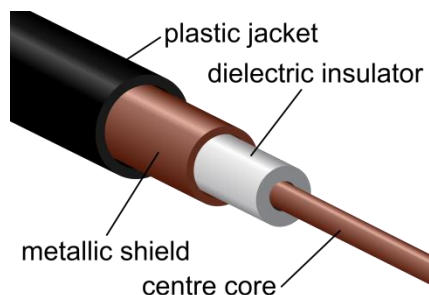


„75Ω” avagy a réz alapú távközlés-technikai rendszerek impedanciája

Összefoglalás – Sok esetben hangsúlyozzák a gyártók a termékeik pontos impedancia illesztését vagy hullám reflexióról, hálózatba betörő zajokról. Mit is jelent valójában a koaxiális hálózat 75ohmos hullámimpedanciája? Ezen publikáció hivatott ismertetni a koaxiális távközlés-technikai hálózatok paramétereit meghatározó szabványok mögötti logikát.

I. BEVEZETÉS

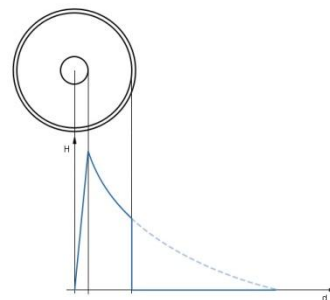
A távközléstechnika területén széles körben elterjedt (az optikai hálózatok rohamos térhódítása mellett), és hazánkban is egyelőre dominál a réz alapú kommunikáció. Az információtovábbítás ezen formája sodort érpár vagy koaxiális felépítésű kábeleken történik a hasznos jel minél nyereségesebb átvitelének megőrzéséhez. A CATV (vagy manapság divatosabb néven: HFC) rendszerek réz hálózatain a koaxiális elrendezésű kábel terjedt el (1. ábra).



1. ábra

A név a belső vezető és a külső árnyékolás közös geometriai tengelyének tényéből származik. Elsőként 1880-ban került ez a kábeltípus szabadalmi oltalom¹ alá, ami Oliver Heaviside angol mérnök-matematikus nevéhez fűződik [1] (többek között elsőként kutatta a skin hatást is telegráf rendszereken).

Felépítéséből eredően egy ideális koaxiális kábel elektromágneses mezeje (2. ábra) jelátvitel közben csak a belső vezető és az árnyékolás között létezik így a kábel nyomvonalának közelében található fém objektumok nem okoznak teljesítményvesztést és külső elektromágneses interferenciáktól is védelmet nyújt.

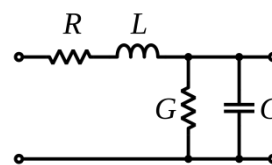


2. ábra

A koaxiális kábel nem pusztán egy árnyékolt vezető. A különbség más, táplálásra esetleg audio-frekvenciás jelekhez használt kábelekkal szemben, hogy azokhoz képest relatív magas frekvenciás jelek nagy távolságú célba juttatására szolgál így a kábel dimenziói, paramétereit úgy vannak megválasztva, hogy a leg hatékonyabban szolgáljanak átviteli közegként.

II. ÁTVITELI KÖZEG

A jelen cikk témakörébe tartozó közeg elektromos viselkedésének alapjait a „telegrapher’s equations” vagyis a telegráf egyenletek írják le. A szintén Oliver Heaviside nevéhez fűződő, Maxwell egyenletekből² származtatott lineáris differenciálegyenlet párok határozzák meg a magas frekvenciás átviteli közeg villamos helyettesítő képét (2. ábra):



3. ábra

Ahol R a vezeték soros ellenállása [Ω/m]; L a vezeték soros induktivitás [H/m]; C a hideg és meleg ér közötti kapacitás [F/m]; és G a hideg és meleg erek közötti dielektrikum vezetőképesség [s/m]. A négypólusból eredő átviteli impedancia karakterisztika ebből:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

(képlet 1)

¹ szabadalmi szám: PN 1407

² James Clerk Maxwell - 1865

³ Radio Corporation of America

⁴ polytetrafluoroethylene

A képletből jól látszik, hogy az frekvenciafüggő így a gyakorlatban a hálózatokon már az 1GHz-es frekvenciát is elérve az induktív/kapacitív reaktanciák dominálnak a karakterisztikában. Az egy méterre eső kapacitás és induktivitás:

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(D/d)} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln(D/d)} [F/m] \quad (\text{képlet 2})$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln(D/d) = \frac{\mu_0\mu_r}{2\pi} \ln(D/d) [H/m] \quad (\text{képlet 3})$$

képletekkel írható le, amiből így kifejtethetjük a koaxiális hálózat hullámimpedanciáját:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{D}{d} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \frac{D}{d} [\Omega] \quad (\text{képlet 4})$$

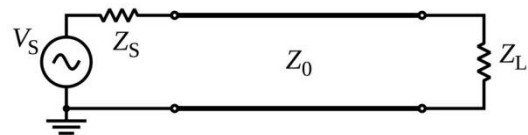
Ahol D az árnyékolás belső átmérője, d a melegez átmérője, és ϵ_r a dielektrikum relatív dielektromos állandója. A külföldi és magyar szakirodalomban is egyaránt Z_0 -val jelölt impedancia azaz hullámimpedancia egy adott közegben adott irányban terjedő síkhullám esetén az átviteli közeg bármely pontján mérhető elektromos és mágneses télerősségek amplitúdójának hányadosa, azaz:

$$Z_0 = \frac{E_0}{H_0} \quad (\text{képlet 5})$$

Mértékegysége az ohm. Azt mindenképpen érdemes megjegyezni, hogy a fenti képlet nem alkalmazható, ha az adott ponton nem egy, hanem mondjuk két ellentétes irányú hullámkomponens is átmegy. Ilyenkor a két hullám közötti fáziseltérések bonyolítják a képletet, de erre itt nem térünk ki.

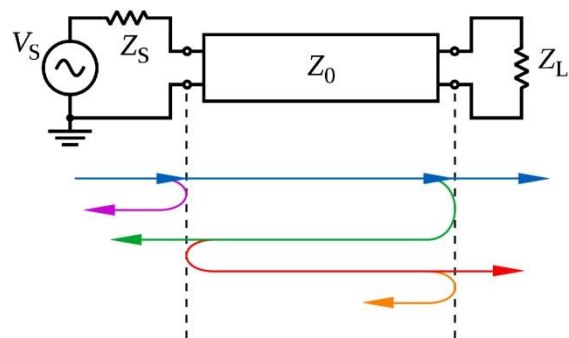
Egy ideálisnak tekinthető, veszteségmentes vonal tisztán valós, képzetes összetevő nélküli impedanciát takar, vagyis az ebben az esetben ellenállással helyettesített ideális végtelen hosszúságú átviteli szakasz (végtelen hosszúságú vezetékszakaszban nem léphet fel reflexió) hullámimpedanciáján a forrás oldalon betáplált teljesítményből nulla disszipálódik el. Itt érdemes megjegyezni, hogy az impedancia illesztés koncepciója éppúgy érvényes az energetikai magasfeszültségű, mint a távközlés-technikai kismeszültségű hálózatokra. A cél a teljesítmény-átvitel maximalizálása a reflexiók minimalizálása mellett.

Kézenfekvő tehát, ha egy adott Z_S forrásoldali impedanciával rendelkezünk, hogy a csatolt Z_0 impedanciájú véges hálózatot egy olyan Z_L ellenállással zárjunk le, aminek impedanciája megegyezik a hálózatéval és az átviteli közegével ($Z_S=Z_0=Z_L$) így a forrás számára (V_S) végtelen hálózat lesz látható (4. ábra).



4. ábra

A gyakorlatban üzemeltetett hálózatok természetesen távol állnak az ideálistól, így gyakran előfordulhat impedancia illesztetlenség. Ha a rendszer szakaszaiban impedancia-különbségek vannak, azok a csatlakozási pontokon reflexiókat okoznak (5. ábra). Ez a hasznos jel csillapításához vagy szellemképhez (az eredeti jel reflektált hulláma késéssel megérkezik a vevő készülék bemenetén) vezet.



5. ábra

A forrásból kiküldött és a reflektált hullám amplitúdójának hányadosa a reflexiókoefficiens. Gyakorlatilag egy hálózatban megmutatja a komplex arányt a reflektált hullám (E^-) és a beeső hullám (E^+) elektromos mezeje között. Az egyenlőségben általában ez az érték Γ -val jelölendő:

$$\Gamma = \frac{E^-}{E^+} \quad (\text{képlet 6})$$

Ugyanez impedanciákkal kifejezve:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_S}{Z_L + Z_S} \quad (\text{képlet 7})$$

¹ szabadalmi szám: PN 1407

² James Clerk Maxwell - 1865

³ Radio Corporation of America

⁴ polytetrafluoroethylene

Ebből adódóan üresjárásban ($Z_L = \infty$) $\Gamma=1$, és rövidzárási állapotban ($Z_L = 0$) $\Gamma=-1$, vagyis a legnagyobb reflexiók együttható üresjárásban a legkisebb rövidzárási állapotban lép fel.

A reflexiók együttható önmagában nem túlzottan szemléletes. A komplex koordináta rendszerben valós és képzetes részeket tengelyeknek választva a Smith diagrammal grafikus módon azonban már jól analizálható egy hálózat.

II. SMITH DIAGRAM

Az ún. smith diagramot hivatalosan Philip Hagar Smith találta fel 1939-ben, az RCA³ laboratóriumában bár utólag bizonyítást nyert, hogy egy Kurakawa nevű japán mérnök már egy évvel korábban kidolgozta.

Smith akkoriban logarlécet használt a számítások elvégzésére. A bonyolult kalkulációk lerövidítésére és a jobb szemléletességért alkotta meg ezt a grafikus segédletet vagy más néven momogramot (1. sz. melléklet) amivel minden addiginál szemléletesebben és gyorsabban lehetett átviteli hálózat analízist elvégezni.

Az illesztettség mértéke, vagyis a terhelés felől reflektált hullámok mennyisége az impedanciák közötti illesztettséghez vezethető tehát vissza:

$$\Gamma_L = \frac{U_{visszavert}}{U_{bemenő}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \Gamma_r + j\Gamma_{im} \quad (\text{képlet 8})$$

Mivel az impedancia komplex szám ezért a reflexiókoefficiens is komplex szám lesz. Ahhoz, hogy az ismeretlen paraméterek számát lecsökkentsük a konstans paraméterekkel, mint a hálózat hullámimpedanciája (esetünkben 75Ω) egyszerűsíthetünk. A normalizált terhelési impedancia így tehát:

$$z = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{R + jX}{Z_0} = r + jx \quad (\text{képlet 9})$$

Ezzel a reflexiók együttható egyenlete átírható:

$$\Gamma_L = \Gamma_r + j\Gamma_{im} = \frac{z - 1}{z + 1} = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} \quad (\text{képlet 10})$$

Az egyenlet alapján jól látható a terhelő impedancia és a reflexiók együttható közötti kapcsolat. A komplex alak a Smith diagram segítségével

grafikusan reprezentálható ehhez azonban először impedanciára kell rendezni az egyenletet:

$$z = r + jx = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_{im}}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_{im}} \quad (\text{képlet 11})$$

Amiből ha a valós és képzetes részeket egyenlőnek tekintjük a:

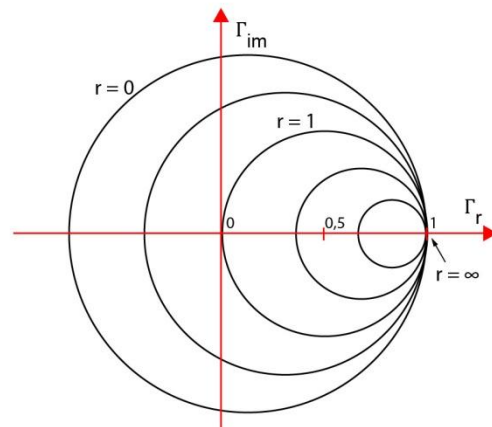
$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_{im}^2}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_{im}^2} \quad (\text{képlet 12})$$

$$x = \frac{2\Gamma_{im}}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_{im}^2} \quad (\text{képlet 13})$$

független egyenleteket kapjuk. Az xx egyenletet tovább alakítva jutunk el annak általunk preferált végső formájához:

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_{im}^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (\text{képlet 14})$$

Az egyenletből jól látható, hogy az a Γ_r, Γ_{im} koordináta rendszerben egy $[r/(r+1), 0]$ középpontú kört ír le, aminek sugara $1/(1+r)$.



6. ábra

A 5. ábrán megfigyelhető körök tehát azon impedanciákat írják le ahol a valós tag megegyező értékű. A képen felvázolt $r=1$ kör középpontja $[0.5, 0]$, 0.5 sugarú, és metszi a $[0, 0]$ pontot, ami a nulla reflexió pontnak fele meg, vagyis a terhelés a hullámimpedanciával egybeeső (illesztett kör). A rövidzár, mint terhelő ellenállás egy $[0, 0]$ középpontú 1 sugarú kör. Üresjárásban egy $[1, 0]$ középpontú ponttá zsugorodik a karakterisztika,

¹ szabadalmi szám: PN 1407

² James Clerk Maxwell - 1865

³ Radio Corporation of America

⁴ polytetrafluoroethylene

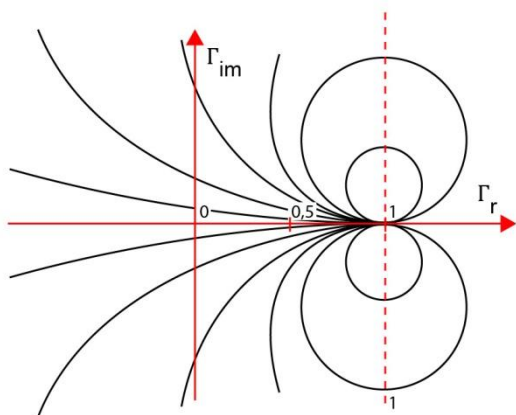
ami a maximális 1 értékű reflexiós együtthatónak felel meg. Az ábrából kivehető, hogy mindegyik kör áthalad az [1,0] koordináta ponton ($r=\infty$) és a legnagyobb lehetséges kör $r=0$ esetén adódik. Negatív értéket a függvény nem vehet fel.

Fent alkalmazott tematikával az yy egyenletet átalakítva:

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_{im} - \frac{1}{x}\right)^2 = \frac{1}{x^2}$$

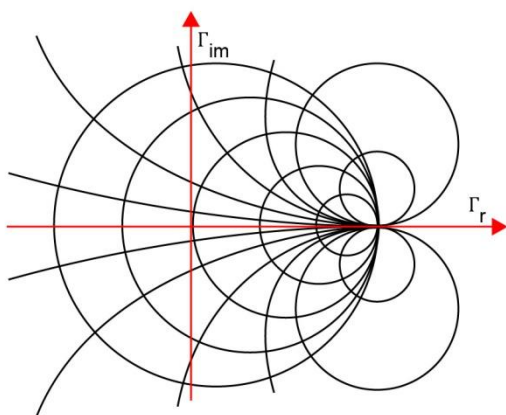
(képlet 15)

egyenletet kapjuk. Ez az egyenlőség a komplex reflexiós együttható koordináta rendszerben egy olyan $[1, 1/x]$ középpontú kört ír le, aminek sugara $1/x$.



7. ábra

A 6. ábrán látható körök olyan impedanciákat írnak le ahol az impedancia képzetes része megegyező. Minden kör áthalad az [1,0] ponton és vertikálisan egy tengelyen helyezkednek el. A valós részt leíró körökkel ellentétben x pozitív vagy negatív is lehet, ami a görbék valós tengelyre nézett szimmetriáját eredményezi.



8. ábra

A Smith diagram tehát a két egyenletrendszer szuperponálásából jön létre (7. ábra). Az így kapott momogram segítségével meghatározhatjuk adott impedancia elhelyezkedését a polárdiagramon, és megkereshetjük annak reflexiós együtthatóját vagy fordítva, az impedanciát admittanciává konvertálhatjuk, illetve meghatározhatjuk kívánt reflexiós együttható eléréséhez az adott komponens értékeket, vagyis az illesztést. Vizsgáljunk meg néhányat a legesszenciálisabb analízisek közül amit a Smith diagram segítségével el tudunk végezni.

1) átviteli és reflexiós együtthatók

A reflexiós együttható polár-formában kerül ábrázolásra, vagyis nagysága és fázisa van ($\Gamma = \Gamma, \phi$). A nagyság értelemszerűen a visszaverődő jel amplitúdójának nagyságára a fázis pedig annak az eredeti jelhez viszonyított fázisára utal. Az átviteli együttható a terhelésen eső és betáplált feszültség (vagy teljesítmény) hányadosa, a reflexiós együtthatóból kifejezve:

$$T = 1 + \Gamma$$

(képlet 16)

Ahhoz, hogy egy impedancia pontot felvegyünk a diagramon először normalizálnunk kell azt, vagyis esetünkben a CATV hullámimpedanciával azaz 75Ω -al leosztani a vizsgált impedancia komplex értékét. Ez a valós és képzetes értékekből álló pont a diagramon ott elhelyezkedik el, ahol a valós és a képzetes részhez tartozó körívek megfelelő értékhez tartozó ívei metszik egymást. Az origóból a ponton keresztül egyenest bocsátva a diagram pereméig a peremen futó átviteli és reflexiós együtthatók szögei olvashatóak le, valamint az origó és az impedancia pont közötti távolságot felvéve azt a paraméterskala felezőpontjától számítva meghatározhatjuk a feszültség, áram és teljesítmény reflexiós és átviteli együttható nagyságát.

Vegyünk egy példát és kísérjük végig az 1. sz. mellékletben szereplő Smith diagramon. Tegyük fel, hogy az impedancia értékünk $Z=150+j75\Omega$. Ezt normalizálva:

$$z = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{150 + j75}{75} = \frac{150}{75} + \frac{j75}{75} = 2 + j$$

(képlet 17)

értéket kapjuk. A diagramon a vízszintes skála 2-es jelöléséhez és a diagram felső peremén (pozitív

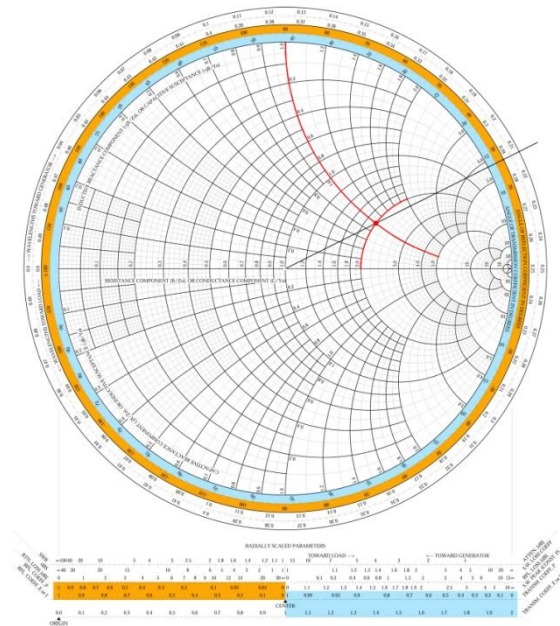
¹ szabadalmi szám: PN 1407

² James Clerk Maxwell - 1865

³ Radio Corporation of America

⁴ polytetrafluoroethylene

képzetes érték) található 1-es jelöléshez tartozó körív metszéspontjánál van az impedancia pontunk.



9. ábra

Az origóból a kör peremén található skálákhoz egyenest húzva a fázis értékeket, az origó-pont távolságot felmérve az alsó skálára pedig az amplitúdót olvashatjuk le:

$$\Gamma = 0.45; 27^\circ$$

$$T = 1.44; 17,5^\circ$$

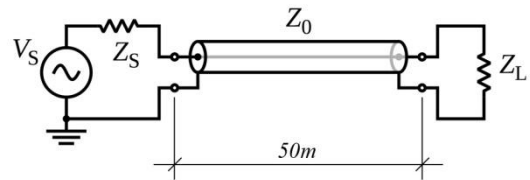
A reflexiós és átviteli teljesítmény tényezőt is könnyedén meghatározhatjuk a diagramból. Ezek értékei a feszültség skálák (coeff E or I) fölött helyezkednek el, szögeik pedig megegyeznek:

$$\Gamma_p = 0.2; 27^\circ$$

$$T_p = 0.8; 17,5^\circ$$

2) impedancia illesztés

Tegyük fel, ismerjük a generátorunk impedanciáját (Z_S), a kábel hosszúságát (50m) amivel a terhelést rákötöttük, hullámimpedanciánk (Z_0) pedig 75Ω . Olyan terhelő impedanciát (Z_L) akarunk megválasztani, ami reflexiómentesen illeszkedik a hálózathoz, amire mondjuk egy 350MHz-es szinuszes jelet adtunk.



10. ábra

Először át kell számolnunk a távolságunkat hullámhosszra:

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

(képlet 18)

Ahol λ a hullámhossz, v a fázissebesség (egy impulzus sebessége) és f a frekvencia. A sebességnek az elektromosság terjedési sebességét értjük esetünkben rézben [10]. Ez a sebesség a fénysebességhez viszonyítva és koaxiális elrendezést feltételezve annak körülbelül 66%-ára tehető, vagyis:

$$v = c \cdot 0,66 = 0,66 \cdot 3 \cdot 10^8 = 1,98 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$$

(képlet 19)

Ezt az értéket felhasználva a hullámhosszunk:

$$\lambda = \frac{1,98 \cdot 10^8}{350 \cdot 10^6} = 0,56m$$

(képlet 20)

A teljes távolságot ezzel az értékkel osztva megkapjuk a távolságra eső hullámhosszok számát. Ebből nekünk a tizedes mögötti számérték fontos, pontosabban abból is a 0,5 érték alatti vagy feletti, mert a Smith diagramban a fázis z szerint $e^{2\phi z}$ módon függ így egy fél hullámhossznyi távolságon Γ egy teljes periódusnyit változik, azaz felveszi kezdeti értékét. Ez a keresett érték így:

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{50}{0,56} = 89,285 \rightarrow 0,285$$

(képlet 21)

Az előző példánkban ismertetett impedanciát alapul véve Az origóból a pontra bocsátott egyenes „wavelength to load” vagyis a „hullámhossz a terhelés felé” jelölésű sáv metszésénél megadja az impedanciához tartozó hullámhossz értéket (0,286). Ehhez a sávban jelölt irányba még hozzáadjuk a kábel hosszúságából számolt addicionális értéket és az így megkapott számot újból felvesszük a skálán. Ez az érték 0,571 de ebből nekünk csak a 0,5 fölötti érték kell vagyis 0,071.

A diagramon ezt a pontot az origóval összekötve és rajta az eredeti impedanciánk nagyságát felmérve

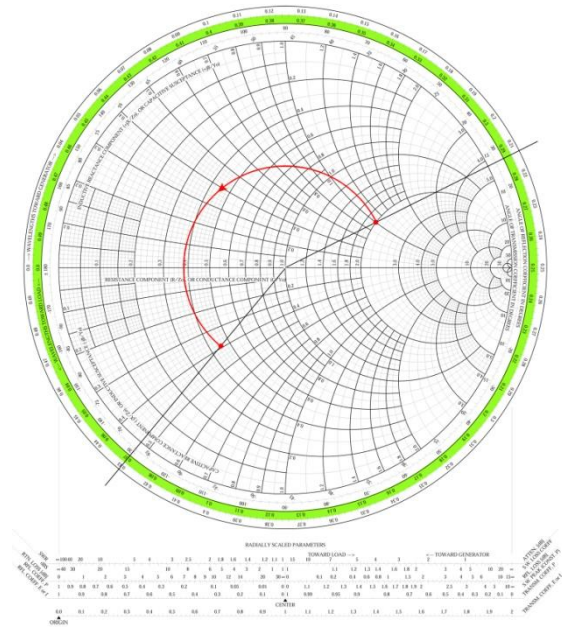
¹ szabadalmi szám: PN 1407

² James Clerk Maxwell - 1865

³ Radio Corporation of America

⁴ polytetrafluoroethylene

megkapjuk a terhelő impedanciánk normalizált formáját.



11. ábra

Ezt a hullámimpedanciával szorozva pedig megkapjuk magát a terhelő impedanciát:

$$Z_L = (0,45 - j0,39) \cdot 75 = 33,75 - j29,25\Omega$$

(képlet 22)

Vizsgáljuk meg a Smith diagram segítségével mit jelent az illesztett rendszer. Tegyük fel az előző példánk paraméterei változatlanok kivéve a forrás impedanciát, amit ezúttal 75Ω -ra választunk. Ezt az értéket normalizálva a diagramon az origót, vagyis az $1+j0$ értéket kapjuk. Ennek a pontnak a λ értéke és nagysága is nulla vagyis tetszőleges hosszúságú vezetékre vagy frekvenciájú jelre is 75Ω adódik terhelő impedanciának míg az előző esetben a vezető közeg távolságának vagy a frekvenciának legkisebb módosításával az illesztéshez szükséges terhelő impedancia értéke megváltozik.

3) állóhullám vizsgálat

Átviteli hálózatokon állóhullámnak nevezzük azt a hullámot, aminek árama, feszültsége és térerőssége két ellentétes irányú megegyező frekvenciájú hullám összegéből keletkezik. Ez a jelenség a hálózaton olyan fix pontok sorozatát képezi ahol a hullámnak minimuma és maximuma van. Analóg rendszereken az állóhullám frekvenciáján az átvitelben nagyobb a jel/zaj viszony így a frekvenciasáv egyenetlen lesz. Egy állóhullám

önmagában soha sincs jelen a hálózaton, sokkal inkább modulálódik egy-egy jelhullámmal így alkotva kvázi-állóhullámot vagy rész-állóhullámot. Az arány, amivel az állóhullám hasonul a jelhez az állóhullám ráta, angol irodalomban SWR [11].

Adott ponton a hálózaton az álló és hasznos hullám „konstruktívan” interferál aminek amplitúdója:

$$V_{max} = U_e + U_r = U_e(1 + \Gamma) \quad (\text{képlet 23})$$

Egy másik ponton pedig ahol a két hullám „destruktívan” interferál amplitúdójuk:

$$V_{min} = U_e - U_r = U_e(1 - \Gamma) \quad (\text{képlet 24})$$

Ahol U_e az előre-irányú hullám feszültség amplitúdójának nagyságát, U_r pedig a reflektált hullám feszültség amplitúdójának nagyságát jelenti.

Így a feszültség állóhullám-arány (VSWR):

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{képlet 25})$$

Ebből látható, hogy míg $|\Gamma|$ 0 és 1 között változik, VSWR mindig nagyobb, mint egy.

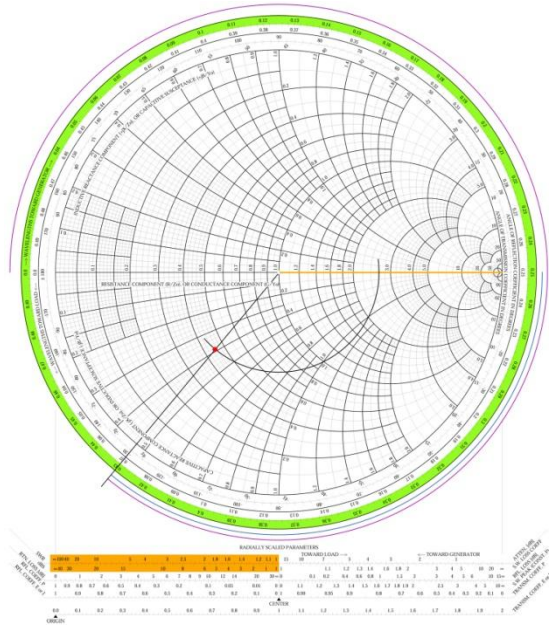
Nézzük meg, hogy kalkulálhatunk a Smith diagram segítségével. Tegyük fel terhelő impedanciánk az előző példákban kalkulált $33,75-j29,25\Omega$, a hálózatunk mondjuk $0,1\lambda$ hosszúságú, hullámimpedanciája változatlanul 75Ω . Az impedanciánkat normalizálva, azt a Smith diagramon felvéve vegyük fel az origótól való távolságát a kör középpontjától annak jobb széléig húzódó szakaszra, ami éppúgy az SWR skála, mint a diagram alatti bal felső a paraméter skálák között.

¹ szabadalmi szám: PN 1407

² James Clerk Maxwell - 1865

³ Radio Corporation of America

⁴ polytetrafluoroethylene



12. ábra

A kapott érték így: $SWR = 2.7 = 8.5\text{dB}$. Ha lokalizálni akarjuk az álló hullámunk maximumának és minimumának pontját mondjuk a forrás fele, akkor a diagramunk legkülső sávját segítségül hívva (WTG) annak kezdeti (minimum) és 0.25 (maximum) pontjai és az impedancia pontra az origóból bocsátott félegyenes metszéspontjának különbsége adja a pontok távolságát hullámhosszban. Így:

$$V_{\max} = 0.179\lambda$$

$$V_{\min} = 0.429\lambda$$

Az illesztetlenség eredményeként létrejövő állóhullámok a teljesítményvesztést okoznak. A veszteség egyenesen arányosan nő, az állóhullámok nagyságával és a frekvenciával. Viszonyításképpen, egy 150MHz-es jel, egy $VSWR=5$ vonalon 100m-en körülbelül 10-15dB veszteséget okoz.

III. TÁVKÖZLÉSTECHIKAI IMPEDANCIÁK

Az előző pontokban érintett tények alapján belátható, hogy impedancia hidalással nem lehet a hálózat elemeit illeszteni. Kizárólag impedancia illesztés jöhet szóba, ha feszültség és teljesítmény reflexióktól mentes rendszert célzunk meg. Értelem szerűen ehhez az szükséges, hogy meghatározzuk a hullámimpedancia értékét. Köztudott (és már itt is említett), hogy CATV rendszerekben ez az érték 75Ω de az már korántsem triviális, hogy miért.

A koaxiális kábelek optimális impedanciáját számos körültekintő kísérletet alapján 1929-ben a Bell Laboratories munkatársai rendre 30, 60 és 70Ω -ban határozták meg. A sarkalatos vizsgálati faktorok a teljesítmény-átvitel, a letörési feszültség és a csillapítás voltak. Ezek a paraméterek azok amik kulcsfontosságú szerepet játszanak egy átviteli hálózatban, eltekintve attól, hogy az energetikai vagy távközléstechnikai.

Elsőként tekintsük át a kábel csillapítását annak impedanciájának függvényében. RF jeleknél a koaxiális kábel egységnyi távolságra vett ellenállását a vezető kerületén vett felülete határozza meg nem pedig a keresztmetszete, ami első sorban a skin hatás miatt van. Ha a meleg ér és az árnyékolás anyaga valamint a köztük levő dielektrikum tetszőleges az egységnyi hosszra vett veszteség vagyis a csillapítás:

$$A = \frac{R/l}{2Z_0} \left[\frac{\text{neper}}{m} \right] = 8.686 \cdot \frac{R/l}{2Z_0} \left[\frac{\text{dB}}{m} \right] =$$

$$= \frac{8.686}{2 \cdot 138} \cdot \sqrt{\left(\frac{f\mu_0\epsilon_R}{\pi} \right)} \cdot \left(\frac{\sqrt{(\mu_{R1}|\Gamma_1|)}}{d} + \frac{\sqrt{(\mu_{R2}|\Gamma_2|)}}{D} \right) \cdot \frac{1}{\log(D/d)}$$

(képlet 25)

képletet kapjuk, ahol μ_{R1} , $|\Gamma_1|$ és d a belső, μ_{R2} , $|\Gamma_2|$ és D a külső vezető permeabilitása, reflexiók tényezője és átmérője. A 8.686-os szorzó a Neper és dB közötti váltószám tehát a végeredmény dB/hossz mértékegységű. Elsőre talán úgy tűnhet, hogy minél vastagabb a kábelünk annál alacsonyabb veszteségek keletkeznek rajta hisz a felület a nevezőben van, de ez hibás következtetés hisz a logaritmus függvény miatt d növekedésével épphogy emelkedni fog. Annak érdekében, hogy a távolságra vett csillapítást az impedancia függvényében megkapjuk a koaxiális kábel impedancia egyenletét (4. képlet) behelyettesíthetjük hisz az a belső vezető átmérőjének és a dielektromos konstansnak a függvénye:

$$A = \frac{8.686}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{f\mu_0\epsilon_R}{\pi} \right)} \cdot \left(\frac{\sqrt{(\mu_{R1}|\Gamma_1|)}}{d} + \frac{\sqrt{(\mu_{R2}|\Gamma_2|)}}{D} \right) \cdot \frac{1}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_R}}$$

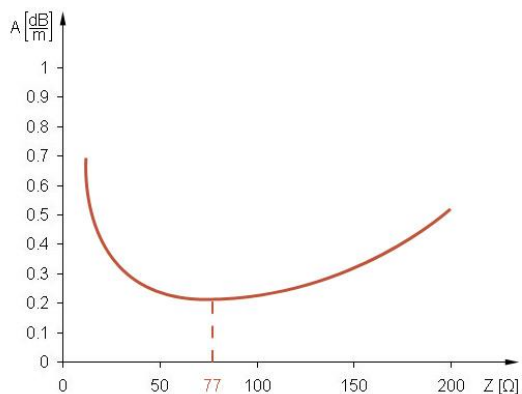
(képlet 26)

¹ szabadalmi szám: PN 1407

² James Clerk Maxwell - 1865

³ Radio Corporation of America

⁴ polytetrafluoroethylene

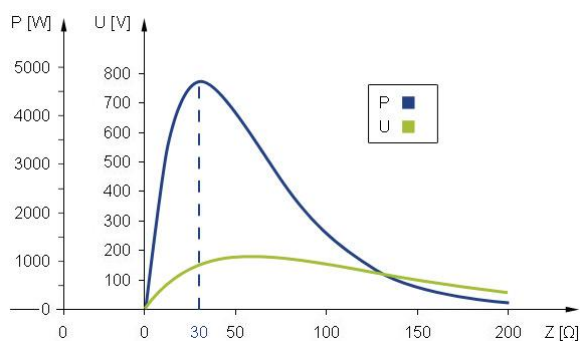


13. ábra

Az ábrából jól látható, hogy $\epsilon_r = 1$ esetén (azaz levegőt tekintve dielektrikumnak) a minimum 77Ω körül adódik.

Teljesítmény-átvitel maximális értékének azt a pontot nevezzük, amikor a kábelben keletkező télerősség éppen elér egy kritikus pontot ahol a két pólus között még nem lép fel rövidzár, vagyis még éppen nem sül ki a feszültség szint miatt két pont között felgyülemlett töltés, ívet húzva a szigetelésen keresztül.

A 14. ábrán látható, hogy 30Ω az a hullámimpedancia, amin a legtöbb teljesítmény vihető át. Fontos leszögezni, hogy egy 30Ω -os kábel bár kétségtelenül előnyös villamos paraméterekkel kecsegtet, de gyártástechnológiailag akadályokba ütközik, ugyanis sokkal nagyobb átmérőjű belső vezető szükséges, ami megnöveli a merevséget, a súlyt és nem utolsósorban az árat is.



14. ábra

A számtani középpont 30 és 77 között 53.5 , míg a geometriai 48 . Belátható, hogy a teljesítményillesztés és csillapítási optimum közötti kompromisszum szülte az 50Ω impedanciájú rendszereket, amik napjainkban is elterjedtek az ipar számos területén.

Olyan RF jelszinteket megválasztva, amin jelenleg a HFC hálózatok üzemelnek a teljesítmény-átvitel és így a letörési feszültség karakterisztika elhanyagolható faktor a csillapítással szemben ezért a görbét leíró pontos számításokra és képletekre ebben az írásban nem térek ki.

Láttuk tehát, hogy a legkisebb veszteséget 77Ω hullámimpedancia megválasztásával szenved el a rendszer ezért kézenfekvő, hogy a 75Ω mérnöki kerekítésből származik. Ez hibás következtetés. Jelenleg a kábelben PTFE⁴ hab tölti be a dielektrikum szerepét, ennek azonban körülbelül 1.43 a dielektromos együtthatója. A veszteségre vonatkozó karakterisztika ennek tükrében módosul és a minimum pont 65Ω körül lesz. Ha tömör PTFE dielektrikummal számolunk ($\epsilon_r = 2.2$) az impedancia minimum tovább tolódik közel 52Ω értékre vagyis ha 50Ω -os rendszerbe fent említett kábellel dolgozunk a lehető legkisebb veszteséget tudjuk elérni. Ez egy véletlen egybeesés minthogy a PTFE feltalálása jóval az 50Ω standard kidolgozása után történt.

Míg az 50Ω jól működik félhullámú dipól antennáknál és elfogadhatóan illeszkedik negyedhullámú monopólusú antennákhoz a 75Ω pontos illesztést ad középső táplálású dipólusú magasan elhelyezett antennákhoz. Történetesen, amikor a távközlési impedanciákat meghatározták a CATV rendszerek 300Ω dipól antennával fogták a hálózatra továbbított földi sugárzású TV adásokat, amit egy $4:1$ balun segítségével tökéletesen lehetett illeszteni a 75Ω koaxiális kábelhez így az illesztetlenség elkerülése miatt 2Ω eltérés az ideális értéktől logikus döntésnek bizonyult.

Kis Péter

¹ szabadalmi szám: PN 1407

² James Clerk Maxwell - 1865

³ Radio Corporation of America

⁴polytetrafluoroethylene

IV. HIVATKOZÁSOK

[1] Nahin, Paul J. (2002). *Oliver Heaviside: The Life, Work, and Times of an Electrical Genius of the Victorian Age*. ISBN 0801869099.

[2] S. Ramo, J. R. Whinnery and T. van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics* (New York: John Wiley & Sons, 1965)

[3] Guile, A. E. (1977). *Electrical Power Systems*. ISBN 0-0802-1729-X

[4] Pozar, David M. (2005); *Microwave Engineering, Third Edition* (Intl. Ed.); John Wiley & Sons, Inc.; pp 64-71. ISBN 0-471-44878-8.

[5] Ulaby, F. T. (2004). *Fundamentals Of Applied Electromagnetics* (media edition ed.). Prentice Hall. ISBN 0-13-185089-X

[6] Smith, P. H.; Transmission Line Calculator; *Electronics*, Vol. 12, No. 1, pp 29-31, January 1939

[7] Smith, P. H.; An Improved Transmission Line Calculator; *Electronics*, Vol. 17, No. 1, p 130, January 1944

[8] Ramo, Whinnery and Van Duzer (1965); "Fields and Waves in Communications Electronics"; John Wiley & Sons; pp 35-39. ISBN

[9] Gonzalez, Guillermo (1997); *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, Second Edition*; Prentice Hall NJ; pp 93-103. ISBN 0-13-2 54335-4.

[10] Duffin, W.J. (1980), *Electricity and Magnetism, 3rd edition*, McGraw-Hill, pp. 2–5, ISBN 007084111X

[11] Blackstock, David T. (2000), *Fundamentals of Physical Acoustics*, Wiley-IEEE, ISBN 0471319791, 568 pages. See page 141

[12] Hutchinson, Chuck, ed. (2000). *The ARRL Handbook for Radio Amateurs 2001*. Newington, CT: ARRL—the national association for Amateur Radio. pp. 19.4–19.6. ISBN 0-87259-186-7.

¹ szabadalmi szám: PN 1407

² James Clerk Maxwell - 1865

³ Radio Corporation of America

⁴polytetrafluoroethylene