x(t)) \cdot \cos(2\pi ft + \phi),$$

ahol $x(t)$ a moduláló jel, U egy „jókora egyenszint” - akkora, hogy a zárójel tartalma soha se lehessen negatív, f a vivőfrekvencia ϕ a kezdőfázis.

Ennek a spektruma az eredeti jel spektruma mindkét irányban eltólva f el, és f , $-f$ frekvenciákon egy csúcs.

Modulációs mélység

$$m = \frac{\max |x(t)|}{U} = \frac{X}{U},$$

ami ha egynél kisebb, akkor a jel csúcsegyenirányítóval demodulálható. Ha c a moduláló jel csúcstényezője, akkor

$$\frac{\text{hasznos}}{\text{összes}} = \frac{P_{jel}}{U^2 + P_{jel}} = \frac{X^2/c^2}{U^2 + X^2/c^2} = \frac{X^2}{U^2 \cdot c^2 + X^2} = \frac{X^2/U^2}{c^2 + X^2/U^2} = \frac{m^2}{c^2 + m^2}.$$

AM-DSB/SC

Olyan, mint az előző, csak nincs U . Az időfüggvény ennek megfelelően

$$s(t) = x(t) \cdot \sin(2\pi ft + \phi).$$

Spektruma is olyan, mint az előbb, csak nincs f , $-f$ frekvenciákon csúcs.

AM-SSB/SC

Az egyik oldalsávot elnyomjuk. Lehet beszélni USB (upper side band) és LSB (lower side band) esetekről, természetesen a nevét arról az oldalról kapja, amelyik megmaradt. Időfüggvényről nehéz beszélni. Ha f_0 frekvenciájú szinusz a moduláló jel, és f a vivő, akkor az időfüggvény $\sin(2\pi \cdot (f_0 + f) \cdot t)$. Viszont ha a bemenet mondjuk háromszögjel, az egyes komponensekhez akkor is csak hozzáadódik f , így a kimenetnek a lehető legkevésbé sem lesz háromszög alakja.

Szögmoduláció

Időfüggvény:

$$s(t) = U \cdot \cos(2\pi ft + m(t) + \phi),$$

ahol $m(t)$ a moduláló jel. A szögmodulált jel frekvenciája időben változó, pillanatnyi értéke

$$f_p = F + \frac{1}{2\pi} m'(t).$$

Ha a modulációs tartalom és a moduláló jel között egyszerű arányosság a kapcsolat, akkor fázismodulációról beszélünk. Frekvenciamoduláció, ha a modulációs tartalom deriváltja arányos a moduláló jellel. A moduláció mélységét a fázislöklet $\Phi_D = \max|m(t)|$ és a frekvencialöklet $f_D = \frac{1}{2\pi} \max|m'(t)|$ jellemzi.

Sáv szélesség

Ha a fázislöklet kicsi ($\Phi_D \lesssim 0.1$), akkor a szögmodulált jel sáv szélessége $2B$ (B az eredeti jel sáv szélessége). Ha nagy, akkor kétféle becslés van:

$$B_v \cong 2B \cdot (1 + \Phi_D)$$

és

$$B_v \cong 2 \cdot (B + f_D).$$

Digitális modulációs eljárások

FSK - Frequency Shift Keying

A modulált jel állandó amplitúdójú, frekvenciája f_0 vagy f_1 attól függően, hogy az adott bit 0 vagy 1. Lehet beszélni vivőfrekvenciáról $F = (f_0 + f_1)/2$ és frekvencialöketről $f_d = |f_0 - f_1|/2$. Az ideális demodulátor számára nem jelent előnyt, ha a frekvencialöklet nagyobb, mint a jelzési sebesség negyede tehát $f_d > 1/(4T)$. Ha $f_d = 1/4T$ akkor beszélünk MSK - Minimal Shift Keyingről.

ASK - Amplitude Shift Keying

Az amplitúdót piszkáljuk, a frekvencia változatlan.

OOK - On Off Keying

Az amplitúdók 0 vagy 2 értékűek lehetnek. Pl. optikai kábelen pont ilyen ...

BPSK - Binary Phase Shift Keying

Az amplitúdó -1 vagy 1 lehet. A jel fázisa az időrések határain vagy folytonosan változik, vagy 180 fokot ugrik.

Tömegkiszolgálás elmélet

Felajánlott forgalom

$$A = \lambda \cdot h,$$

ahol λ a hívásintenzitás, h az átlagos tartási idő (az idő dimenzióknak egyezni kell!). A felajánlott forgalom mértékegysége az *erlang*. Egy interface átlagos kihasználtsága

$$a = [1 - P_B] \cdot A/N,$$

ahol P_B a blokkolási valószínűség, és N a kiszolgálók száma. A hívások hossza exponenciális eloszlást követ. Az eloszlásnak van egy $\lambda_i = 1/h$ paramétere, nem összetévesztendő a fenti lambdával. Annak a valószínűsége, hogy egy hívás rövidebb x időnél:

$$F(x) = 1 - e^{-\lambda_i x} = 1 - e^{-\frac{x}{h}}.$$

Statisztikus multiplexelés

Van n darab forgalmunk. Jelölje az i . folyam csúcsebességét h_i , átlagos sebességét m_i . Legyen X_i az i . folyam pillanatnyi sebessége. Ezeket multiplexáljuk össze. A multiplex pillanatnyi sebessége:

$$X = \sum_{i=1}^n X_i,$$

az aggregált (multiplexelt) forgalom átlagsebessége pedig:

$$M = \sum_{i=1}^n m_i.$$

Ezt akartjuk átprézselni egy C sávszélességű csatornán. A kérdés az, hogy mekkora valószínűséggel haladja meg az aggregált forgalom pillanatnyi sebessége X a csatorna sávszélességét C , azaz $P(X > C) = ?$. A kérdésnek természetesen csak úgy van értelme, ha $M < C < \sum_{i=1}^n h_i$, azaz a sávszélesség nagyobb mint az átlagsebesség, de kisebb mint a multiplex maximális sebessége. A sebességtúlsordulásra az alábbi felső becslés adható:

$$P(X > C) \leq \exp\left(-\frac{2(C - M)^2}{\sum_{i=1}^n h_i^2}\right).$$

A kérdést fordítva is fel lehet tenni, mekkora C sávszélességet kell legalább biztosítanunk, hogy γ csomagvesztési arány ne haladjon meg egy előírt maximum értéket, azaz $P(X > C) < \gamma$. Némi matematikai rendezgetés után

$$C_{min}(\gamma) = M - \sqrt{\frac{-\ln(\gamma) \cdot \sum_{i=1}^n h_i^2}{2}}.$$