Wykłady z Kompatybilności Elektromagnetycznej – **Wzory**

Sprzężenia indukcyjne i pojemnościowe w dziedzinie częstotliwości – linie bezstratne

$$\frac{\hat{V}_{NE}}{\hat{V}_S} = j\omega\left(\frac{R_{NE}}{R_{NE}+R_{FE}}\frac{L_m}{R_S+R_L} + \frac{R_{NE}R_{FE}}{R_{NE}+R_{FE}}\frac{R_L C_m}{R_S+R_L}\right) = j\omega\left(M_{NE}^{IND}+M_{NE}^{CAP}\right),$$
$$\frac{\hat{V}_{FE}}{\hat{V}_S} = j\omega\left(-\frac{R_{FE}}{R_{NE}+R_{FE}}\frac{L_m}{R_S+R_L} + \frac{R_{NE}R_{FE}}{R_{NE}+R_{FE}}\frac{R_L C_m}{R_S+R_L}\right) = j\omega\left(M_{FE}^{IND}+M_{FE}^{CAP}\right).$$

Obwód zakłócający zawiera źródło sygnałów V_S z rezystancją wewnętrzną R_S i obciążeniem R_L podłączonym na końcu linii. Drugi przewód, z impedancjami na końcach R_{NE} i R_{FE} jest obwodem zakłócanym (odbiornikiem zakłóceń).

Sprzężenia indukcyjne i pojemnościowe w dziedzinie częstotliwości – linie stratne (R_0 rezystancja wspólnego przewodu masy)

$$\frac{\hat{V}_{NE}}{\hat{V}_S} = j\omega\left(M_{NE}^{IND}+M_{NE}^{CAP}\right)+M_{NE}^{CI},$$
$$\frac{\hat{V}_{FE}}{\hat{V}_S} = j\omega\left(M_{FE}^{IND}+M_{FE}^{CAP}\right)+M_{FE}^{CI}.$$

$$\frac{\hat{V}_{NE}^{CI}}{\hat{V}_S} = M_{NE}^{CI}, \qquad M_{NE}^{CI} = \frac{R_{NE}}{R_{NE}+R_{FE}}\frac{R_0}{R_S+R_L},$$
$$\frac{\hat{V}_{FE}^{CI}}{\hat{V}_S} = M_{FE}^{CI}, \qquad M_{FE}^{CI} = -\frac{R_{FE}}{R_{NE}+R_{FE}}\frac{R_0}{R_S+R_L}.$$

Sprzężenia indukcyjne i pojemnościowe w dziedzinie czasu

$$V_{NE}(t) = \left(M_{NE}^{IND}+M_{NE}^{CAP}\right)\frac{dV_S(t)}{dt} + M_{NE}^{CI}V_S(t),$$
$$V_{FE}(t) = \left(M_{FE}^{IND}+M_{FE}^{CAP}\right)\frac{dV_S(t)}{dt} + M_{FE}^{CI}V_S(t).$$

Maksymalne wartości pola elektrycznego promieniowane przez prądy różnicowe można wyznaczyć korzystając z zależności dla małej anteny pętlowej, zatem

$$E_{max} = 1.316\cdot 10^{-14}\frac{f^2 S I_D}{r},$$

gdzie r jest odległością punktu obserwacji od źródła promieniowania, f to częstotliwość, natomiast S i I_D to, odpowiednio, powierzchnia pętli obwodu i amplituda prądu.

Maksymalne wartości pola elektrycznego promieniowane przez sygnały wspólne można wyznaczyć korzystając z zależności dla krótkiego dipola, tj.

$$E_{max} = 1.26\cdot 10^{-6}\frac{f L I_C}{r},$$

gdzie L jest długością przewodu, natomiast I_C amplitudą prądu wspólnego.

Indukowanie sygnałów zakłócających w przewodach pod wpływem zewnętrznego pola elektromagnetycznego

$$U_S = \frac{R_S}{R_S + R_L} j\omega\mu_0 S H_n^i - \frac{R_S R_L}{R_S + R_L} j\omega c S E_t^i,$$
$$U_L = -\frac{R_L}{R_S + R_L} j\omega\mu_0 S H_n^i - \frac{R_S R_L}{R_S + R_L} j\omega c S E_t^i,$$

gdzie S jest powierzchnią pętli utworzonej przez przewody, c jest pojemnością linii, natomiast H_n^i i E_t^i to, odpowiednio, składowa normalna pola H^i do powierzchni w której znajdują się przewody i składowa poprzeczna pola E^i do przewodów. R_S i R_L impedancje wejściowe obwodów podłączonych do linii zakłócanej.

Ekranowanie
Absorpcja

$$A[dB] = 20 \log e^{t/\delta} = \frac{t}{\delta} 20 \log e = 8.69 \frac{t}{\delta} = 8.69 t \sqrt{\pi f \mu \sigma},$$

gdzie t jest szerokością ekranu, natomiast $\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$ to głębokość wnikania.
Odbicia – obszar pola dalekiego

$$R = 20 \log \left| \frac{\eta_0}{4\eta_e} \right| = 20 \log \left(\frac{1}{4} \sqrt{\frac{\sigma}{\omega \mu_r \epsilon_0}} \right) = 10 \log \left(\frac{\sigma}{16 \omega \mu_r \epsilon_0} \right) = 168 + 10 \log \left(\frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right),$$

gdzie σ_r oznacza przewodność względną (podawaną względem miedzi, tj. $\sigma_r = \sigma / \sigma_{Cu}$).
Odbicia – obszar pola bliskiego
Straty odbiciowe w obszarze pola bliskiego dla źródeł pola **E** i **H** wyznaczamy jak następuje

$$R_e = 244 + 10 \log \left(\frac{\sigma}{\mu_r r^2 f^3} \right) = 322 + 10 \log \left(\frac{\sigma_r}{\mu_r r^2 f^3} \right),$$
$$R_h = 10 \log \left(\frac{\pi \mu_0 \sigma f r^2}{8 \mu_r} \right) = 14.57 + 10 \log \left(\frac{\sigma_r f r^2}{\mu_r} \right),$$

gdzie r o odległość ekranu od źródła.