www.tel-kom.eu

z podziękowaniami dla Zaroofa

ANALIZA MAŁOSYGNAŁOWA (LINEARYZACJI)

założenie: Składowa wymuszenia stała duża w porównaniu z amplitudą składowej zmiennej.

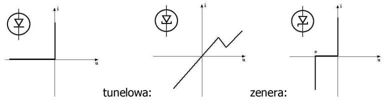
1. Usuwamy źródła zmienne i w otrzymanym obwodzie nieliniowym stałoprądowym wyznaczamy punkt pracy Q (U*, I*) dowolną metodą.
2. Dla elementów nieliniowych wyznaczamy rezystancje dynamiczne w punkcie pracy Q
   $$u = f(i) \Rightarrow R_D = \left.\frac{df}{di}\right|_Q \qquad i = f(u) \Rightarrow G_D = \left.\frac{df}{du}\right|_Q$$
3. Przerysowujemy obwód zastępując rezystancje nieliniowe odpowiednimi rezystancjami liniowymi (R_D, G_D), oraz zostawiając tylko źródła zmienne w czasie.
4. Rozwiązujemy otrzymany obwód liniowy, wyznaczając wielkości przyrostowe (□u(t), □i(t)).
5. Rozwiązaniem oryginalnego obwodu jest u(t)=U*+□u(t), i(t)=I*+□i(t).

PRZEKSZTAŁCENIE TRÓJKĄT-GWIAZDA

$$R_1 = \frac{R_{12}R_{13}}{R_{12}+R_{13}+R_{23}} \quad R_2 = \frac{R_{12}R_{23}}{R_{12}+R_{13}+R_{23}} \quad R_3 = \frac{R_{13}R_{23}}{R_{12}+R_{13}+R_{23}}$$

$$R_{12} = R_1 + R_2 + \frac{R_1R_2}{R_3} \quad R_{13} = R_1 + R_3 + \frac{R_1R_3}{R_2} \quad R_{12} = R_2 + R_3 + \frac{R_2R_3}{R_1}$$

DIODY



METODA PRĄDÓW OCZKOWYCH

$\underline{R}\,\underline{I} = \underline{E}$

I_k – prąd oczka k
E_k – suma SEM w oczku k (zgodnie z kierunkiem oczka +, przeciwnie -)
R_{ii} – suma rezystancji oczka i
R_{ij} (i != j) – rezystancje wspólne oczek i,j (gdy kierunek prądów zgodny +, przeciwny -)

METODA POTENCJAŁÓW WĘZŁOWYCH

$\underline{G}\,\underline{V} = \underline{J}$

V_k – potencjał węzła k względem węzła odniesienia (uziemienia)
J_k – suma wymuszeń prądowych dochodzących do węzła k
G_{ii} – suma konduktancji dochodzących do węzła i
G_{ij} (i != j) – minus konduktancje wspólne węzłów i,j

TW. THEVENINA

Dwójnik liniowy zastępujemy szeregowym oporem i źródłem napięcia.
R_T – zmierzone na zaciskach po usunięciu źródeł autonomicznych
E_T – napięcie na rozwartych zaciskach

TW. NORTONA

Dwójnik liniowy zastępujemy równoległym oporem i źródłem prądu.
$G_N=1/R_T$ – zmierzone na zaciskach po usunięciu źródeł autonomicznych
$J_N=E_T/R_T$ – prąd przy zwartych zaciskach

przekładnia energetyczna $p_e = \sqrt{\det \underline{A}}$ (dla czwórników RLC wynosi 1)

średni współczynnik propagacji $g = \dfrac{\sqrt{A_{11}A_{22}} + \sqrt{A_{12}A_{21}}}{\sqrt{\det \underline{A}}}$

PARAMETRY ROZPROSZENIA

$$a_1 = \frac{1}{2\sqrt{R_{01}}}(U_1 + R_{01}I_1) \qquad b_1 = \frac{1}{2\sqrt{R_{01}}}(U_1 - R_{01}I_1)$$

$$a_2 = \frac{1}{2\sqrt{R_{02}}}(U_2 + R_{02}I_2) \qquad b_2 = \frac{1}{2\sqrt{R_{02}}}(U_2 - R_{02}I_2)$$

$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \underline{S}\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$ S zależy od przyjętych impedancji odniesienia R_{01} i R_{02}.

$S_{11} = \left.\dfrac{b_1}{a_1}\right|_{R_{OBC} = R_{02}}$ - wyjście czwórnika obciążone R_{02} || $S_{12} = \left.\dfrac{b_1}{a_2}\right|_{R_W = R_{01}}$ - na wejściu czwórnika R_{01}

$S_{21} = \left.\dfrac{b_2}{a_1}\right|_{R_{OBC} = R_{02}}$ - wyjście czwórnika obciążone R_{02} || $S_{22} = \left.\dfrac{b_2}{a_2}\right|_{R_W = R_{01}}$ - na wejściu czwórnika R_{01}

SYNTEZA OBWODÓW

SYNTEZA DWÓJNIKA LC

Można otrzymać jeśli immitancja $F_{LC} = \begin{cases} Z(s) \\ Y(s) \end{cases} = \begin{cases} P(s)/N(s) \\ N(s)/P(s) \end{cases}$ $P(s)$ *wielomian parzysty*, $N(s)$ *wielomian nieparzysty*

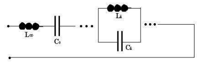
współczynniki wielomianów dodatnie, rzeczywiste. Zera i bieguny $F_{LC}(s)$ leżą na osi urojonej i występują w parach sprzężonych.

1. **METODA FOSTERA** (rozkład na ułamki proste)

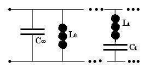
   trzeba zamienić na ułamek prosty: $F_{LC}(s) = k_\infty s + \dfrac{k_0}{s} + \sum \dfrac{k_i s}{s^2 + \omega_i^2}$

   $$\left.\frac{F_{LC}(s)}{s}\right|_{s^2 = p} = k_\infty + \frac{k_0}{p} + \sum \frac{k_i}{p + \omega_i^2}$$

   A. jeżeli $F_{LC}(s)$ = Z(s) to $k_\infty = L_\infty$ $\quad k_0 = \dfrac{1}{C_0}$ $\quad k_i = \dfrac{1}{C_i}$ $\quad \omega_i^2 = \dfrac{1}{L_iC_i}$

   B. jeżeli $F_{LC}(s)$ = Y(s) to $k_\infty = C_\infty$ $\quad k_0 = \dfrac{1}{L_0}$ $\quad k_i = \dfrac{1}{L_i}$ $\quad \omega_i^2 = \dfrac{1}{L_iC_i}$

ROZKŁAD NA UŁAMKI PROSTE

DOBROĆ

$$Q_C = \frac{\omega C(\omega)}{G(\omega)} = 2\pi\frac{W_{C\max}}{W_{RT}} \qquad Q_L = \frac{\omega L(\omega)}{R(\omega)} = 2\pi\frac{W_{L\max}}{W_{RT}}$$

REZONANS

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

rezonans napięć – obwód szeregowy: $X(\omega) = 0$, $Q = \dfrac{\omega_0 L}{R} = \dfrac{1}{R\omega_0 C} = \dfrac{|U_L|}{|U_R|} = \dfrac{|U_C|}{|U_R|}$

rezonans prądów – obwód równoległy: $B(\omega) = 0$, $Q = \dfrac{\omega_0 C}{G} = \dfrac{1}{G\omega_0 L} = \dfrac{|I_L|}{|I_G|} = \dfrac{|I_C|}{|I_G|}$

Szerokość pasma przepuszczania obwodu rezonansowego – zbiór częstotliwości, dla których stosunek mocy czynnej przy dowolnej częstotliwości do mocy czynnej przy rezonansie jest nie mniejszy od ½.

$$\frac{1}{2} \le \frac{P}{P_0} \le 1 \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \le \frac{|I|}{|I_0|} \le 1, \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \le \frac{|U|}{|U_0|} \le 1$$

$\dfrac{\Delta\omega}{\omega_0} = \dfrac{1}{Q}$ - mając szerokość pasma i pulsację rezonansową, można obliczyć dobroć.

ZASADA KOMUTACJI

$u_C(t^+) = u_C(t^-) \qquad i_L(t^+) = i_L(t^-)$

Prawdziwe zawsze za wyjątkiem sytuacji, gdy i_C lub u_L zawiera impuls Diraca.

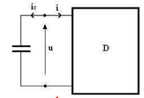
OBWODY 1-RZĘDU

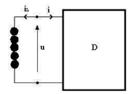
Zawierają jeden kondensator lub cewkę, oraz opory i źródła.

$y(t) - y_{ust}(t) = [y(t_0) - y_{ust}(t_0)]e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$ - dla wymuszeń stałych lub okresowych

1. Z tw. Thevenina (Nortona) wyznaczamy R_T, G_N, y_{ust}.
2. Wyznaczyć $\tau = R_T C \qquad \tau = G_N L$
3. Wyznaczyć $y(t_0)$. ($u_C(t_0^+) = u_C(t_0^-)$, $i_L(t_0^+) = i_L(t_0^-)$), dla innych wielkości y_0 i y_∞ stosujemy zasadę kompensacji → w chwili t_0 kondensator zastępujemy $E = u_C(t_0^+)$, cewkę $J = i_L(t_0^+)$ (podobnie dla y_∞), zostaje sieć rezystancyjna.)

DRGANIA RELAKSACYJNE W OBWODACH ODCINKOWO LINIOWYCH 1-RZĘDU

A) 

B) 

CZAS PRZEJŚCIA $y(t_p) \rightarrow y(t_k)$

$$t_k - t_p = \tau \ln\frac{y_p - y_\infty}{y_k - y_\infty}$$

TRAJEKTORIA punkty na płaszczyźnie i(u) reprezentujące prądy i napięcia na zaciskach dwójnika, gdy czas zmienia się od t_0 do t_∞.

PUNKT RÓWNOWAGI punkt trajektorii, w którym u=const. oraz i=const.

STABILNY PUNKT RÓWNOWAGI po niewielkim wychyleniu, obwód wraca do punktu równowagi.

RÓWNANIE STANU

A) $\frac{du}{dt}=-\frac{i}{C}$ B) $\frac{di}{dt}=-\frac{u}{L}$

PUNKT IMPASU – następuje zmiana nachylenia z dodatniego na ujemne. W celu przejścia trzeba założyć możliwość przeskoku w czasie =0 do innego punktu. (Przy zachowaniu prawa komutacji i musi być jednoznacznie wiadomo do jakiego punktu).

METODA OPERATOROWA

PRZEKSZTAŁCENIE LAPLACE'A: $F(s)=\int_{0^-}^{\infty} f(t)e^{-st}dt$

TWIERDZENIA:

- liniowość
- funkcja przesunięta $\mathrm{L}[x(t-T)]=X(s)e^{-sT}$
- mnożenie przez f.wykładniczą $\mathrm{L}\left[x(t)e^{\pm\alpha t}\right]=X(s\pm\alpha)$
- transformata pochodnej $\mathrm{L}\left[\frac{dx}{dt}\right]=sX(s)-x(0^-)$
- transformata całki $\mathrm{L}\left[\int_0^t x(\tau)d\tau\right]=\frac{1}{s}X(s)$
- tw. graniczne $x(0^+)=\lim_{s\to\infty} sX(s)$ $x(\infty)=\lim_{s\to 0} sX(s)$, jeśli istnieją.
- transformata splotu $\mathrm{L}[x(t)*h(t)]=X(s)\cdot H(s)$

TRANSFORMATA ODWROTNA

$x(t)1(t)=\mathrm{L}^{-1}[X(s)]=\frac{1}{2\pi j}\int_{\alpha-j\infty}^{\alpha+j\infty} X(s)e^{st}ds$ $\alpha>\sigma_0$ odcięta zbieżności transformaty

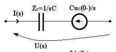
$x(t)1(t)=\sum_{k=1}^{n}\operatorname*{Res}_{s=s_k}\left[X(s)e^{st}\right]$

$\operatorname*{Res}_{s=s_k}\left[X(s)e^{st}\right]=\lim_{s\to s_k}\frac{1}{(m_k-1)!}\frac{d^{m_k-1}}{ds^{m_k-1}}\left[(s-s_k)^{m_k}X(s)e^{st}\right]$

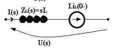
m_k – krotność bieguna

REZYSTOR $U_R(s)=RI_R(s)$ $Z_R=R$

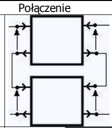
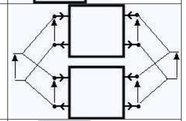
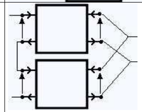
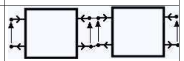
KONDENSATOR $I_C(s)=sCU_C(s)-Cu_C(0^-)$ $Z_C=\frac{1}{sC}$



CEWKA $U_L(s)=sCI_L(s)-Li_L(0^-)$ $Z_C=sL$



CZWÓRNIKI

Macierz	Połączenie	
impedancyjna: $\begin{bmatrix}U_1\\U_2\end{bmatrix}=\underline{Z}\begin{bmatrix}I_1\\I_2\end{bmatrix}$ np. $Z_{11}=\frac{U_1}{I_1}\Big\vert_{I_2=0}$ - rozwarte wyjście, itd.	szeregowe $Z=Z_1+Z_2$ [o ile połączenie regularne, cokolwiek to znaczy:P]	
admitancyjna: $\begin{bmatrix}I_1\\I_2\end{bmatrix}=\underline{Y}\begin{bmatrix}U_1\\U_2\end{bmatrix}$	równoległe $Y=Y_1+Y_2$ [o ile poł. regularne]	
hybrydowa: $\begin{bmatrix}U_1\\I_2\end{bmatrix}=\underline{H}\begin{bmatrix}I_1\\U_2\end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix}I_1\\U_2\end{bmatrix}=\underline{G}\begin{bmatrix}U_1\\I_2\end{bmatrix}$	mieszane: -szeregowo-równoległe (na rys.) $H=H_1+H_2$ -równoległo-szeregowe (odwrotnie) $G=G_1+G_2$ [o ile poł. regularne]	
łańcuchowa: $\begin{bmatrix}U_1\\I_1\end{bmatrix}=\underline{A}\begin{bmatrix}U_2\\-I_2\end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix}U_2\\I_2\end{bmatrix}=\underline{B}\begin{bmatrix}U_1\\-I_1\end{bmatrix}$	łańcuchowe: $A=A_1A_2$ (mnożenie macierzy nieprzemienne) [poł. zawsze regularne]	

PARAMETRY FALOWE

macierz łańcuchowa: $A=\begin{bmatrix}\frac{\cosh(g)}{p} & Z_f\sinh(g)\\ \frac{\sinh(g)}{Z_f} & p\cosh(g)\end{bmatrix}$

impedancja falowa średnia $Z_f=\sqrt{A_{12}/A_{21}}=\sqrt{Z_{f1}Z_{f2}}$

impedancja fal. pierwotna $Z_{f1}=\sqrt{Z_{O1}Z_{Z1}}$ (impedancja wejściowe przy rozwartym/zwartym wyjściu)

impedancja fal. wtórna $Z_{f2}=\sqrt{Z_{O2}Z_{Z2}}$ (impedancja wejściowe przy rozwartym/zwartym wejściu)

przekładnia impedancyjna $p=\sqrt{A_{22}/A_{11}}=\sqrt{Z_{f2}/Z_{f1}}$

TW. O KOMPENSACJI

Dowolną gałąź można zastąpić id. źródłem napięcia lub prądu, jeśli nie zmieni to napięć i prądów w obwodzie i jest jednoznaczne (przy nieliniowych).

ZASADA SUPERPOZYCJI

W obwodzie liniowym odpowiedź jest sumą odpowiedzi na każde z wymuszeń z osobna. Autonomiczne źródła napięcia zastępujemy zwarciem, źródła prądu rozwarciem.

ODPOWIEDŹ UKŁADU =SKŁADOWA SWOBODNA – zależy od wartości początkowych napięć na kondensatorach i prądów przez cewki + SKŁADOWA WYMUSZONA – zależy od wymuszeń, a nie zależy od warunków początkowych.
Dla wymuszeń stałych, harmonicznych, okresowych: SKŁADOWA PRZEJŚCIOWA – zanika po czasie teoretycznie nieskończenie długim + SKŁADOWA USTALONA – zostaje po zaniknięciu składowej przejściowej.

KONDENSATOR $i_C=C\frac{du_c}{dt}$

CEWKA $u_C=L\frac{di_L}{dt}$

METODA SYMBOLICZNA

$x(t)=x_M\sin(\omega t+\psi_0)\to X=\frac{x_M}{\sqrt{2}}e^{j\psi_0}\to x(t)=\mathrm{Im}\left[\sqrt{2}Xe^{j\omega t}\right]$

$Z_R=R$ $Z_L=j\omega L=jX_L$ $Z_C=\frac{1}{j\omega C}=-jX_C$

$Y_R=G$ $Y_L=\frac{1}{j\omega L}=-jB_L$ $Y_C=j\omega C=jB_C$

MOC:

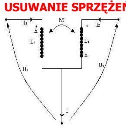
czynna $P=|U||I|\cos\varphi$ $\varphi=\psi_U-\psi_I$

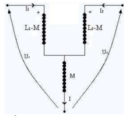
bierna $Q=|U||I|\sin\varphi$

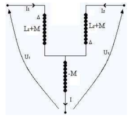
pozorna $|S|=|U||I|$

zespolona $S=UI^*=P+jQ$

USUWANIE SPRZĘŻEŃ







Istotne jest położenie zacisków jednoimiennych względem punktu rozgałęzienia, a nie kierunek prądów.

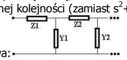
symetrycznie=dodatnie*: $U_1=L_1\frac{di_1}{dt}+M\frac{di_2}{dt}, U_2=M\frac{di_1}{dt}+L_2\frac{di_2}{dt}$

ujemne□: $U_1=L_1\frac{di_1}{dt}-M\frac{di_2}{dt}, U_2=M\frac{di_1}{dt}-L_2\frac{di_2}{dt}$

1. obliczamy miejsca zerowe mianownika
2. np. $\frac{p^2+10p+9}{p(p+4)(p+16)}=\frac{k_0}{p}+\frac{k_1}{p+4}+\frac{k_2}{p+16}$
3. obliczamy współczynniki np. $k_1=\lim_{p\to -4}\frac{(\mathbf{p+4})(p^2+10p+9)}{p(p+4)(p+16)}$

2. **METODA CAUERA**
wykonujemy pojedyncze dzielenie wielomianów. Wynik jest kolejnym elementem. Następnie mianownik dzielimy przez otrzymaną resztę, itd. Jeżeli coś wychodzi ujemne można spróbować zapisać wielomiany w odwrotnej kolejności (zamiast s^2+s+1 → $1+s+s^2$).

Powstaje struktura drabinkowa:



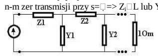
1. Jeżeli F_{LC} dąży do □ przy **s=0** (dla prądu stałego) otrzymane wyniki mają postać k_i/s. Wartościami odpowiednich elementów są $1/k_i$.
a) jeżeli F_{LC}=Z(s) (przy s=0 rozwarcie) kolejne elementy to: Z1□C, Y1□L, Z2□C, itd.
b) jeżeli F_{LC}=Y(s) (przy s=0 zwarcie) kolejne elementy to: (Z1 nie ma) Y1□L, Z2□C, itd.
2. Jeżeli F_{LC} dąży do □ przy **s=□** (dla □częstotliwość) otrzymane wyniki mają postać k_is. Wartościami odpowiednich elementów są k_i.
a) jeżeli F_{LC}=Z(s) (przy s=□ rozwarcie) kolejne elementy to: Z1□L, Y1□C, Z2□L, itd.
b) jeżeli F_{LC}=Y(s) (przy s=□ zwarcie) kolejne elementy to: (Z1 nie ma) Y1□C, Z2□L, itd.

SYNTEZA CZWÓRNIKA BEZSTRATNEGO LC

charakterystyka amplitudowa $A(\omega)=|H(\omega)|=|H(s)|_{s=j\omega}$

$H(s)=\frac{Ks^m}{B(s)}=\frac{Ks^m}{P(s)+N(s)}$. B(s) wielomian stopnia n (n>=m), P(s) wielomian parzysty, N(s) – nieparzysty.

zera transmisji (prąd nie płynie):
m zer transmisji przy s=0 => Z_i□C lub Y_i□L
n-m zer transmisji przy s=□=> Z_i□L lub Y_i□C



przy zwartym wejściu, admitancja wyjściowa $Y_{22}=\begin{cases}N(s)/P(s) & dla\ m\ nieparzystego\\ P(s)/N(s) & dla\ m\ parzystego\end{cases}$

Realizujemy dwójnik LC o danym Y_{22} lub $Z=1/Y_{22}$. (Cauerem)
Trzeba kontrolować liczbę zer transmisji.
Wejście czwórnika na dolnej krawędzi się robi.

SKALOWANIE

normalizacja: $R_N=\frac{R}{r}$ $L_N=\frac{\omega_N L}{r}$ $C_N=r\omega_N C$

denormalizacja: $R=R_Nr$ $L=\frac{L_Nr}{\omega_N}$ $C=\frac{C_N}{r\omega_N}$

$H(s)=H_N\left(\frac{s}{\omega_N}\right)$

układ otrzymany tamtymi metodami jest znormalizowany.