

Lako se pokazuje kakav je odnos između (N) i (dB), ako se isti nivo jednom izrazi preko dekadnog logaritma a drugi put preko prirodnog i izjednače se. Tada dobijamo:

$$1 \text{ N} = 8,686 \text{ dB, odnosno, } 1 \text{ dB} = 0,115 \text{ N} \quad 2.55$$

Ovde treba reći da se referentne vrednosti U_r , I_r i P_r vezuju za bilo kakvu impedansu, odnosno otpornost R na kojoj se posmatra U , I , P , dok se veličine P_o , I_o i U_o u slučaju apsolutnih nivoa strogo vezane za jedno određeno kolo i strogo određenu impedansu 600Ω . Na osnovu ovoga može se pokazati, na primer da će apsolutni nivo napona biti jednak apsolutnom nivou snage, samo ako je $Z = 600\Omega$, za svaku drugu impedansu imali bi:

$$n_p = n_u + 10 \log 600 / Z \quad 2.56$$

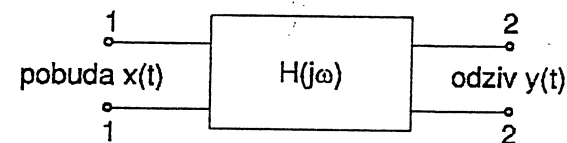
Potrebno je ovde naglasiti da se u nekim slučajevima ne koriste pomenute referentne vrednosti, već neke druge, kao na primer u televiziji, nivo napona u nekoj tački definiše se u odnosu na napon od 1V, pa se tada pojavljuje logaritamska jedinica dBV. Ili ako se radi o predajnicima većih snaga, nivo snage se izražava u odnosu na 1KW pa će jedinica biti dBKW itd. Vidimo da se javljaju razne, za pojedine oblasti, podesne referentne vrednosti.

Sve ove jedinice i pojmovi vezani su za signale sinusoidalnog oblika, međutim u većini slučajeva signali su slučajnog oblika a ipak im se mora znati srednja, efektivna ili maksimalna vrednost. Za ova merenja izrađeni su posebni instrumenti - Vumetri, koji mere efektivnu vrednost signala, tako da se ovde susrećemo sa jednim novim pojmom tj. volumenom i jedinicom kojom se on meri a koja se skraćeno piše Vu (Volumen unit). Ovi instrumenti našli su praktičnu primenu u radio difuznom prenosu, gde se pojačanje odgovarajućih pojačavača reguliše na osnovu očitavanja ovih instrumenata.

3. SISTEMI ZA PRENOS SIGNALA

Svrha analize signala bila je da se vremenska funkcija, koja opisuje signal predstavi u domenu učestanosti podesno izabranim parametrima. Osnovni motiv za sve ovo je proučavanje deformacija signala koje nastaju u njihovom prenosu telekomunikacionim sklopovima i sistemima. S obzirom na namenu telekomunikacionog sistema da se na njegovom izlazu dobije što verniji poslati signal, jasno je da ceo sistem gledano od početka do kraja treba da je linearan. Veliki broj sklopova telekomunikacionih sistema je po svom karakteru tj. linearna mreža sa konstantnim parametrima. U linearnim sistemima svi naponi i sve struje su linearno proporcionalne elektromotornim silama tj. ako na primer udvostručimo EMS, udvostručiće se i vrednosti napona i struja i obtnuto. Međutim, ovde treba naglasiti da neke funkcije koje se zahtevaju od pojedinih sklopova ne mogu se realizovati pomoću linearnih mreža. Takvi sklopovi su pojačavači, modulatori, demodulatori itd. u kojima se nalaze aktivni nelinearni elementi (elektronske cevi, tranzistori itd.). Ako se radi u režimu " malih signala " uvek se takav sklop može aproksimirati linearnim.

U opštem slučaju sistem za prenos se simbolično predstavlja kao što je to dato na sl.3.1



SL. 3.1 Simboličko predstavljanje sistema za prenos

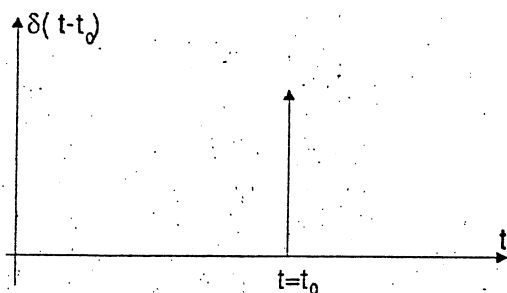
Na ulazu ovog sistema (ili sklopa) dovodi se pobuda $x(t)$, na izlazu se dobija odziv $y(t)$. Linearne mreže se konstantnim parametrima ili kako se još često zovu vremenski invarijantne mreže, se odlikuju time da se u njima ne generišu nove učestanosti, a to znači da se prolaskom signala kroz sistem može promeniti samo amplituda i fazni stav sinusnih komponenti.

3.1 TRANSFER FUNKCIJA

Funkcija $H(j\omega)$, kao kompleksna veličina, uvodi se u račun da bi se izrazio uticaj mreže na amplitudu i fazni stav prenošenog (na primar) - sinusoidalnog signala koji se dovodi kao pobuda. Ova funkcija se često

naziva funkcija prenosa ili transfer funkcija. Određivanje funkcije prenosa linearne mreže obično se izvodi uz pomoć pobudnog aperiodičnog signala u vidu delta funkcije. Na sl. 3.2 dat je grafik takve funkcije i kao što se vidi, teoretski, takav impuls ima beskonačnu amplitudu i beskonačno kratko vreme trajanja ali je površina ispod impulsa tj. integral, konačna vrličina, jednaka jedinici:

$$\delta(t - t_0) = \begin{cases} \infty & t = t_0 \\ 0 & t \neq t_0 \end{cases}; \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \cdot dt = 1 \quad 3.1$$



Sl. 3.2 Delta funkcija

Furijeova transformacija pobude $x(t) = \delta(t)$ biće:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad 3.2$$

Pošto funkcija postoji samo za $t = t_0$ (za ostalo vreme je nula) član $e^{-j\omega t_0}$ se može izvesti ispred integrala:

$$F(j\omega) = e^{-j\omega t_0} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \cdot dt = 1 \cdot e^{-j\omega t_0} \quad 3.3$$

Ako se setimo da smo imali da je $F(j\omega) = |F(j\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)}$ onda je u našem slučaju $|F(j\omega)| = 1$ a $\varphi(\omega) = -\omega t_0$, što znači da je karakteristika spektralne gustine amplituda, dirakovog impulsa tj. delta funkcije, ravna, sa prvom nulom u beskonačnosti.

Ako se setimo da je $H(j\omega)$ funkcija prenosa onda je izlazni spektar $Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot X(j\omega)$. Kako je $X(j\omega) = F(j\omega) = 1$ u slučaju $t_0 = 0$, dobijamo da je $Y(j\omega) = H(j\omega)$. Odziv mreže na pobudu u vidu delta funkcije biće:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad 3.4$$

Vrlo često se impulsni odziv na pobudu u obliku delta funkcije, obeležava sa $h(t)$, pri čemu postoji veza između impulsnog odziva i funkcije prenosa preko sledećih relacija:

$$y(t) = h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad 3.5$$

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad 3.6$$

Znači ako se mreža pobudi delta impulsom $\delta(t)$, kompleksni spektar odziva je jednak funkciji prenosa mreže $H(j\omega)$. Ako pogledamo poslednja dva izraza, u prvom je $h(t)$ realna funkcija a $H(j\omega)$ njen kompleksni spektar, odnosno Furijeova transformacija, što znači da odziv linearne mreže $h(t)$ impulsnoj aperiodičnoj pobudi u obliku delta funkcije, i funkcija prenosa mreže, čine Furijeov transformacioni par.

Kada se radi o bilo kakvoj pobudi $x(t)$, onda se odziv $y(t)$ može odrediti pomoću izraza:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\mu) \cdot h(t - \mu) \cdot d\mu \quad 3.7$$

Ovaj izraz predstavlja konvoluciju pobudne funkcije i odziva tog sistema, na pobudu u vidu delta funkcije. Primena konvolucije omogućava znači, iznalaženje odziva linearne mreže u vremenskom domenu pa se često ovaj integral naziva superpozicioni integral.

Funkcija prenosa kao kompleksna veličina ima svoj modul $|H(j\omega)|$ koji je uvek parna funkcija po ω , i fazni stav $\theta(\omega)$ koji je uvek neparna funkcija po ω . Tako možemo pisati:

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \cdot e^{j\theta(\omega)} \quad \text{ili} \quad 3.8$$

$$H(j\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)}; |H(j\omega)| = A(\omega)$$

Kao što vidimo, svojim modulom $A(\omega)$, funkcija prenosa utiče na spektralnu gustinu amplituda prenošenog signala, dok svojim argumentom modifikira fazne stavove pojedinih njegovih komponenti. Zato se $A(\omega)$ naziva amplitudskom a $\theta(\omega)$ faznom karakteristikom posmatranog sistema.

Prilikom analitičkog izvođenja funkcije prenosa često se postiže velika ušteda u vremenu ako se ceo sistem podeli na (n) sekcija(blokove) koji kaskadno vezani, čine prenosni sistem. Pomoću kompleksnih funkcija pojedinih sekcija može se lako izraziti funkcija prenosa celokupnog sistema. Pri tome je:

$$H(j\omega) = H_1(j\omega) \cdot H_2(j\omega) \cdot \dots \cdot H_n(j\omega) \quad 3.9$$

takođe važi pri tome:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= A_1(\omega) \cdot A_2(\omega) \cdot \dots \cdot A_n(\omega), \text{ odnosno} \\ \theta(\omega) &= \theta_1(\omega) + \theta_2(\omega) + \dots + \theta_n(\omega) \end{aligned} \quad 3.10$$

Vidimo dakle da je amplitudska karakteristika celog sistema jednaka proizvodu vrednosti amplitudskih karakteristika njegovih sekcija, a rezultanta fazna karakteristika predstavlja zbir svih komponentnih faznih karakteristika

3.2 USLOVI IDEALNOG PRENOSA

Prenos signala će biti idealan samo tada, ako je izlazni signal $y(t)$ identički jednak ulaznom $x(t)$. U tom slučaju spektar prijemnog signala jednak je spektru otpremnog, Matematička definicija idealnog prenosa:

$$y(t) = C \cdot x(t - t_0) \quad 3.11$$

U ovoj jednačini C i t_0 su konstante, a fizička interpretacija bila bi: amplituda svakog prijemnog harmonika signala, C puta je veća od amplitude harmonika otpremnog signala. Trenutna vrednost prijemnog signala pomerena je u vremenu za t_0 .

Uslov da je $C = 1$, može se realizovati, jer ako je na primer u pitanju prenosni vod koji normalno slabi signal, tada se na pogodnom rastojanju duž voda, postave međupojačavačke stanice, tako da se

ostvari da amplituda prijemnog i otpremnog signala bude ista, Može se i matematički pokazati kakva treba da bude funkcija prenosa u opštem sličaju, da bi imali idealan prenos.

Furijeova transformacija izlaza može se napisati kao:

$$Y(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad 3.12$$

Granice integracije su $(-\infty, \infty)$ što govori da je idealan prenos tj. sistem propušta sve komponente iz spektra. Dalje se može pisati:

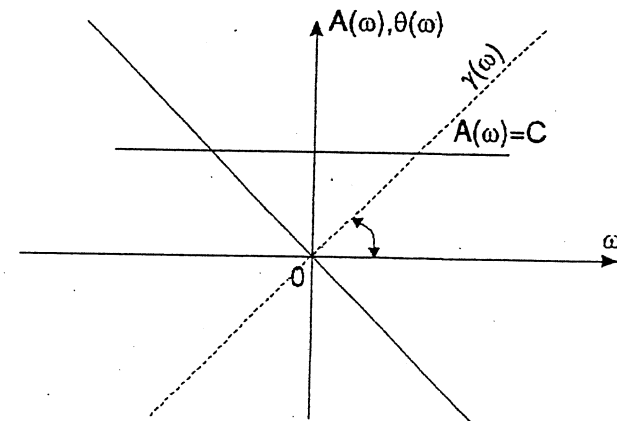
$$Y(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} C \cdot x(t - t_0) \cdot dt \quad 3.13$$

Uvođenjem smene može se pokazati da će biti dalje:

$$Y(j\omega) = C \cdot X(j\omega) \cdot e^{-j\omega t_0} = \left[C \cdot e^{-j\omega t_0} \right] \cdot X(j\omega) \quad 3.14$$

Ako se setimo da je $X(j\omega)$ spektar ulaznog signala onda uočavamo da je $H(j\omega) = C \cdot e^{-j\omega t_0}$, odavde dalje sledi da je $A(\omega) = C$ a $\theta(\omega) = -\omega t_0$.

Zaključak je dakle da će prenos biti idealan, ako takav sistem ima amplitudsku karakteristiku ravnu i nezavisnu od učestanosti i faznu karakteristiku koja je linearna funkcija učestanosti kao što se vidi na grafiku sl.3.3



Sl.3.3 Amplitudska i fazna karakteristika u slučaju idealnog prenosa

Često se umesto fazne karakteristike $\theta(\omega)$ definiše karakteristika faznog kašnjenja. Opštiji izraz za fazno kašnjenje $\gamma(\omega) = -\theta(\omega)$ bio bi: $\gamma(\omega) = \omega t_0 \pm n\pi$. Ako je veličina $A > 1$ sistem ima pojačanje, ako je $A < 1$ sistem unosi slavljenje.

3.3 IDEALAN SISTEM PRENOSA

Sasvim generalno, signali, periodični ili aperiodični imaju spektralne komponente koje se prostiru do vrlo visokih učestanosti. Periodični signali mogu imati ili ne jednosmernu komponentu. Aperiodični signali imaju spektralne komponente koje se prostiru na nižem kraju od nulte učestanosti ili blizu nje. Stoga u principu transfer funkcija ne sme da vrši diskriminaciju spektralnih komponenti signala tj. sve spektralne amplitude moraju biti istaknute ili prigušene za isti iznos i svaka komponenta mora biti sa istim kašnjenjem. Mreže koje ne unose izobličenja imaju transfer funkciju kao što smo videli datu izrazom: $H(j\omega) = C \cdot e^{-j\omega t_0}$.

Pokušajmo sada da proanaliziramo koje uslove treba da zadovolji funkcija prenosa tzv. Idealnog sistema kada se mora voditi računa o spektru koji sistem treba da propusti, tj. kada radimo sa signalima koji su nosioci realnih poruka i koji imaju ograničen spektar pri čemu spektar signala može biti širi ili uži od propusnog opsega prenosnog sistema.

3.4 NISKOPROPUSNI SISTEM

Sistemi koji se najčešće javljaju u tehnici telekomunikacija sigurno su NF sistemi (tipični su sistemi za jednosmernu telegrafiju i prenos slike kada se radi o prirodnom spektru signala, ili ako se radi o signalima kojima treba preneti i najniže komponente u spektru pa često i jednosmernu komponentu).

Ako su karakteristike u propusnom opsegu idealizovane tj. pojačanje za sve spektralne komponente od $(0 \div \omega_g)$ konstantno i jednako A , a fazno kašnjenje linearna funkcija učestanosti sl.3.4, tada se može ispitati posledica odbacivanja viših spektralnih komponenti, na oblik prenošenog signala. Idealizovan NF sistem definisan je sledećom jednačinom:

$$A(\omega) = \begin{cases} A & -\omega_g < \omega < \omega_g \\ 0 & \omega > |\omega_g| \end{cases} \quad \gamma(\omega) = \omega t_0 \quad 3.15$$

Dovedimo na ulaz ovakvog sistema pravougaoni impuls amplitude E trajanja τ prema sl.3.5. Pošto smo analizu ovakvog impulsa već radili, podsetićemo se samo da je njegova Furijeova transformacija bila:

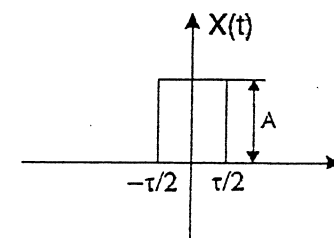
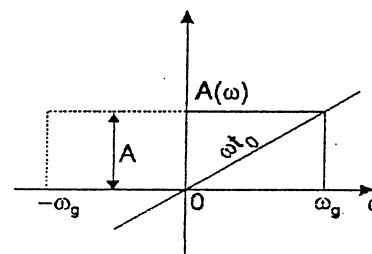
$$X(j\omega) = \tau \cdot E \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \quad 3.16$$

Pošto je u našem slučaju: $H(j\omega) = A \cdot e^{-j\omega t_0}$ možemo isračunati spektar odziva sistema $Y(j\omega)$:

$$Y(j\omega) = \tau \cdot E \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \cdot A \cdot e^{-j\omega t_0} \quad 3.17$$

za $|\omega| < \omega_g$ dok je $Y(j\omega) = 0$ $|\omega| > \omega_g$. Iznaženjem Furijeovog integrala dobijamo odziv u vremenskom domenu:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\omega_g}^{\omega_g} Y(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad 3.18$$



Sl.3.4 Amplitudska karakteristika i karakteristika faznog kašnjenja

Sl. 3.5 Aperiodični signal