

Лекция 9

Вериги с разпределени параметри

Съдържание на Лекция 9

▲ Вериги с разпределени параметри.

- 9.1 Предавателни линии с разпределени параметри; телеграфни уравнения. Класическа двупроводна линия.
- 9.2 Понятие за бягаща и стояща вълна. Параметри на линиите: коефициент на стояща вълна и коефициент на отражение. Входен импеданс.
- 9.3 Двупроводна линия с различни товари – частни случаи. Съгласуване на предавателна линия с товар.
- 9.4 Понятие за вълновод. Съвременни планарни и високочестотни предавателни линии.

Лекция 9

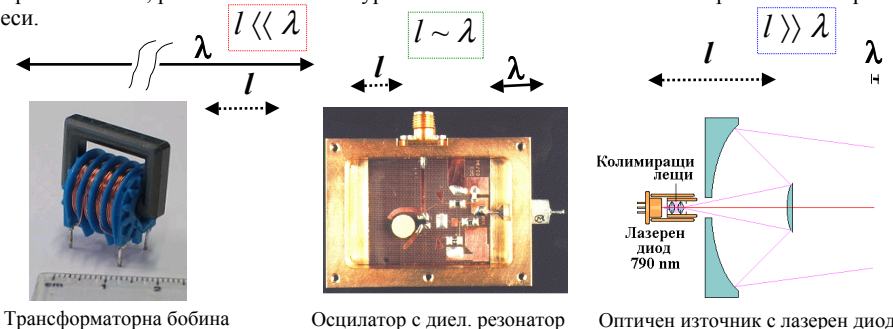
9.1 Предавателни линии с разпределени параметри. Телеграфни уравнения. Класическа двупроводна линия

Съсредоточени елементи в електрониката

При ниски честоти разглежданите досега елементи имат размери, много по-малки от дължината на вълната ($l \ll \lambda$). По тази причина те са “съсредоточени” в малка област на пространството и могат да натрупват или електрическа, или магнитна енергия – “*съсредоточени елементи*”.

При по-високи честоти положението се променя; размерите на елементите стават сравними и дори по-малки от дължината на вълната – “*разпределени елементи*”.

Това променя и подходът към анализа на тези елементи. При ниски честоти процесите са квазистационарни, в сила са законите на Кирхоф и се работи с токове и напрежения, които не зависят от разстоянията. При високи честоти токовете и напреженията вече зависят от разстоянието; работи се с вълнови уравнения и системите се описват чрез вълнови процеси.

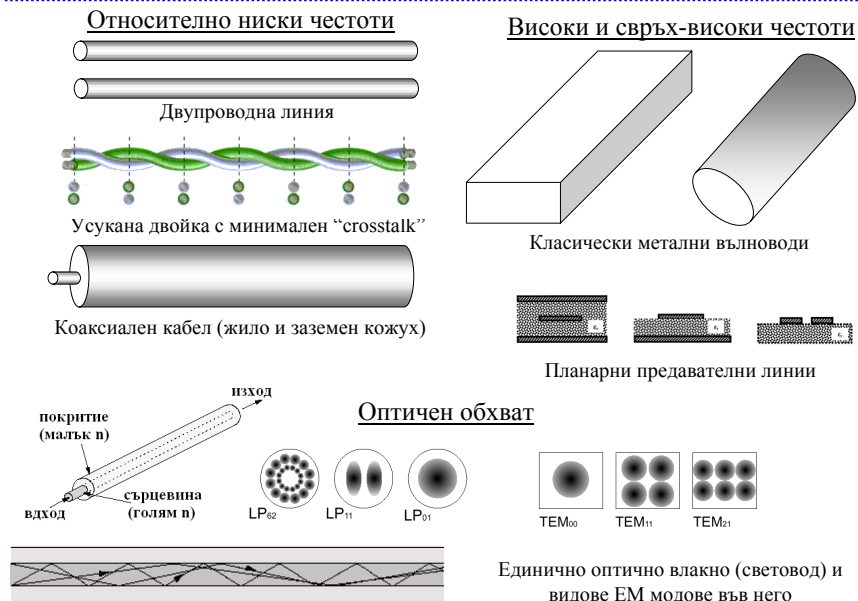


Трансформаторна bobина

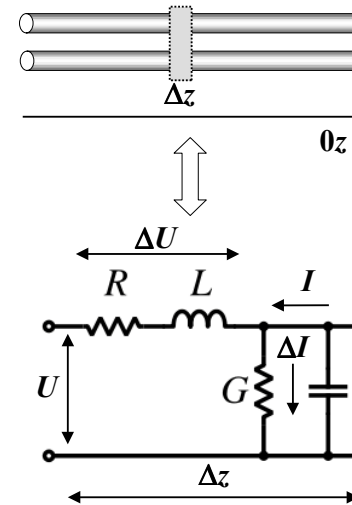
Осцилатор с диел. резонатор

Оптически източник с лазерен диод

Предавателни линии



Анализ на предавателни линии с разпределени параметри



При анализа на високочестотни предавателни линии с разпределени параметри има два основни подхода:

1) Чрез представяне на линиите като структури с разпределени LCRG елементи на единица дължина – т.е. съсредоточени елементи на безкрайно малки разстояния – линии с TEM вълни.

2) Чрез вълнови уравнения – в общия случай.

При първия подход могат да се определят диференциалните нараствания на напрежението и тока

$$\begin{cases} \Delta \dot{U} = \dot{I}(R + j\omega L)\Delta z \\ \Delta \dot{I} = \dot{U}(G + j\omega C)\Delta z \end{cases}$$

При $\Delta z \rightarrow 0$

$$\begin{cases} \frac{d\dot{U}}{dz} = \dot{I}(R + j\omega L) \\ \frac{d\dot{I}}{dz} = \dot{U}(G + j\omega C) \end{cases}$$

Това са т. нар. *"телеграфни уравнения"* за линии с напречни TEM вълни. Дават решенията за тока и напрежението на разпространяващи се по оста 0z на линията TEM вълни (сигнали). Величините LCRG се определят на единица дължина за всяка конкретна линия.

Решения на телеграфното уравнение

Телеграфните уравнения могат да се преобразуват във вида, показан вдясно

където е въведена комплексна *константа на разпространение*

$$\gamma^2 = (R + j\omega L)(G + j\omega C)$$

или

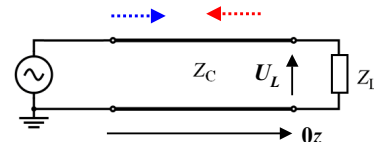
$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$$\frac{d^2 \dot{U}(z)}{dz^2} - \gamma^2 \dot{U}(z) = 0$$

$$\frac{d^2 \dot{I}(z)}{dz^2} - \gamma^2 \dot{I}(z) = 0$$

Решенията на телеграфното уравнение се търсят по стандартния начин във вида

$$\begin{cases} \dot{U}(z) = U^+ e^{+\gamma z} + U^- e^{-\gamma z} \\ \dot{I}(z) = \frac{U^+}{Z_C} e^{+\gamma z} - \frac{U^-}{Z_C} e^{-\gamma z} \end{cases}$$



Тук е въведено понятието *характеристичен импеданс* Z_C , определен от израза

където амплитудите на напреженията на правата и обратната вълна се определят от граничните условия

$$U^\pm = \frac{U_L}{2} \left(1 \pm \frac{Z_C}{Z_L} \right)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \equiv \sqrt{\frac{L}{C}} = R_C$$

Физичен смисъл на някои величини

Величината γ е известна като комплексен коефициент (константа) на разпространение на сигнала (вълната) в предавателната линия (вълновод). $\gamma = \alpha + j\beta$

Величината α представлява коефициент (константа) на затихване ($\alpha < 0$) или усилване ($\alpha > 0$) на сигнала (вълната) в предавателната линия. Величината β е известна като коефициент (константа) на разпространение на сигнала (вълната) в предавателната линия (вълновод). Нека в линията няма затихване, т.е.

$$\gamma = j\beta \implies e^{\pm j\beta z}$$

При показаната вдясно времева зависимост на сигнала (тук не я дискутираме; изглежда се по аналогия с променливотоковите вериги; пълен анализ може да се направи в електродинамиката чрез вълновото уравнение)

се получават следните изрази за напрежението и тока на двата сигнала, разпространяващи се в линията в права и обратна посока $\implies U, I \sim e^{j(\omega t \pm \beta z)}$

Тук се въвеждат следните важни величини:

❖ Фазова скорост на сигнала

$$v_{ph} = \frac{\omega}{\beta}$$

❖ Фазова константа на разпространение (вълново число)

$$\beta = \frac{\omega}{v_{ph}} = \frac{2\pi f}{v_{ph}} = \frac{2\pi}{v_{ph} T} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

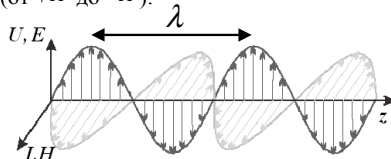
❖ Фаза на сигнала (фазово закъснение)

$$\varphi = \omega t \pm \frac{2\pi}{\lambda} z = \omega t \pm \beta z$$

Напречна електромагнитна вълна (TEM)

Покажем, че в двупроводната линия, при възбуждане от източник на хармоничен сигнал, могат да се разпространяват електромагнитни ЕМ вълни, подобни на светлината. Това са напречни вълни (TEM, Transverse Electro-Magnetic), т.е. при тях трептенията на тока (или на магнитното поле) и напрежението (или електричното поле) стават в посока, напречна на посоката на разпространение на сигнала (оста $0z$). TEM вълните не изчерпват всички възможни типове вълни в предавателните линии, но ние ще се ограничим само с тях. Всъщност, всяка TEM вълна е суперпозиция от две TEM вълни, бягащи по оста $0z$ в две различни посоки – права (от $-\infty$ до $+\infty$) и обратна (от $+\infty$ до $-\infty$).

$$u(z, t) = U^+ e^{j(\omega t - \beta z)} + U^- e^{j(\omega t + \beta z)}$$

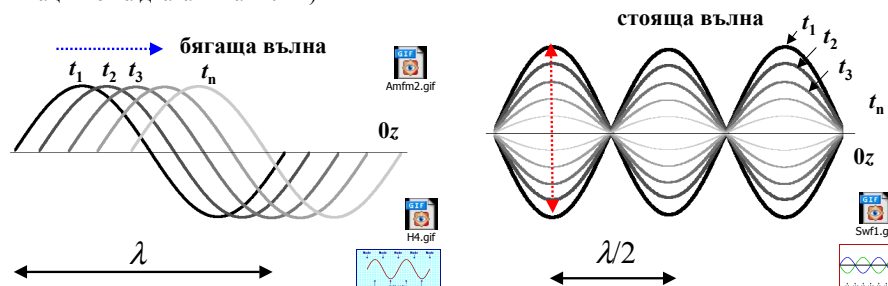
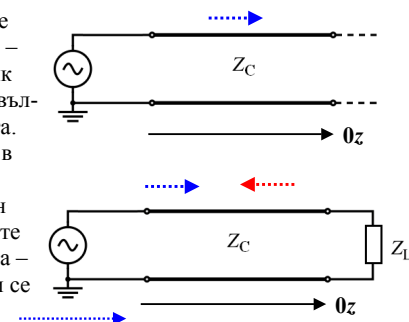
$$i(z, t) = \frac{U^+}{Z_C} e^{j(\omega t - \beta z)} - \frac{U^-}{Z_C} e^{j(\omega t + \beta z)}$$


Тук първата група събираеми се отнася до правата вълна, а втората група – до обратната вълна. И в двете измерения – времевото (по t) и пространственото (по z), се извършват хармонични трептения с определен “машаб”: във времето са свързани с честотата, кръгова ω или линейна f , а в пространството – с вълновото число β или дължината на вълната λ . Навсякъде при разпространението в линията вълните “виждат” структура, имаща един и същи импеданс – това е характеристичният импеданс Z_C на хомогенна линия.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}; \quad \omega = 2\pi f \quad Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Бягаща и стояща вълна

Покажем, че в предавателните линии могат да се разпространяват електромагнитни в двете посоки – права и обратна. Ако в линията има един източник (при $z = -\infty$), в нея се разпространява само права вълна; няма физична причина да се появява обратната. Такава вълна се нарича “бягаща”. Обратна вълна в подобна линия ще се появи, само ако правата се “отрази” при наличие на нееднородност – товарен импеданс $Z_L \neq Z_C$. Така в линията се появяват двете вълни; сега правата се нарича *падаща*, а обратната – *отразена*. Падащата и отразената интерферират и се образува “стояща” вълна (вж. илюстрациите и анимациите на двата типа вълни)

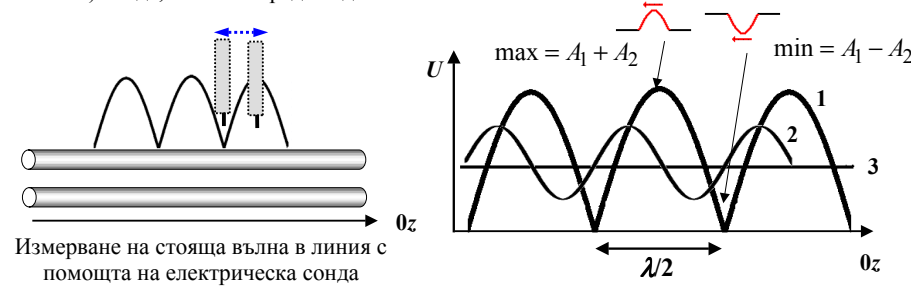
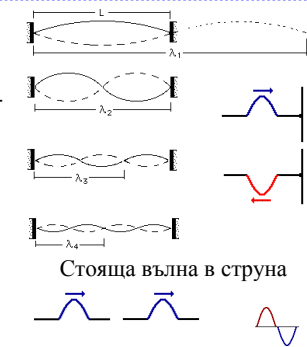


Лекция 9

9.2 Понятие за бягаща и стояща вълна. Параметри на линиите: коефициент на стояща вълна и коефициент на отражение. Входен импеданс

Формиране на стоящата вълна

Стоящата вълна се формира при интерференцията между падащата и отразената вълна в линията. Вдясно и показан този процес за механична стояща вълна в струна. В предавателните линии процесът е подобен. Максимум се формира при конструктивна, а минимум – при деструктивна интерференция. Минимумът е дълбок, а максимумът е висок, ако отразената вълна е силна (1). Обратно, при намаляване на амплитудата на отразения сигнал, нивото на максимума намалява, а на минимума се увеличава (2). Накрая, при отсъствие на отразена вълна, няма екстремуми на стояща вълна (3). Разпределението на напрежението или тока на стоящата вълна може да се измери с електрическа (или магнитна) сонда, която се предвижда по оста на линията.



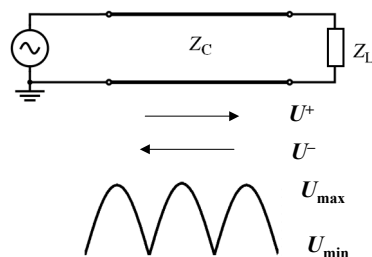
Коефициент на стояща вълна и коефициент на отражение

От казаното дотук е ясно, че наличието на отразена вълна в дадена предавателна линия е индикация, че по оста ѝ има някаква нехомогенност. В частност, това може да е устройство с товарен импеданс $Z_L \neq Z_C$. Как да се опише количествено този ефект? Това може да стане като се въведат следните величини: 1) коефициент на отражение $\Gamma(z)$ и 2) коефициент на стояща вълна по напрежение $VSWR$ (по-рядко по ток) (Voltage Standing-Wave Ratio).

$$\dot{\Gamma} = \frac{U^-}{U^+} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad \rho = |\dot{\Gamma}| \in (0, 1)$$

$$VSWR = KCBH = r = \frac{|U_{\max}|}{|U_{\min}|} = \frac{|U^+ + U^-|}{|U^+ - U^-|} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad VSWR = r \in (1, \infty)$$

И двете величини могат да се използват за характеризиране на “натоварването” на предавателната линия в нейния край и отсъствието или наличието на стояща вълна. Ако $|\Gamma| = 0$ или $VSWR = 1$, това означава, че в линията има бягаща вълна. Обратно, при $|\Gamma| = 1$ или $VSWR \rightarrow \infty$, в линията има чисто стояща вълна. В междинните случаи може да се установи характера на товара и степента на съгласуване на линията с нейния товар накрая (антена, усилвател, генератор и пр.)



Връзки:

$$VSWR = r = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

$$|\dot{\Gamma}| = \rho = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

Входен и товарен импеданс на линията

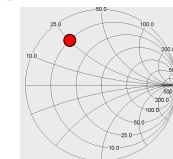
Има и друг, импедансен подход към предавателните линии. Всяка линия има свой характеристичен импеданс Z_C , а нейният край може да се “натовари” с произволен импеданс $Z_L \neq Z_C$. Тогава във всяка точка от линията може да се дефинира входен импеданс Z_{in} :

$$Z_{in}(z) = \frac{U(z)}{I(z)} = Z_C \frac{U^+ + U^-}{U^+ - U^-} = Z_C \frac{1 + \dot{\Gamma}(z)}{1 - \dot{\Gamma}(z)} = R_{in} + jX_{in}$$

Следователно, можем да заменим товарният импеданс Z_L в точката $z = 0$ с нов “товарен” импеданс Z_{in} в точката z и да игнорираме останалата част. Обратно, товарният импеданс Z_L се явява “входен” импеданс в точката $z = 0$.

Тези разсъждения показват, че входният импеданс Z_{in} във всяка произволна точка на линията я характеризира напълно и може да се използва в анализа на произволни предавателни линии и при съгласуването на устройствата. Величината Z_{in} може да се определи напълно, ако са известни следните величини: характеристичен импеданс Z_C , товарен импеданс Z_L , константа на разпространение β (или дължината на вълната λ) и разстояние z до товара. Много е удобно използването на т. нар. полярна диаграмата на Смит (не се разглежда в лекциите).

$$Z_{in} = Z_C \frac{Z_L + jZ_C \tan \beta z}{Z_C + jZ_L \tan \beta z}$$



Лекция 9

9.3 Двупроводна линия с различни товари - частни случаи. Съгласуване на предавателна линия с товар

Съгласувана двупроводна линия

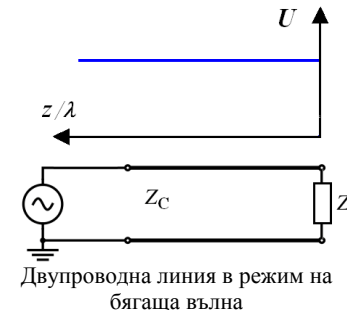
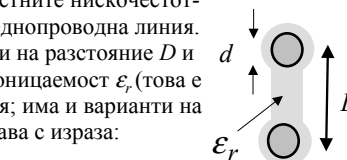
Двупроводната линия (two-wire line) е една от най-известните нискочестотни предавателни линии, алтернатива на обикновената еднотроводна линия. Състои се от два проводника с диаметър d , разположени на разстояние D и намиращи се в диелектричен кожух с диелектрична проникваемост ϵ_r (това е един от геометричните варианти на неекранирана линия; има и варианти на екранирана линия). Характеристичен импеданс Z_C се дава с израз:

$$Z_C^{\bullet\bullet} = 120\pi \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} \operatorname{arch} \frac{D}{d}$$

Когато двупроводната линия е с тънки проводници ($d \ll D$) и е във въздух ($\epsilon_r = 1$), нейният характеристичен импеданс става приближено равен на т. нар. вълнов импеданс на TEM вълната в свободното пространство, т.е.

$$Z_C^{\bullet\bullet} \cong 120\pi = 377 \Omega$$

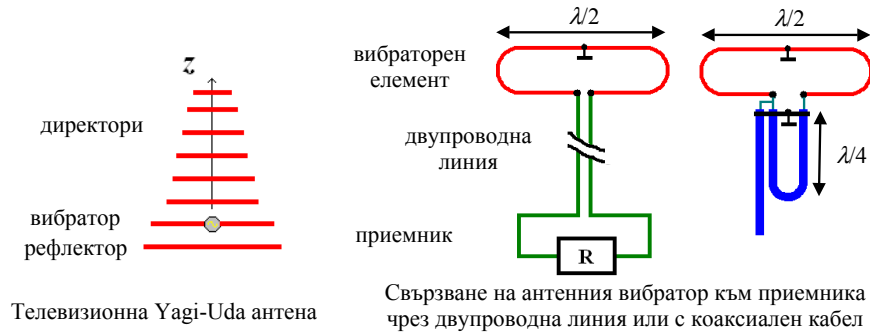
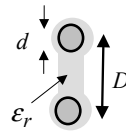
Когато двупроводната линия се “натовари” с товарен импеданс, равен на характеристичния, $Z_L = Z_C$, линията е напълно съгласувана и в нея няма отразена вълна (вж. фигурата вдясно). Това е режимът на “бягаща вълна” в предавателната линия, който е желан при повечето ѝ приложения, особено за захранване на метрови и дециметрови антени – антенни фидери (вж. другата страница).



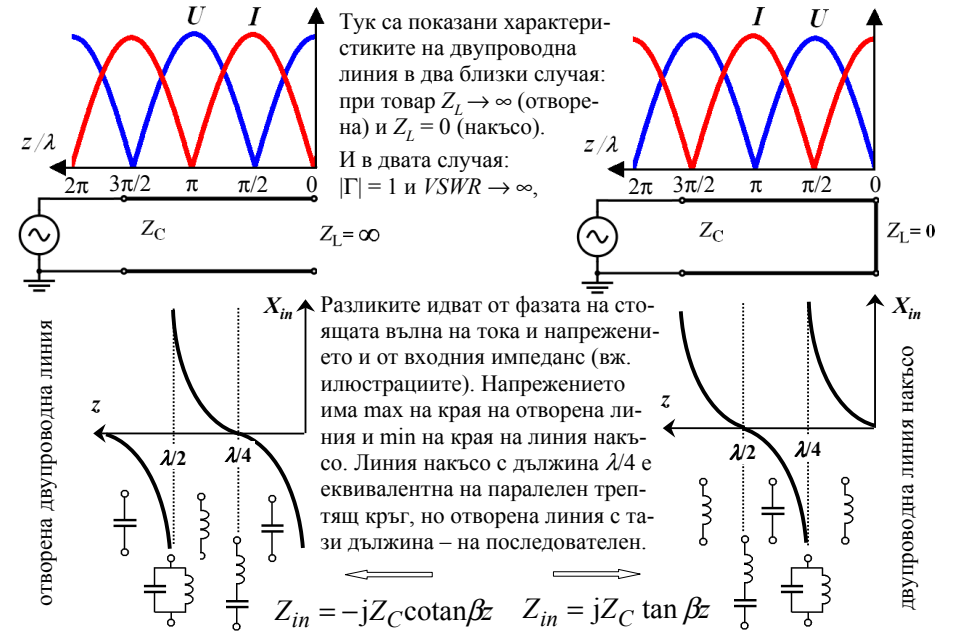
Двупроводната линия като антенен фидер



Двупроводната линия може да се използва за захранваща (фидерна) линия на антени, особено на най-разпространените телевизионни антени на Yagi-Uda (вж. фигурата долу). Причините са няколко: първо тя е симетрична и лесно се свързва към вибраторния елемент на антената. Второ, лесно се съгласува с него (вibratorът има импеданс $\sim 300 \Omega$, който лесно се постига с двупроводната линия). Загубите на линията зависят от $(D/\lambda)^2$ и са $\sim \text{dB/km}$ при честоти под 1000 MHz, ако $D \ll \lambda$. На по-високи честоти, обаче, загубите растат бързо поради излъчване, а линията започва да се влияе силно от външни въздействия и екрани. В тези случаи се предпочита 75-омният коаксиален телевизионен кабел, но той се съгласува по-трудно с вибратора (напр. чрез U-коляно, вж. илюстрацията).



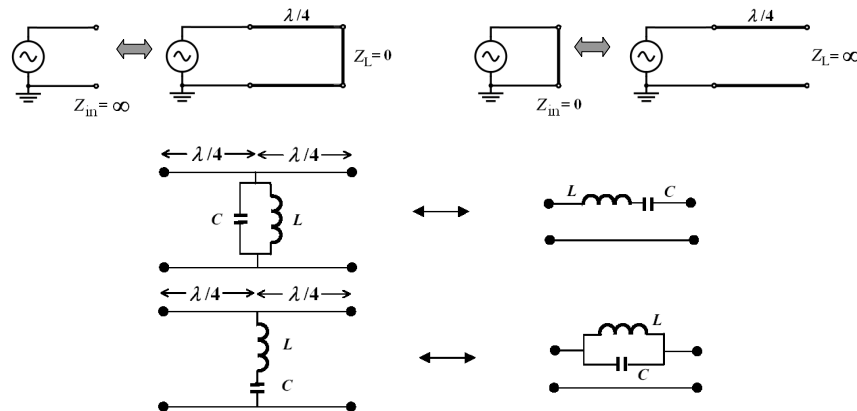
“Отворена” двупроводна линия и линия “накъсо”



Свойства на четвърт-вълнови отрязъци от двупроводна линия

Отрязъците от двупроводни или други предавателни линии с дължина $\lambda/4$ (четвърт-вълнови отрязъци) имат специални свойства за трансформация на импеданса. На тази дължина входният импеданс е пропорционален на реципрочната стойност на товарния импеданс.

Разгледайте дадените на илюстрациите специални трансформации на импеданса и ги обяснете.



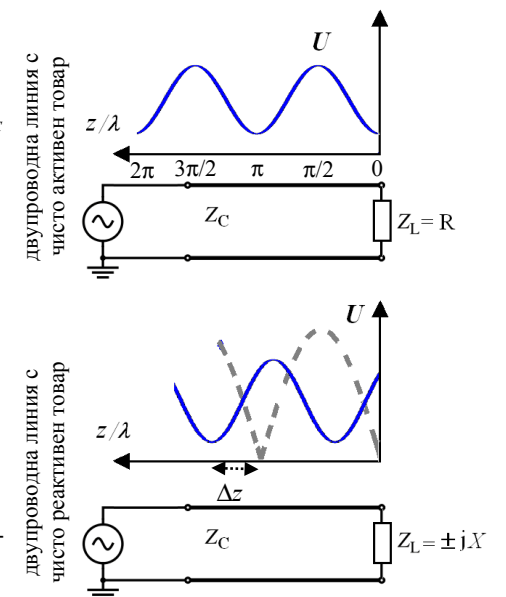
Натоварване на двупроводна линия с произволен импеданс

Двупроводната линия може да се натовари с чисто активно съпротивление R , което да е различно от характеристичното. Това води до разсъгласуване, което е толкова по-голямо, колкото повече R се отличава от Z_C (вж. на следващата страница как линията може да се съгласува). Линията сега се характеризира със следните параметри:

$$|\Gamma| = \frac{R - Z_C}{R + Z_C} < 1$$

$$VSWR = \begin{cases} R/Z_C; & (R > Z_C) \\ Z_C/R; & (R < Z_C) \end{cases}$$

В други случаи линията може да се натовари с чисто реактивен импеданс jX . Сега основният ефект е отместване на местата на минимумите и максимумите. Отместването Δz може да се определи спрямо линия, дадена накъсо, и в зависимост от големината и знака на това отместване може да се определи и характера на реактивния импеданс.



Съгласуване на устройства чрез предавателни линии

Съгласуването на устройствата, вкл. и предавателните линии, е много важен проблем в електрониката, особено на високи честоти. *Съгласуването е режим, при който между две устройства се предава максимално възможната мощност на сигнала* (т. е. между тях е установен режим на бягаща вълна, без отражения в идеалния случай).

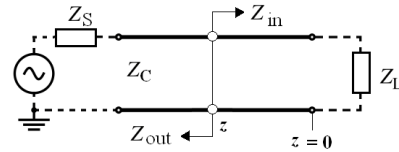
Нека две устройства – източник с импеданс Z_S и товар с импеданс Z_L са свързани чрез предавателна линия с импеданс Z_C . Режимът на съгласуване се изразява математически чрез

$$Z_{in}(z) = Z_{out}^*(z); \quad \forall z$$

Тук входният импеданс Z_{in} се определя при товарен Z_L , и изходният импеданс Z_{out} – при товарен Z_S . Това комплексно условие е еквивалентно на две реални условия

$$\begin{cases} R_{in}(0) = R_{out}(0); & R_L = R_S \\ X_{in}(0) = -X_{out}(0); & X_L = -X_S \end{cases}$$

Обикновено източникът е добре съгласуван, т.е. $R_S \sim Z_C$ и $X_S \sim 0$. Това означава, че за да има съгласуване, трябва да се осигури в поне в една точка $R_{in} \sim Z_C$, а $X_{in} \sim 0$. От гледна точка на коефициента на отражение (или на стояща вълна) идеално съгласуване има, когато $|\Gamma| = 0$ или $VSWR = 1$. По-нататък ще разгледаме накратко някои от най-важните методи за съгласуване.



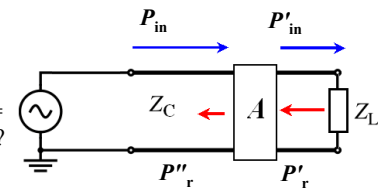
Съгласуване чрез поглъщане на отразен сигнал

Един от най-простите, но сигурни методи за съгласуване, е *поглъщане на отразената вълна* в линията. Това става в специално устройство – атенюатор А (затихвател). Нека при преминаване през атенюатора даден сигнал затихва по мощност a пъти или с A , dB = $10 \log a$. Как се реализира съгласуването в този случай?

Нека първо в линията няма атенюатор. Тогава коефициентът на отражение $|\Gamma|$ може да се определи от корена на отношението на отразената и падащата мощност, P_r и P_{in} (вж. израза вдясно).

Ако атенюаторът се включи преди товара. Падащият сигнал преминава веднъж през него и затихва a пъти (т.е. $P'_{in} = P_{in}/a$, или $P'_{in} = P_{in} - A$, dB). От товара се отразява a пъти по-слаб сигнал от случая без атенюатор ($P'_r = P_r/a$, или $P'_r = P_r - A$, dB). Отраженият сигнал преминава още веднъж през атенюатора и затихва още a пъти ($P''_r = P_r/a^2$, или $P'_r = P_r - 2A$, dB).

Сега коефициентът на отражение $|\Gamma|$ е a пъти по-малък, отколкото при отсъствие на атенюатор (вж. израза вдясно). Големият недостатък на метода е силното затихване и на полезния падащ сигнал. Затова се използват атенюатори с ниско затихване ($3 \div 6$ dB).



$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{P_r}{P_{in}}} = \frac{U^-}{U^+}$$

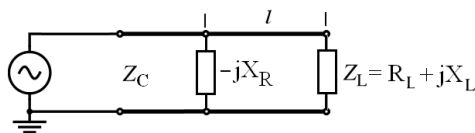
$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{P_r/a^2}{P_{in}}} = \frac{1}{a} |\Gamma|$$

Съгласуване с компенсираща реактивност

Това е също много популярен метод, но за разлика от предишния, той осигурява съгласуване само в относително тясна честотна лента ($\sim 10\%$). Това е метод за съгласуване на комплексни товари чрез компенсиране на реактивността на товара.

Как се реализира този тип съгласуване? От израз за входния импеданс в линията става ясно, че $Z_{in}(z)$ зависи от разстоянието до товара. Лесно се показва, че винаги може да се намери такова разстояние $z = l$, за което реалната част на входния импеданс е равна на характеристичния $R_{in}(z) = Z_C = R_C$. Но в същата точка $X_{in}(z) \neq 0$, поради това, че $X_L(z=l) \neq 0$. В такъв случай, ако точно на това място $z = l$ в линията се включи чисто реактивен елемент X_R , който да компенсира входната реактивност, т.е. $X_R = -X_{in}$, то новата входна реактивност $X'_{in}(z) = 0$, и следователно, за всички точки преди компенсиращата реактивност $Z_{in} = Z_C$, с което в тази част на линията (между входния генератор и реактивността X_R) се установява режим на бягаща вълна, т.е. реализира се съгласуване.

Практическият въпрос е има ли подобни реактивни елементи с нулево активно съпротивление. Да, това са различни закъснени или отворени шлейфове (вж. фигурата), штифтове и др. елементи със свойства на индуктивност (при $d < \lambda/4$) или на капацитет (при $d > \lambda/4$).



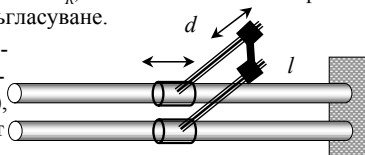
$$R_{in} = Z_C \equiv R_C \Big|_{z=l}$$

$$-jX_R = jX_{in} \Big|_{z=l}$$

$$\Rightarrow X'_{in} = 0 \Big|_{z=l}$$

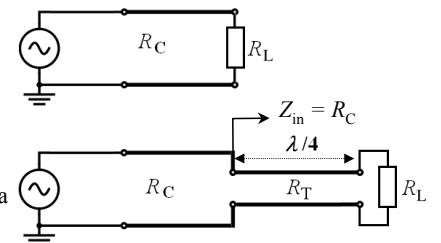
$$\Rightarrow Z'_{in} = R_C + j0$$

Съгласуващ шлейф



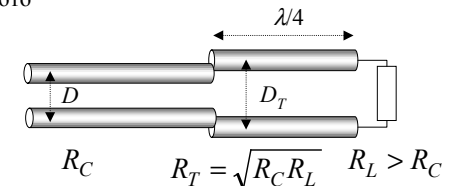
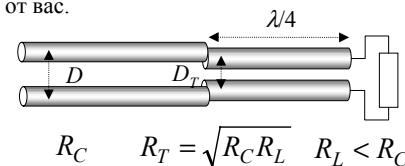
Съгласуване с четвърт-вълнов трансформатор на импеданса

Използването на четвърт-вълнов трансформатор на импеданса е класически метод за съгласуване на чисто активни съпротивления. Най-често съгласуване на активни съпротивления се налага при преминаване на сигнал между две линии с различен характеристичен импеданс, когато загубите са малки. Нека линията е натоварена с чисто активен товар $R_L \neq R_C$. Появява се отразена вълна и линията се разсъгласува. За съгласуване на двете активни съпротивления можем да използваме свойството на отрязъци от предавателна линия с дължина $\lambda/4$ (вж. израза вдясно). В този случай входният импеданс Z_{in} е реална величина и трябва да е равен на R_C , за да има съгласуване. Така се получава условие за характеристичния импеданс на трансформатора R_T . Долу са показани два примера. Обяснете наблюдаваното от вас.



$$Z_{in} \xrightarrow{\beta z = \pi/2} \frac{R_T^2}{R_L}; \quad R_{in} \equiv R_C = Z_C$$

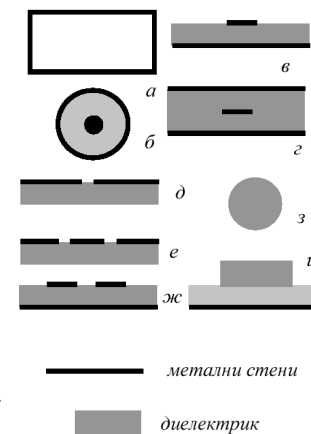
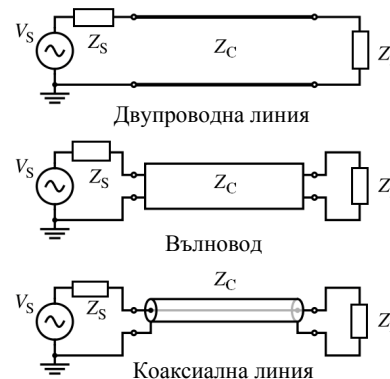
$$\Rightarrow R_T = \sqrt{R_C R_L}$$



Лекция 9

9.4 Понятие за вълновод. Съвременни планарни и високочестотни предавателни линии.

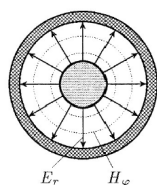
Понятие за вълновод



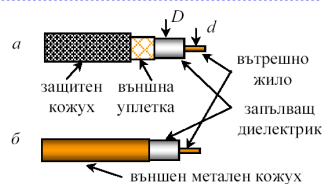
Двупроводната линия е само един тип предавателна линия. На по-високи честоти се използват и много други предавателни структури – *вълноводи*, които имат свойството да “канализират” разпространяващите се по оста им вълни. Можем да отделим три големи групи вълноводни структури: метални кухи и частично запълнени вълноводи; планарни линии (микролентови, лентови, процепни, копланарни и др.); диелектрични и оптични вълноводи (световоди).

а) правоъгълен вълновод; б) коаксиален кабел; в) микролентова линия; г) лентова линия; д) процепна линия; е) копланарен вълновод; ж) копланарна (свързана) линия; з) диелектричен копланарен вълновод; и) изолиран огледален вълновод
Типове вълни и вълнови модове в предавателните линии
[тип вълна]_{им} - TEM & qTEM; non-TEM (TE, TM, HE, EH)

Коаксиален кабел и съединители



Структура на TEM вълната



Коаксиални кабели

$$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{D}{d} \right]$$

Импеданс

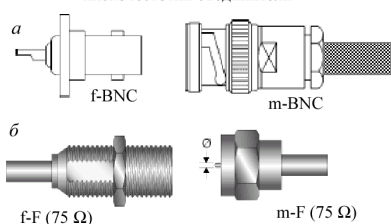
$$\alpha_C = \frac{0.014272 \sqrt{f}}{Z_C} \times \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right)$$

Загуби

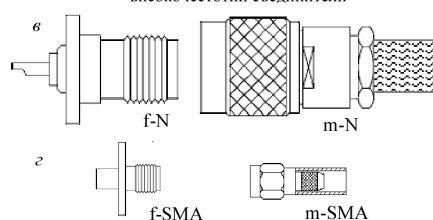
$$f_C, \text{GHz} = \frac{191}{\sqrt{\epsilon_r} (D+d), \text{mm}}$$

Гранична честота на използване

нискочестотни съединители



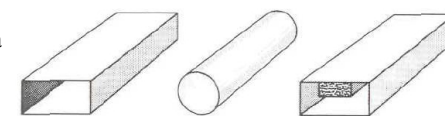
високочестотни съединители



а) BNC- (50 Ω); б) F- (75 Ω); в) N- (50 Ω); г) SMA

Правоъгълни вълноводи

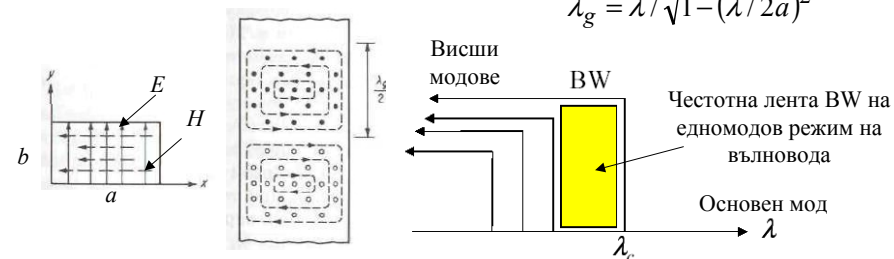
Кухите метални вълноводи са класически вълноводи в микровълновия обхват. Това са структури, в които се разпространяват не-TEM вълни (TE-, TM- и хибридни вълни). Всичките имат критична дължина на вълната λ_c , под която в тях се разпространява вълна с т. нар. вълноводна дължина на вълната λ_g , различна от тази в свободното пространство $\lambda < \lambda_c$. В правоъгълния вълновод с напречни размери $a \times b$ се разпространява основен мод TM_{10} (вж. илюстрациите). Честотната лента на вълновода е лентата на едномодел режим.



$$\lambda_g = \lambda / \sqrt{1 - \lambda^2 / \lambda_c^2}$$

λ_g – дължина на вълната във вълновода
 $\lambda = \lambda_g / \sqrt{\epsilon_r}$ – дължина на вълната в среда с проникваемост ϵ_r
 λ_c – критична дължина на вълната във вълновода

$$\lambda_g = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2}$$



Структура на полето на основния TM_{10} мод

Планарни предавателни линии – микролентова линия



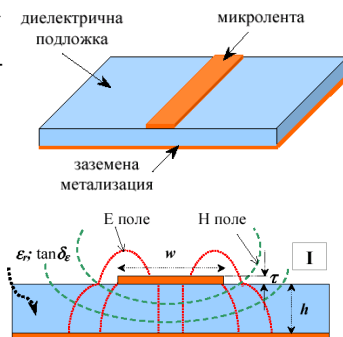
Планарните линии са особен род планарни вълноводи. Сред тях най-известна е микролентовата линия. Това са открити канализиращи вълните структури и независимо от тази "откритост", вълната се "води" по т. нар. "микролента". Основен мод тук е квази-TEM модът (q-TEM). Анализът на подобни открити структури е много по-труден от затворените, но има много софтуерни продукти, които подпомагат този анализ. Един от най-известните подходи е чрез въвеждане на ефективни параметри (вж. илюстрацията).

$$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}, \quad \beta = 2\pi / \lambda_g = 2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}} / \lambda$$

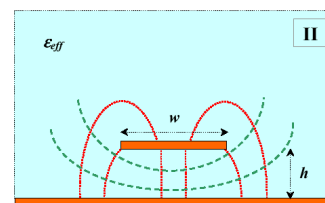
$$\epsilon_{eff}(0) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{w/h} \right)^{-1/2}$$

$$Z_C(0) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{f(w/h)}{w/h} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{w/h} \right)^2} \right]$$

$$f(w/h) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{w/h} \right)^{0.7528} \right]$$



Поле на основния q-TEM мод

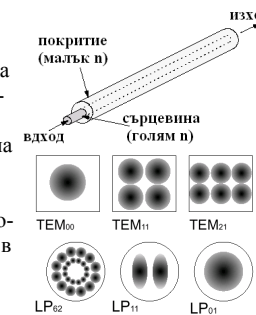


Структура с ефективна диел. проницаемост

Оптични влакна



Оптичното влакно е много тънка и дълга Si нишка, представляваща вълновод (световод). Състои се от сърцевина (n_1 , диаметър $\sim 50 \mu\text{m}$), и обвивка (покрытие) (n_2 , диаметър $\sim 150 \mu\text{m}$), като коефициентите на пречупване са избрани така, че $n_1 > n_2$. При тези условия, светлинната вълна, попадайки на входа в сърцевината, се "води" по оста ѝ до изхода, търпейки пълно вътрешно отражение между повърхността на двете среди. Както в други вълноводи, и тук съществуват модове (TEM_{mn} или LP_{mn} по друга класификация) един от които е основен (нисш), а останалите - висши. Влакното може да е едно или многомодово, а профилът на разпределение на коефициентът на пречупване в напречно сечение да е стъпаловиден или плавен (градиентен) (вж. фигурите долу). Важна характеристика на влакното е числената му апертура NA , която е количествена мярка за способността на светлинната вълна да се "канализира" в световода.

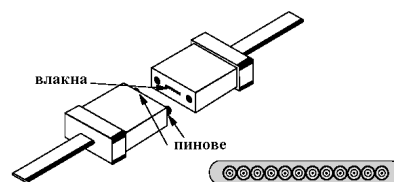
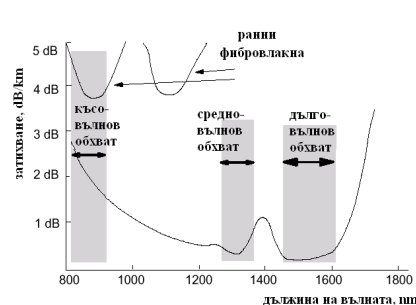


Единично оптично влакно и видове EM модове във него

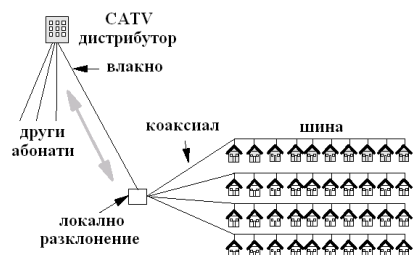


Влакно и пресмятане на числената му апертура NA . За одномодови влакна $NA \sim 0.1$, а за многомодови - $NA \sim 0.2-0.3$

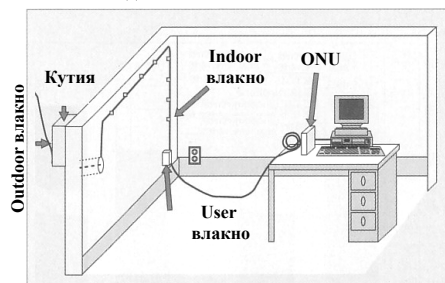
Приложение на оптични влакна в съвременните комуникации



Вляво: Загуби в оптични влакна в зависимост от дължината на вълната; Горее: модерни съединители за оптични влакна



Хибридна (HFC) технология на връзки в CATV



Примерно обзавеждане за оптична връзка за широколентов високоскоростен Internet