

## 2. Elementele componente ale circuitelor electrice

### 2.1 Aproximațiile circuitelor electrice

Studiul circuitelor electrice prin metode simple, specifice limbajului de circuite, se poate face dacă sunt îndeplinite unele condiții:

- *regimul cvasistaționar* de funcționare al circuitului, respectiv mărimile de stare electrică și magnetică asociate componentelor de circuit variază lent în timp (cu frecvență mică, cel mult medie) cu o viteză mult mai mică decât viteza lor de propagare. În regim cvasistaționar curenții electrici de deplasare ( $\frac{\partial \overline{D}}{\partial t}$ ) se neglijează peste tot cu excepția dielectricului condensa- toarelor. Condiția de a considera acest regim depinde doar de frecvența semnalelor din circuit.

- *caracterul filiform* al unui circuit parcurs de curent presupune a considera intensitatea curentului uniform repartizată pe secțiunea conductorului (fire de legătură, componente de circuit). Și această condiție depinde, în principal, de frecvență și este mai restrictivă decât prima. Atunci când ea nu este îndeplinită, se modifică parametrii care caracterizează circuitul iar valorile lor depind de frecvență.

- *caracterul perfect izolant* al dielectricului (izolației) din jurul circuitului, deci nu există scurgeri de curent de conducție între două componente, oricât de apropiate ar fi în spațiu. Dacă de-a lungul unui circuit nu se ramifică curent de conducție, nici curent de deplasare (ipoteza unui) atunci de-a lungul unei laturi de circuit intensitatea curentului rămâne constantă; curenții se ramifică doar în noduri de circuit.

### 2.2 Elemente simple de circuit

Fiecare latură a unui circuit filiform, funcționând în regim cvasistaționar poate fi privită ca o asociație de *elemente ideale de circuit*: *surse ideale* (de tensiune, de curent), *rezistoare*, *bobine*, *condensatoare* și *conductoare de legătură* între ele.



Fig. 2.1

Aceste elemente (figura 2.1) pot fi caracterizate printr-un singur parametru: tensiunea electromotoare (t.e.m)  $e$ ; curentul de scurtcircuit  $i_{sc}$ ; rezistența  $R$ ; inductivitatea  $L$ ; capacitatea  $C$ .

Astfel de circuite în care fiecare componentă are un singur parametru caracteristic poartă denumirea de *circuite cu parametri concentrați*. Și din punct de vedere energetic fenomenele sunt concentrate: căldura se disipă doar pe rezistența  $R$ , câmpul magnetic este luat în considerare doar în jurul bobinelor, câmpul electric doar între armăturile unui condensator.

*Elementele reale* de circuit au proprietăți mai complexe, care nu pot fi caracterizate printr-un singur parametru. Un element real de circuit admite o *schemă echivalentă* formată dintr-o conexiune de elemente ideale, cu condiția ca elementul real de circuit și schema echivalentă să fie descrise de aceleași ecuații.

În funcție de valorile parametrilor, circuitele electrice se clasifică în categoriile:

- *circuite liniare*: parametrii  $R$ ,  $L$ ,  $C$  sunt constanți și depind numai de construcția lor (geometrie, dimensiuni, materiale). Funcționarea acestora este descrisă de ecuații diferențiale cu coeficienți constanți.

- *circuite parametrice*: parametrii lor depind de unul sau mai mulți parametri externi, de tip temperatură, umiditate, presiune, etc iar dacă acesta este variabil în timp, atunci și parametrii circuitului vor fi funcții de timp. Ecuațiile de funcționare sunt ecuații diferențiale liniare parametrice (cu coeficienți variabili în timp).

- *circuite neliniare*: parametrii lor depind de tensiunea  $u$  aplicată la bornele elementului sau de intensitatea  $i$  ce trece prin element. Ecuațiile de funcționare sunt ecuații diferențiale neliniare.

- *circuite neliniar-parametrice*: sunt circuitele electrice cele mai complicate, parametrul unui element depinde atât de tensiunea  $u$ , curentul  $i$  cât și de timpul  $t$ .

### Observații

- Bobina parcursă de curentul  $i$  produce în jurul său un câmp magnetic ale cărui linii de câmp produc un anumit flux magnetic prin spirele bobinei  $\Phi[\text{Wb}]$ , proporțional cu intensitatea curentului :  $\Phi = Li$ . Tensiunea indusă la bornele bobinei prin variația acestui

flux este  $e_L = - \frac{d\Phi}{dt}$  iar tensiunea la bornele bobinei este  $u = \frac{d\Phi}{dt}$ . Condensatorul alimentat

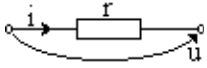
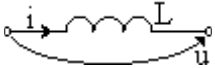
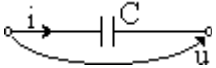
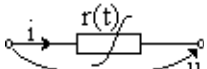
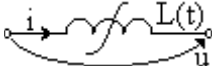
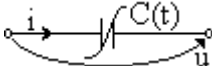
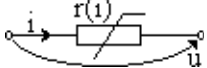

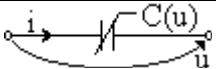
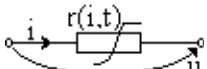

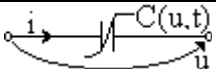
cu tensiunea  $u$  se va încărca cu sarcina  $q$ ; între curentul de încărcare și sarcina  $q$  este o

legătură dată de legea conservării sarcinii electrice:  $i = \frac{dq}{dt}$ . Reciproc,  $q = \int i dt$ , iar în

curent continuu  $Q_0 = I_0 t$ .

## 2.3 Legătura dintre tensiunea la borne $u$ și intensitatea $i$ pentru diverse elemente

Tabela 2.1

Elemente de circuit	Rezistor	Bobină	Condensator
Liniar	 $u = r \cdot i ;$ $i = g \cdot u$	 $\Phi = Li$ $u = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{di}{dt}$	 $q = Cu$ $i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt}$
Parametric	 $u = r(t) \cdot i ;$ $i = g(u) \cdot u$	 $\Phi = L(t)i$ $u = \frac{d\Phi}{dt} = L(t) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(t)}{dt}$	 $q = C(t)u$ $i = \frac{dq}{dt} = C(t) \frac{du}{dt} + u \frac{dC(t)}{dt}$
Nelinier	 $u = r(i) \cdot i ;$ $i = g(i) \cdot u$	 $\Phi = L(i)i$ $u = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\Phi}{di} \frac{di}{dt} =$ $= \left[ L(i) + i \frac{dL(i)}{di} \right] \frac{di}{dt}$	 $q = C(u)u$ $i = \frac{dq}{dt} = \frac{dq}{du} \frac{du}{dt} =$ $= \left[ C(u) + u \frac{dC(u)}{du} \right] \frac{du}{dt}$
Nelinier-parametric	 $u = r(i,t) \cdot i ;$ $i = g(i,t) \cdot u$	 $\Phi = L(i,t)i$ $u = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{dL}{dt} i + L \frac{di}{dt} =$ $= L \frac{di}{dt} + i \frac{dL(i,t)}{dt} =$ $= i \frac{dL}{dt} + \left( i \frac{dL}{di} + L \right) \frac{di}{dt}$	 $q = C(u,t)u$ $i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt} + u \frac{dC(u,t)}{dt} =$ $= u \frac{dC}{dt} + \left( C + u \frac{dC}{du} \right) \frac{du}{dt}$

### Observații

Din alt punct de vedere circuitele electrice se împart în două categorii: *circuite active* (care conțin surse sau elemente amplificatoare) și *circuite pasive* (care conțin numai elemente pasive, consumatoare de energie).

De asemenea există *circuite disipative* (care funcțional se încălzesc, deci în schema lor conțin cel puțin o rezistență electrică) și *circuite nedisipative* (circuite pur reactive) care nu se încălzesc, deci conțin numai elemente reactive de circuit : bobine, condensatoare și creează doar energie electrică sau magnetică (energii reci).

Circuitele de curent continuu conțin doar surse de energie (pile, acumulatori etc) și rezistențe electrice  $R$  (sau motoare de curent continuu).

Între cele patru mărimi integrale de circuit (tensiunea  $u^V$ , intensitatea  $i^A$ , fluxul magnetic  $\Phi^{Wb}$  și sarcina electrică  $q^C$ ) există o serie de legături funcționale evidențiate în schema din figura 2.2.

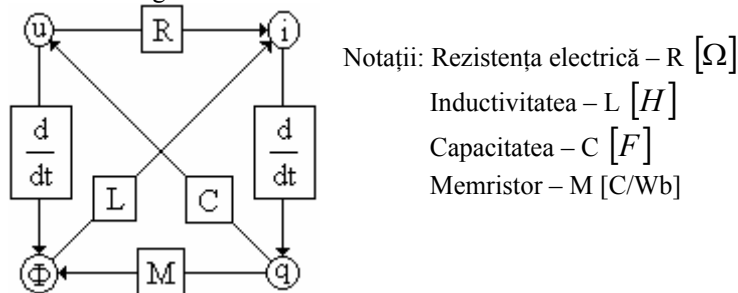


Fig. 2.2

## 2.4 Comportarea elementelor ideale de circuit în regim permanent

Un circuit funcționează în regim permanent când s-au stabilizat formele de variație în timp a tuturor curenților și tensiunilor la borne. Sunt posibile trei regimuri permanente :

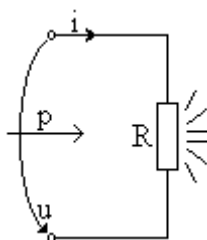
- curent continuu – toți curenții sunt constanți;
- regim sinusoidal – toți curenții sunt sinusoidali (amplitudini și faze constante);
- regim permanent nesinusoidal – curenții sunt periodici nesinusoidali, prin fiecare element s-a stabilizat forma curentului.

**2.4.1 Rezistorul ideal:** Curentul electric trecând printr-un rezistor ideal degajă căldură prin efect Joule fără a produce în jurul său un câmp electric ( $\vec{E}$ ) sau magnetic ( $\vec{H}$ ), deci nu are parametri  $L$  și  $C$ . Tensiunea la bornele sale, conform legii conducerii electrice, este:

$$u = ri \quad (2.1)$$

Dacă este alimentat cu o tensiune sinusoidală:  $u = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \gamma_u)$

atunci curentul absorbit va fi de forma



$$i = \frac{u}{R} = \sqrt{2} \frac{U}{R} \sin(\omega t + \gamma_u); I = I_{ef} = \frac{U}{R}$$

iar în mărimi complexe  $\underline{I} = \frac{\underline{U}}{R} = \frac{U}{R} \angle \gamma_u = I \angle \gamma_i$  (2.2)

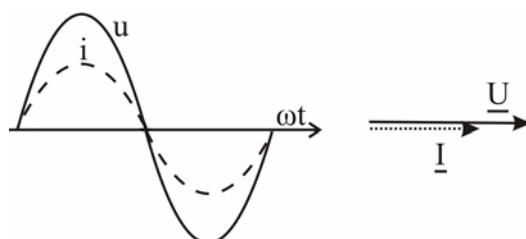


Fig. 2.4

În figura 2.4 sunt reprezentate cartezian  $u$  și  $i$  (două sinusoide în fază) și fazorial  $\underline{U}$  și  $\underline{I}$ . Deci rezistorul nu introduce defazaj între tensiune și curent. Dacă tensiunea la bornele rezistorului este periodică nesinusoidală, ale cărei armonici sunt conținute în seria Fourier a semnalului  $u(t)$ :

$$u = \sum_{k=1}^n \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \gamma_{u_k})$$

atunci curentul prin rezistor va fi de forma:

$$i = \frac{u}{R} = \sum_{k=1}^n \sqrt{2} \frac{U_k}{R} \sin(k\omega t + \gamma_{u_k}) \quad (2.3).$$

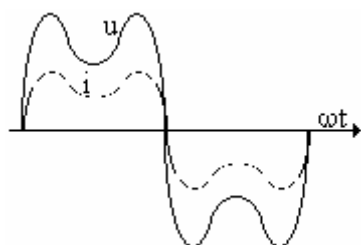


Fig. 2.5

Valoarea efectivă a armonicii de ordinul  $k$  a curentului este  $I_k = \frac{U_k}{R}$  iar faza sa

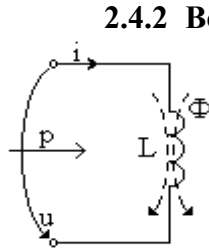
$\gamma_{i_k} = \gamma_{u_k}$ , fiecare armonică de curent este în fază cu armonica de tensiune care a produs-o.

Deci forma curentului  $i(t)$  este aceeași cu forma tensiunii  $u(t)$ , rezistorul opune aceeași

rezistență  $R$  față de trecerea tuturor armonicilor de curent (nu este un element de circuit selectiv). Puterea absorbită pe la borne este

$$p = ui = (ri)i = ri^2 > 0$$

deci toată puterea primită pe la borne se disipă pe rezistor sub formă de căldură prin efect Joule ( $ri^2$ ).



**2.4.2 Bobina ideală:** Curentul electric  $i$  trecând prin bobină va produce un câmp magnetic al cărui flux magnetic prin spirele bobinei este:  $\Phi = L \cdot i$ . Tensiunea la bornele bobinei

este de forma:  $u = -e_L = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d}{dt}(Li) = L \frac{di}{dt}$  (2.5)

Deci pentru bobină, legea lui Ohm nu mai este ca la rezistor (tensiunea la borne este proporțională cu intensitatea curentului ci este proporțională cu viteza de variație în timp a curentului  $\frac{di}{dt}$ ). Dacă  $u = L \frac{di}{dt}$ , atunci soluția de regim permanent va fi:

$i = \frac{1}{L} \int u dt$ . Dacă tensiunea aplicată la borne este sinusoidală atunci și intensitatea curentului va fi tot sinusoidală:

$$u = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \gamma_u) \rightarrow i = \frac{1}{L} \int u dt = \sqrt{2} \frac{U}{\omega L} \sin(\omega t + \gamma_u - \frac{\pi}{2}) \quad (2.6)$$

Prin identificare, valoarea efectivă și faza curentului sunt:

$$I^A = \frac{U}{\omega L} = \frac{U}{X_L}; \gamma_i^{\text{rad}} = \gamma_u - \frac{\pi}{2} \quad (2.7)$$

În complex curentul  $\underline{I}$  este de forma:

$$u = L \frac{di}{dt} \rightarrow \underline{U} = j\omega L \underline{I} \Rightarrow \underline{I} = \frac{\underline{U}}{j\omega L} = -j \frac{\underline{U}}{\omega L} \quad (2.8)$$

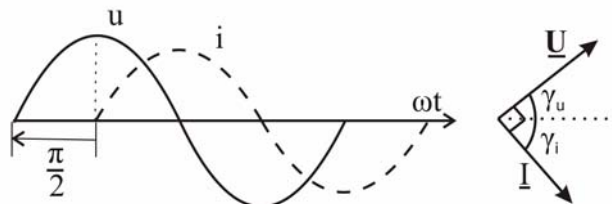
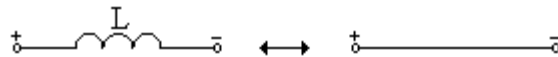


Fig. 2.6

Se observă, atât în reprezentare carteziană cât și în cea fazorială din figura 2.6, că intensitatea este defazată în urma tensiunii cu  $\frac{\pi}{2}$ . Mărimea

$X_L = \omega L$  [ $\Omega$ ] se numește *reactanța inductivă* a bobinei. La frecvențe mari și reactanța este mare ( $\omega L \gg$ ) iar la frecvențe mici, este mică; în curent continuu ( $\omega = 0$ ) bobina ideală se comportă ca un fir, reactanța ei fiind nulă.



Bobina este un element selectiv, blochează trecerea curenților de frecvențe mari și favorizează trecerea curenților de frecvențe mici. Dacă la bornele bobinei se aplică o tensiune periodică nesinusoidală descompusă în

$$\text{armonicele componente sub forma: } u = \sum_{k=1}^n \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \gamma_{u_k}) \quad (2.9)$$

atunci curentul absorbit va avea expresia:

$$i = \frac{1}{L} \int u dt = \frac{1}{L} \int \sum_{k=1}^n \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \gamma_{u_k}) dt$$

$$i = \sum_{k=1}^n \sqrt{2} \frac{U_k}{k\omega L} \sin(k\omega t + \gamma_{u_k} - \frac{\pi}{2}) \quad (2.10)$$

Reactanța bobinei față de armonica de ordinul  $k$  este:  $X_L(k\omega) = k\omega L = kX_L$ ; armonicele joase ( $k$  mic) trec ușor prin bobină iar armonicele înalte trec greu (bobina este un element de netezire a undelor, unda de curent este mai netedă decât unda de tensiune (figura 2.7)).

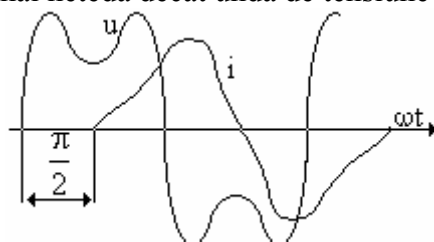


Fig. 2.7

Deoarece  $u$  și  $i$  nu au aceeași formă de variație în timp se spune că bobina este un *element deformant de speța a doua* (alimentată cu tensiune sinusoidală absoarbe curent tot sinusoidal, dar alimentată cu tensiune deformată absoarbe un curent de o altă formă decât tensiunea la borne). Elementele neliniare de circuit sunt elemente deformante de prima speță, fiindcă alimentate cu tensiune sinusoidală, curentul absorbit este deformat.

Puterea absorbită pe la borne de bobina ideală este de forma:

$$p = u \cdot i = (L \frac{di}{dt}) \cdot i = \frac{d}{dt} (\frac{1}{2} Li^2) = \frac{dW_m}{dt} \quad (2.11)$$

fiind egală cu viteza de variație în timp a energiei magnetice înmagazinată în câmpul magnetic creat în jurul său. În intervalele de timp cât absoarbe energie pe la borne  $\frac{dW_m}{dt} > 0 \rightarrow p_{abs} > 0$  iar în intervalele în care bobina cedează o parte din energia magnetică acumulată, atunci  $p_{ced} < 0$ .

**2.4.3 Condensatorul ideal:** Alimentat cu tensiunea  $u$  se va încărca cu sarcina  $q$ :

$$u = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int i dt \quad (2.12)$$

deci nici la condensator nu este valabilă legea lui Ohm ca la rezistor, tensiunea este proporțională cu integrala curentului  $i$  (sarcina electrică  $q$ ).

Dacă tensiunea aplicată la borne este sinusoidală:  
 $u = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \gamma_u)$  atunci curentul absorbit de condensator va fi de forma:

$$i = C \frac{du}{dt} = C \frac{d}{dt} [\sqrt{2}U \sin(\omega t + \gamma_u)] = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \gamma_i) \quad (2.13)$$

deci tot sinusoidal, de valoare efectivă  $I$  și fază inițială  $\gamma_i$ :

$$i = \sqrt{2}\omega CU \cos(\omega t + \gamma_u) = \sqrt{2}\omega CU \sin(\omega t + \gamma_u + \frac{\pi}{2})$$

prin identificare, rezultă:

$$I = \omega CU = \frac{U}{1/\omega C} = \frac{U}{X_C} \text{ și } \gamma_i = \gamma_u + \frac{\pi}{2} \quad (2.14)$$

iar în complex se poate scrie:

$$u = \frac{1}{C} \int i dt \rightarrow \underline{U} = \frac{1}{j\omega C} \underline{I} \rightarrow \underline{I} = j\omega C \underline{U} \quad (2.15)$$

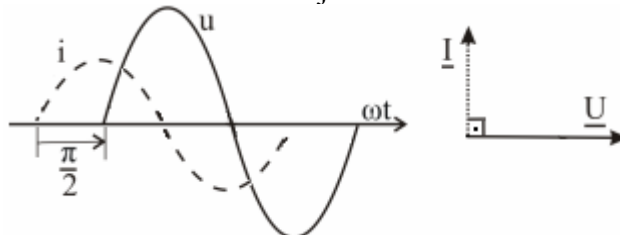


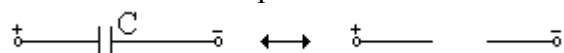
Fig. 2.8

Unda de curent este defazată înaintea celei de tensiune cu  $\frac{\pi}{2}$  ca în figura

2.8. Mărimea  $X_C = \frac{1}{\omega C} [\Omega]$  se numește *reactanța capacitivă* a condensatorului. La frecvență mare reactanța  $X_C$  este mică (curenții de frecvență mare trec ușor prin condensator, motiv pentru care un condensator este utilizat ca element pentru deparazitare, scurgerea frecvențelor înalte, nedorite, masă) iar cei de frecvență mică întâmpină o reactanță mare. În



curent continuu reactanța este infinită iar condensatorul se comportă în curent continuu ca un circuit întrerupt:



în schimb se încarcă cu sarcina  $q_0 = CU_0$ .

Dacă la bornele condensatorului se aplică o tensiune periodică nesinusoidală, a cărei serie Fourier este de forma:

$$u = \sum_{k=1}^n \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \gamma_{u_k}) \quad (2.16)$$

curentul absorbit va avea expresia:

$$i = C \frac{du}{dt} = \sum_{k=1}^n \sqrt{2} (k\omega C U_k) \sin(k\omega t + \gamma_{u_k} + \frac{\pi}{2}) \quad (2.17)$$

valoarea efectivă a armonicii  $k$  a curentului este:

$$I_k = k\omega C U_k = \frac{U_k}{1/k\omega C} = \frac{U_k}{X_C(k\omega)} \quad (2.18)$$

iar defazajul său față de armonica  $k$  a tensiunii (cea care l-a creat) este cu  $\frac{\pi}{2}$

înaintea acesteia:  $\gamma_{i_k} = \gamma_{u_k} + \frac{\pi}{2}$ .

Reactanța față de armonica de ordinul  $k$  este:  $X_C(k\omega) = \frac{1}{k\omega C}$ , deci scade cu ordinul armonicii (trec mai ușor armonicile superioare). Și condensatorul este un *element deformant de speța a doua* care accentuează deformarea curentului față de cea a tensiunii la borne (figura 2.9).

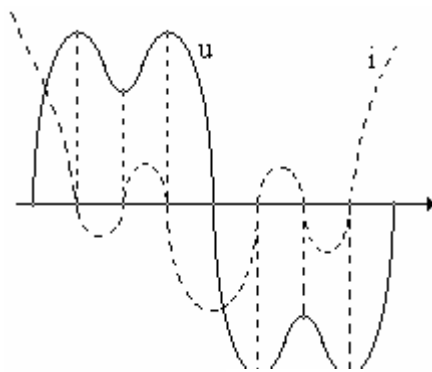


Fig. 2.9

Puterea absorbită pe la borne de un condensator are forma:

$$p = u i = u \left( C \frac{du}{dt} \right) = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C u^2 \right) = \frac{dW_e}{dt} \quad (2.19)$$

și este efectiv absorbită ( $p > 0$ ) numai în intervalele de timp în care se acumulează energie electrică între armături:  $\frac{dW_e}{dt} > 0$ .

### Observații

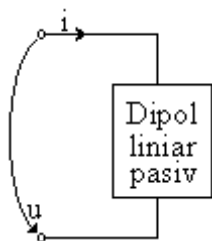
Din punct de vedere *fizic*, tensiunile la bornele unei rezistențe, bobine ori condensator se deosebesc esențial, au natură fizică diferită. Tensiunea la bornele unei rezistențe are aceeași natură și în regim variabil ( $u= Ri$ ) ca și în curent continuu ( $U_0 = RI_0$ ), deci are caracter de *cădere de tensiune* (proporțională cu intensitatea curentului).

Tensiunea la bornele unei bobine este de fapt tensiunea electromotoare de autoinducție cu semn schimbat:  $u = -e = L \frac{di}{dt}$ . În regim permanent sinusoidal scrisă în complex ea devine  $\underline{U} = j\omega L \underline{I}$  și are caracter de cădere de tensiune.

Tensiunea la bornele unui condensator este de fapt tensiunea creată între armături de sarcinile cu care s-au încărcat armăturile în acel moment:  $u = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int i dt$ , însă în regim sinusoidal scrisă în complex  $\underline{U} = -j \frac{1}{\omega C} \underline{I}$ , ea are caracter de cădere de tensiune.

Deci  $u_R, u_L, u_C$  în valori instantanee se numesc *tensiuni la borne* pentru elementele  $R, L, C$  iar  $\underline{U}_R, \underline{U}_L, \underline{U}_C$  sunt *căderi de tensiune* pe  $R, L, C$ .

## 2.5 Caracterizarea circuitelor liniare de tip „dipol” în regim permanent sinusoidal



Considerăm un dipol liniar (toate elementele din schema electrică interioară sunt liniare) și pasiv (nu conține în interior surse) ca în figura 2.12, alimentat cu tensiunea:

$$u = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \gamma_u) \quad (2.20).$$

În regim permanent, curentul absorbit va fi tot sinusoidal, de forma:

$$i = \sqrt{2} I \sin(\omega t + \gamma_i) \quad (2.21)$$

având ca necunoscute valoarea sa efectivă  $I$  și faza sa inițială  $\gamma_i$ , deci două necunoscute. Atunci, în regim sinusoidal de o frecvență  $\omega$  dată și dipolul trebuie să fie caracterizat tot prin *doi parametri*.

În general raportul  $\frac{u(t)}{i(t)} = f(t) \neq \text{constanță}$  nu este o constantă care ar putea caracteriza dipolul, excepție făcând cazul  $\gamma_u = \gamma_i$  (dipol pur rezistiv) sau în curent continuu. Cei doi parametri reali prin care putem caracteriza dipolul pot fi aleși astfel:

### 2.5.1 Impedanța și defazajul (Z și $\varphi$ )

Impedanța dipolului se definește astfel:

$$Z^{\Omega} = \frac{U}{I} = f_1(\omega, \text{parametrii circuitului}) > 0 \quad (2.22)$$

Defazajul dipolului se definește ca diferența între faza inițială a tensiunii și curentului și indică ce defazaj introduce dipolul între  $u$  și  $i$ :

$$\varphi = \gamma_u - \gamma_i = f_2(\omega, \text{parametrii circuitului}) \quad (2.23)$$

Când  $\varphi > 0$  curentul este efectiv *defazat în urma* tensiunii cu „ $\varphi$ ”, deci dipolul are *caracter inductiv* iar când  $\varphi < 0$  curentul este *defazat înaintea* tensiunii (are *caracter capacitiv*). Caracterul pur inductiv se obține pentru

$\varphi = \frac{\pi}{2}$ , iar cel pur capacitiv pentru  $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ , deci pentru orice circuit

$\varphi \in (-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$ . Dacă pentru un dipol se cunosc  $Z$  și  $\varphi$ , se poate determina expresia curentului „ $i$ ” absorbit, atunci când la borne se aplică tensiunea  $u$  sub forma:

$$i = \sqrt{2} \frac{U}{Z} \sin(\omega t + \gamma_u - \varphi) ; I = \frac{U}{Z} ; \gamma_i = \gamma_u - \varphi \quad (2.24)$$

### 2.5.2 Rezistența și reactanța (R și X)

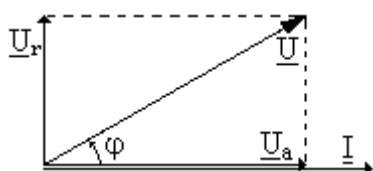


Fig. 2.10

Componenta activă a tensiunii:  $U_a = U \cos \varphi$

Componenta reactivă a tensiunii:  $U_r = U \sin \varphi$

În locul parametrilor  $Z$  și  $\varphi$  se pot folosi parametrii  $R$  și  $X$  definiți astfel:

Rezistența în regim sinusoidal a unui dipol este dată de relația:

$$R = \frac{U_a}{I} = \frac{U \cos \varphi}{I} = Z \cos \varphi > 0 \quad [\Omega] \quad (2.25)$$

și este o mărime pozitivă, fiindcă  $Z$  dat de (2.22) este pozitiv iar defazajul unui circuit

fiind  $\varphi \in (-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$  asigură  $\cos \varphi > 0$ .

Reactanța dipolului în regim sinusoidal se definește prin:

$$X = \frac{U_r}{I} = \frac{U \sin \varphi}{I} = Z \sin \varphi \quad [\Omega] \quad (2.27)$$

Pentru dipoli cu caracter inductiv:  $\varphi > 0 \rightarrow \sin \varphi > 0 \rightarrow X_{\text{ind}} > 0$  (2.28)

iar pentru dipoli cu caracter capacitiv:  $\varphi < 0 \rightarrow \sin \varphi < 0 \rightarrow X_{\text{cap}} < 0$

Ținând seama de definițiile parametrilor  $R$  și  $X$  (2.25 și 2.27) rezultă că  $R$ ,  $X$  și  $Z$  sunt pitagorice, cu ele putându-se construi un așa-zis *triunghi al impedanțelor* (figura 2.11).

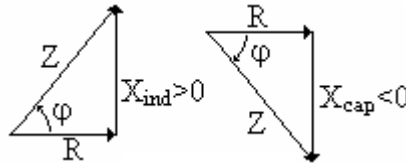


Fig. 2.11

Legătura dintre cele două categorii de parametri ( $Z, \varphi$ ) și ( $R, X$ ) este:

$$\begin{cases} R = Z \cos \varphi \\ X = Z \sin \varphi \end{cases} : \begin{cases} Z = \sqrt{R^2 + X^2} \\ \varphi = \arctg \frac{X}{R} \end{cases} \quad (2.29)$$

Dacă se cunoaște tensiunea de alimentare  $u$  (2.20) și parametrii ( $R, X$ ), expresia curentului  $i$  se poate determina univoc:

$$i = \sqrt{2} \frac{U}{\sqrt{R^2 + X^2}} \sin(\omega t + \gamma_u - \arctg \frac{X}{R}) \quad (2.30)$$

### 2.5.3 Admitanța și defazajul ( $Y$ și $\varphi$ )

Admitanța unui dipol este valoarea inversă a impedanței  $Z$ :

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{I}{U} > 0 \quad [\Omega^{-1}] \quad (2.31)$$

Defazajul are aceeași semnificație ca în cazurile anterioare:

$$\varphi = \gamma_u - \gamma_i = \begin{cases} (+) \rightarrow \text{circuite inductive} \\ (-) \rightarrow \text{circuite capacitive} \end{cases} \quad (2.32)$$

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X^2}}; R^+ = Z \cos \varphi = \frac{\cos \varphi}{Y}; X^\pm = Z \sin \varphi = \frac{\sin \varphi}{Y} \quad (2.33)$$

Dacă se cunoaște tensiunea  $u$  și parametrii ( $Y, \varphi$ ), expresia curentului este univoc determinată:

$$i = \sqrt{2} Y U \sin(\omega t + \gamma_u - \varphi) ; I = Y U ; \gamma_i = \gamma_u - \varphi \quad (2.34).$$

#### 2.5.4 Conductanța și susceptanța (G și B)

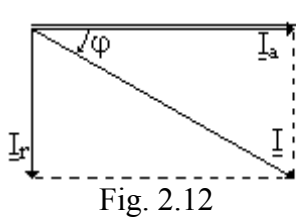


Fig. 2.12

$I_a = I \cos \varphi$  - componenta activă a curentului  
 $I_r = I \sin \varphi$  - componenta reactivă a curentului

Conductanța unui dipol este:

$$G = \frac{I_a}{U} = \frac{I \cos \varphi}{U} = Y \cos \varphi > 0 \quad [\Omega^{-1}] \quad (2.35)$$

Susceptanța se definește prin:

$$B = \frac{-I_r}{U} = \frac{-I \sin \varphi}{U} = -Y \sin \varphi \quad [\Omega^{-1}] \quad (2.36)$$

$$\text{Dipolii} \begin{cases} \text{inductivi} : \varphi > 0 \rightarrow B_{\text{ind}} < 0 \\ \text{capacitivi} : \varphi < 0 \rightarrow B_{\text{cap}} > 0 \end{cases} \quad (2.37)$$

Dacă ținem seama că (G,B) sunt definiți prin (2.35) și (2.36), între (G,B) și (Y,φ) se poate scrie că:

$$\begin{cases} G = Y \cos \varphi \\ B = -Y \sin \varphi \end{cases} ; \begin{cases} Y = \sqrt{G^2 + B^2} \\ \varphi = \arctg \frac{-B}{G} \end{cases} \quad (2.38)$$

acești parametri, fiind pitagorici, definesc un *triunghi al admitanțelor* ca în figura 2.13.

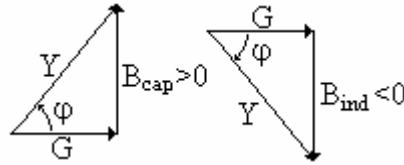


Fig. 2.13

Trecerea de la mărimile măsurate în  $[\Omega]$  (Z,R,X) la cele măsurate în  $[\Omega^{-1}]$  (Y,G,B) se face în felul următor:

$$\begin{cases} Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{\sqrt{G^2 + B^2}} \\ R = Z \cos \varphi = \frac{1}{Y} \cdot \frac{G}{Y} = \frac{G}{Y^2} \\ X = Z \sin \varphi = \frac{1}{Y} \cdot \frac{-B}{Y} = \frac{-B}{Y^2} \end{cases} ; \begin{cases} Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X^2}} \\ G = \frac{R}{Z^2} \\ B = \frac{-X}{Z^2} \end{cases} \quad (2.39)$$

Dacă se cunoaște expresia lui  $u$  și parametrii  $(G, B)$ , se poate scrie expresia curentului absorbit de dipol:

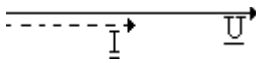
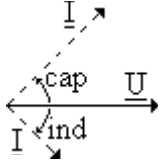
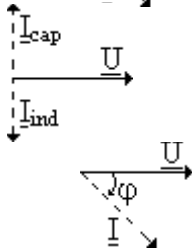
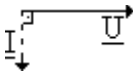
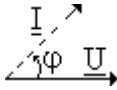
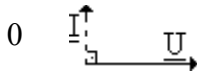
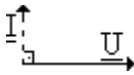
$$i = \sqrt{2} \sqrt{G^2 + B^2} \cdot U \sin(\omega t + \gamma_u + \arctg \frac{B}{G}) \quad (2.40)$$

În curent continuu  $X = 0$ ,  $B = 0$ ,  $R = r$  (rezistența ohmică),  $G = \frac{1}{R} = \frac{1}{r} = g$ , însă în regim sinusoidal  $G$  și  $R$  nu sunt inverse una alteia, conform (2.39).

### 2.5.5 Clasificarea circuitelor electrice în regim variabil

Parametrii  $Z, Y, R, X, B, \varphi$  ai circuitelor depind, în general, pe lângă structura și valorile elementelor componente, de modul lor de conectare în schema internă a dipolului și de frecvența  $\omega$  a tensiunii de alimentare.

La o frecvență constantă a tensiunii de alimentare, un circuit poate fi:

- circuit *pur rezistiv*:  $\varphi = 0, X = 0, B = 0, Z = R, Y = G$  
- circuit *reactiv*:  $\varphi \neq 0, X \neq 0, B \neq 0$  
- circuit *pur reactiv*:  $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}, R = 0, G = 0, Z = |X|, Y = |B|$  
- circuit *inductiv*:  $\varphi > 0, X > 0, B < 0$  
- circuit *pur inductiv*:  $\varphi = \frac{\pi}{2}, R = 0, G = 0, Z = |X|, Y = |B|$  
- circuit *capacitiv*:  $\varphi < 0, X < 0, B > 0$  
- circuit *pur capacitiv*:  $\varphi = -\frac{\pi}{2}, R = 0, G = 0$  

## 2.6 Caracterizarea circuitelor electrice prin mărimi complexe

Dacă la bornele unui dipol liniar și pasiv se aplică o tensiune

$$u = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \gamma_u)$$

dipolul va absorbi, în regim permanent sinusoidal, un curent sinusoidal de aceeași frecvență ca și  $u$  și va avea expresia:

$$i = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \gamma_i)$$

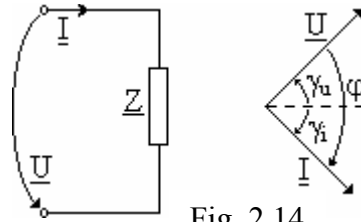


Fig. 2.14

Transpuse în complex, cele două mărimi vor fi de forma:

$$\underline{U} = U \angle \gamma_u \quad \text{și} \quad \underline{I} = I \angle \gamma_i \quad (2.41)$$

defazajul introdus de dipol între  $\underline{U}$  și  $\underline{I}$  este:

$$\varphi = \gamma_u - \gamma_i \quad (2.42)$$

Un astfel de dipol (figura 2.14) poate fi caracterizat prin următorii parametri complecși:

**2.6.1 Impedanța complexă ( $\underline{Z}$ ).** Se definește astfel:

$$\begin{cases} \underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{U \angle \gamma_u}{I \angle \gamma_i} = \frac{U}{I} \angle \gamma_u - \gamma_i = Z \angle \varphi = Z \cos \varphi + jZ \sin \varphi = R + jX \\ \underline{Z} = Z \angle \varphi = R + jX \end{cases} \quad (2.43)$$

Impedanța complexă  $\underline{Z}$  este un parametru complex al cărui modul este impedența dipolului  $Z$ , faza sa este defazajul introdus de dipol între  $\underline{U}$  și  $\underline{I}$ , partea sa reală este rezistența dipolului  $R$  iar partea imaginară este reactanța dipolului,  $X$ .

Cunoscând tensiunea de alimentare  $\underline{U}$  și  $\underline{Z}$  se poate determina curentul:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}} = \frac{U}{Z} \angle \gamma_u - \varphi = I \angle \gamma_i \quad (2.44)$$

iar în valori instantanee:  $i = \sqrt{2} \frac{U}{Z} \sin(\omega t + \gamma_u - \varphi)$ .

Relația  $\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I}$ , analoagă formal cu legea lui Ohm pentru dipoli de curent continuu ( $U_0 = RI_0$ ), este numită *legea lui Ohm sub formă complexă*.

Impedanțele complexe  $\underline{Z}$  se pot reprezenta într-un *plan complex* (*planul  $\underline{Z}$*  – figura 2.15), fiecărei impedențe  $\underline{Z}$  îi corespunde un punct în acest plan complex a cărui axă reală este *axa rezistențelor* ( $R$ ) și axa imaginară este *axa reactanțelor* ( $jX$ ). Cum  $R \geq 0$ , planul  $\underline{Z}$  nu conține decât semiplanul drept (cadrantul I și IV).

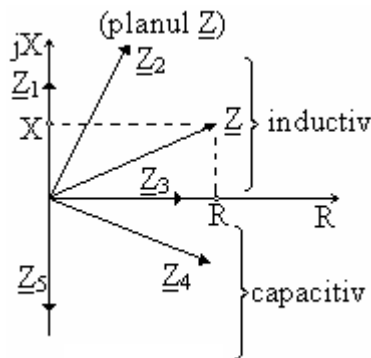


Fig. 2.15

Semnificațiile reprezentărilor din figura 2.15 sunt:

- $\underline{Z}_1$  - circuit pur inductiv ( $\underline{Z}_1 = jX_1$ )
- $\underline{Z}_2$  - circuit inductiv ( $\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2$ )
- $\underline{Z}_3$  - circuit pur rezistiv ( $\underline{Z}_3 = R_3$ )
- $\underline{Z}_4$  - circuit capacitiv ( $\underline{Z}_4 = R_4 - jX_4$ )
- $\underline{Z}_5$  - circuit pur capacitiv ( $\underline{Z}_5 = -jX_5$ )

### 2.6.2 Admitanța complexă ( $\underline{Y}$ ). Se definește prin relația:

$$\begin{cases} \underline{Y} = \frac{\underline{I}}{\underline{U}} = \frac{I \angle \gamma_i}{U \angle \gamma_u} = \frac{I}{U} \angle \gamma_i - \gamma_u = \underline{Y} \angle -\varphi = Y \cos \varphi - jY \sin \varphi = G + jB \\ \underline{Y} = Y \angle -\varphi = G + jB \end{cases} \quad (2.45)$$

Admitanța complexă  $\underline{Y}$  este un parametru complex al cărui modul este egal cu admitanța  $Y$  a dipolului, argumentul egal cu defazajul introdus de dipol, partea reală este conductanța dipolului  $G$  și cea imaginară egală cu susceptanța  $B$ .

Cunoscând  $\underline{U}$  și  $\underline{Y}$  se poate scrie:

$$\underline{I} = \underline{U} \cdot \underline{Y} = UY \angle \gamma_u - \varphi \rightarrow i = \sqrt{2} UY \sin(\omega t + \gamma_u - \varphi)$$

Admitanțele complexe  $\underline{Y}$  se pot reprezenta într-un plan complex, *planul admitanțelor* (*planul  $\underline{Y}$*  – figura 2.16) cu axa reală  $G$  și cea imaginară  $jB$ . Deoarece  $G \geq 0$ , planul  $\underline{Y}$  nu are decât semiplanul drept (cadranele I și IV). Oricărui dipol îi corespunde un punct din cele două cadrane.



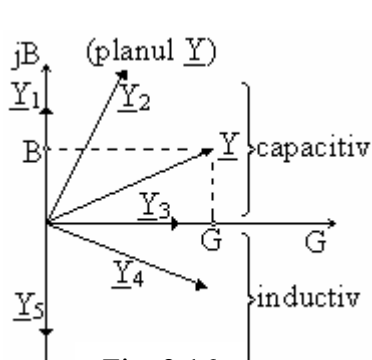


Fig. 2.16

Semnificațiile reprezentărilor din figura 2.16 sunt:

$\underline{Y}_1$  - circuit pur capacitiv ( $\underline{Y}_1 = jB_1$ )

$\underline{Y}_2$  - circuit capacitiv ( $\underline{Y}_2 = G_2 + jB_2$ )

$\underline{Y}_3$  - circuit pur rezistiv ( $\underline{Y}_3 = G_3$ )

$\underline{Y}_4$  - circuit inductiv ( $\underline{Y}_4 = G_4 - jB_4$ )

$\underline{Y}_5$  - circuit pur inductiv ( $\underline{Y}_5 = -jB_5$ )

**Aplicație:** La bornele unui dipol liniar și pasiv se aplică tensiunea  $\underline{U}$  și va absorbi curentul  $\underline{I}$ :  $\underline{U} = 160 + j120 = 200 \angle 37^\circ \text{ V}$ ;  $\underline{I} = 4 - j3 = 5 \angle -37^\circ \text{ A}$

Se cer valorile parametrilor:  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$ ,  $R$ ,  $X$ ,  $G$ ,  $B$  pentru acest dipol.

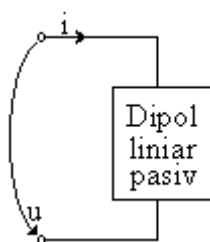


Fig. 2.17

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{200 \angle 37^\circ}{5 \angle -37^\circ} = 40 \angle 74^\circ = (11,2 + j \cdot 38,5) \, \Omega$$

$$\text{sau } \underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{160 + j120}{4 - j3} = 40 \frac{4 + j3}{4 - j3} = 1,6(7 + j24)$$

unde:  $Z = 40 \, \Omega$ ;  $R = 11,2 \, \Omega$ ;  $X = 38,5 \, \Omega$  (inductiv).

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{40 \angle 74^\circ} = 0,025 \angle -74^\circ = (7 - j \cdot 24) \cdot 10^{-3} \, \Omega^{-1}$$

unde:  $Y = 0,025 \, \Omega^{-1}$ ;  $G = 7 \text{ m}\Omega^{-1}$ ;  $B = 24 \text{ m}\Omega^{-1}$  (inductiv).

### Observație

Dacă pentru un dipol impedanța complexă este  $\underline{Z} = R + jX$ , atunci admitanța complexă  $\underline{Y}$  va putea fi scrisă sub forma:

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{R + jX} = \frac{R - jX}{R^2 + X^2} = \frac{R - jX}{Z^2} = \frac{R}{Z^2} + j \frac{-X}{Z^2} = G + jB \quad (2.46)$$

$$\text{respectiv: } \begin{cases} G = \frac{R}{Z^2} = \frac{R}{R^2 + X^2} \\ B = \frac{-X}{Z^2} = \frac{-X}{R^2 + X^2} \end{cases} \quad \text{și analog: } \begin{cases} R = \frac{G}{Y^2} \\ X = \frac{-B}{Y^2} \end{cases} \quad (2.47).$$

Pentru un circuit inductiv,  $\underline{Z}$  are afixul în primul cadran al planului  $\underline{Z}$  iar  $\underline{Y}$  are afixul în cadranul al patrulea al planului  $\underline{Y}$ , defazate simetric față de axa reală (figura 2.18).

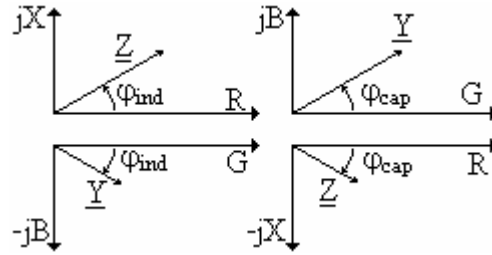


Fig. 2.18

Operația  $\underline{Y} = \underline{Z}^{-1}$  înseamnă o *inversiune în planul complex*, puterea de inversiune fiind 1. Aceasta înseamnă o inversiune de modul  $Y=1/Z$  (inversiune geometrică) urmată de o simetrizare față de axa reală cu  $-\varphi$  ca în figura 2.19-a. Sau, prima dată o simetrizare a lui  $\underline{Z}$  în raport cu axa reală ( $\underline{Z}^*$ ) și apoi o inversare de modul (figura 2.19-b). De fiecare dată,  $\underline{Y}$  are modulul  $Y = \frac{1}{Z}$  și faza simetrică față de axa reală cu faza lui  $\underline{Z}$ .

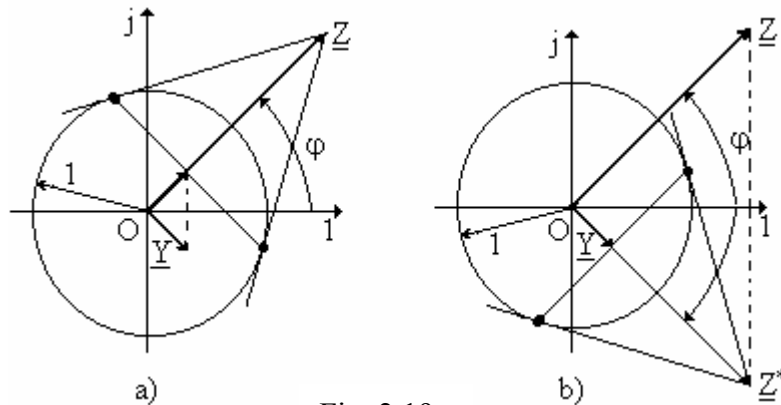
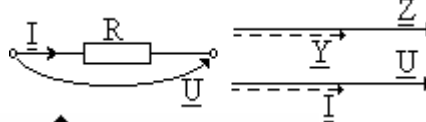


Fig. 2.19

## 2.7 Parametrii complecși ai circuitelor simple

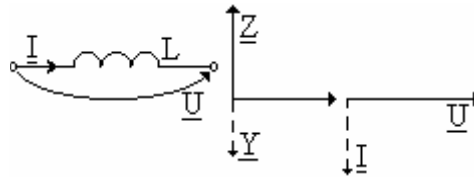
- Rezistor:  $\underline{Z} = R$ ;  $\underline{Y} = \frac{1}{R}$ ;  $\underline{U} = R \cdot \underline{I}$



- Bobină ideală :

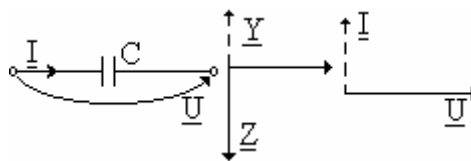
$$\underline{U} = j\omega L \underline{I}; \underline{Z} = j\omega L = jX_L;$$

$$\underline{Y} = -j \frac{1}{\omega L}$$



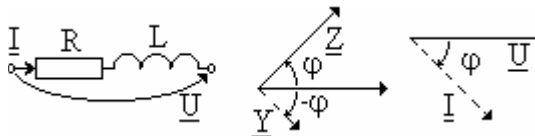
- Condensator ideal:  $\underline{U} = -jX_C \underline{I}$

$$\begin{cases} \underline{Z} = \frac{1}{j\omega C} = -jX_C \\ \underline{Y} = j\omega C \end{cases}$$



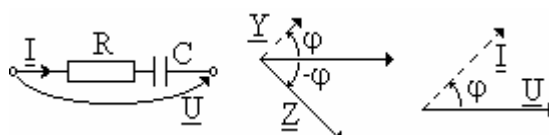
- Circuit RL serie:

$$\begin{cases} \underline{Z} = R + jX_L \\ \underline{Y} = \frac{1}{R + jX_L} \end{cases}$$



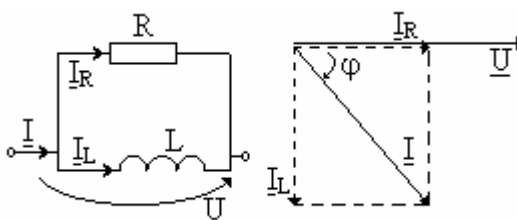
- Circuit RC serie:

$$\begin{cases} \underline{Z} = R - jX_C \\ \underline{Y} = \frac{1}{R - jX_C} \end{cases}$$



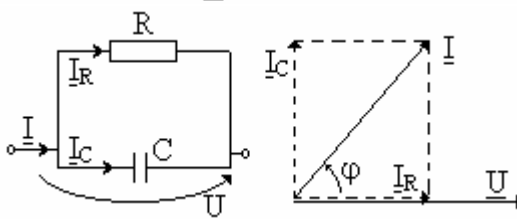
- Circuit RL paralel:

$$\begin{cases} \underline{Y} = \frac{1}{R} - j\frac{1}{X_L} \\ \underline{Z} = \frac{1}{\underline{Y}} = \frac{jRX_L}{R + jX_L} \end{cases}$$



- Circuit R C paralel:

$$\begin{cases} \underline{Y} = \frac{1}{R} + j\omega C \\ \underline{Z} = \frac{-jRX_C}{R - jX_C} \end{cases}$$

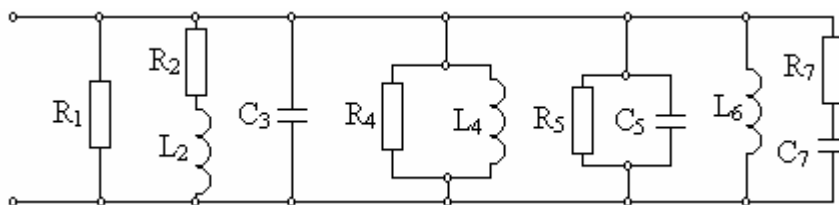


- Circuit serie:

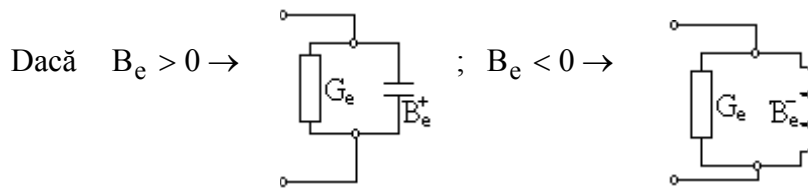
$$\begin{cases} R_e = R_1 + R_2 + R_3 \\ X_e = X_{L1} - X_{C1} + X_{L2} - X_{C2} \\ \underline{Z}_e = R_e + jX_e \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \text{Circuit with } R_e \text{ and } X_e^- \text{ in series} ; X_e < 0 \\ \text{Circuit with } R_e \text{ and } X_e^+ \text{ in series} ; X_e > 0 \end{cases}$$



- Circuit paralel:



$$\begin{cases} G_e = \frac{1}{R_1} + G'_2 + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + G'_7 \\ B_e = -B'_2 + \omega C_3 - \frac{1}{\omega L_4} + \omega C_5 - \frac{1}{\omega L_6} + B'_7 \\ \underline{Y}_e = G_e + jB_e \end{cases}$$



**Aplicație 1.** Să se precizeze structura și caracterul circuitelor care admit diagramele fazoriale din figurile 2.20 și fig 2.21.

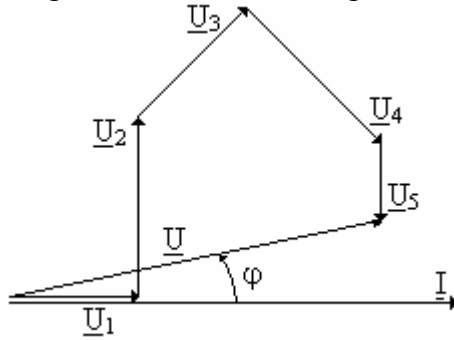


Fig. 2.20

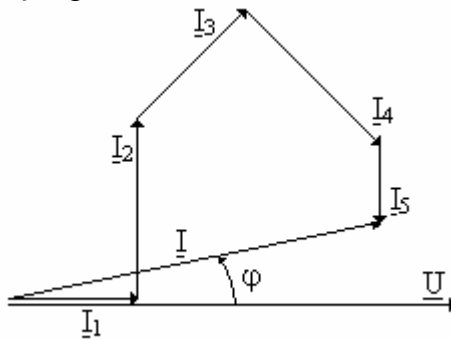
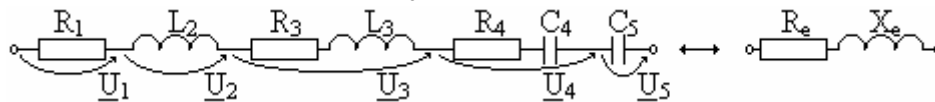
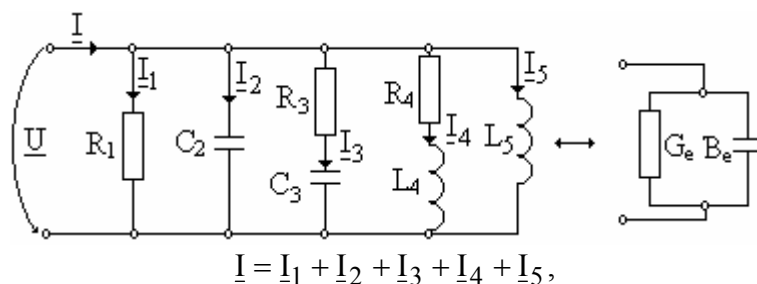


Fig. 2.21

În diagrama fazorială din figura 2.20 deoarece se adună tensiunile la borne:  $\underline{U} = \underline{U}_1 + \underline{U}_2 + \underline{U}_3 + \underline{U}_4 + \underline{U}_5$  este vorba despre o structură tip serie, iar  $\varphi^+$  arată că este vorba de un circuit inductiv ( $R_e = R_1 + R_3 + R_4 > 0$ ; și  $\text{tg}\varphi = X_e/R_e > 0$   $X_e = X_{L_2} + X_{L_3} - X_{C_4} - X_{C_5} > 0 \rightarrow (\text{ind.})$



În diagrama fazorială din figura 2.21, se compun curenții:



deci este vorba despre o structură paralel, iar  $\varphi$  arată că în ansamblu circuitul se comportă capacitiv:  $B_e > 0$ , iar  $\tan \varphi = \frac{B_e}{G_e}$ . unde  $\underline{Y}_e = G_e + jB_e$

$$G_e = G_1 + G_3 + G_4 > 0$$

$$B_e = B_2 + B_3 - B_4 - B_5 > 0$$

**Aplicație 2.** Circuitului din figura 2.22 i se aplică o tensiune  $U=100$  V iar elementele circuitului au valorile:  $R_1 = R_2 = X_L = X_C = 10 \Omega$ . Să se determine indicațiile celor trei ampermetre și a voltmetrului montat ca în figura 2.22, ținând cont de faptul că un *ampermetru* are impedanța (rezistența) internă foarte mică, practic neglijabilă, deci prezența sa într-o schemă nu afectează circulația curenților, iar un voltmetru are impedanță internă foarte mare, practic infinită, deci curentul prin voltmetru este zero, în cazul nostru ca și cum între punctele M și N nu ar fi conectat nimic.

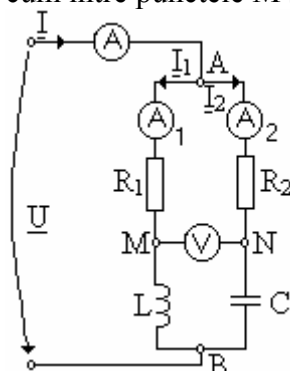


Fig. 2.22

Impedanțele celor două ramuri sunt:

$$\begin{cases} \underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L = R_1 + jX_L = 10(1+j) = 10\sqrt{2} \angle 45^\circ \\ \underline{Z}_2 = R_2 - j\frac{1}{\omega C} = R_2 - jX_C = 10(1-j) = 10\sqrt{2} \angle -45^\circ \end{cases}$$

Curenții prin cele două ramuri vor avea valorile:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_1} = \frac{100}{10\sqrt{2}} \angle -45^\circ = 5\sqrt{2} \angle -45^\circ \text{ A}$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_2} = \frac{100}{10\sqrt{2}} \angle 45^\circ = 5\sqrt{2} \angle 45^\circ \text{ A}$$

$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = 5\sqrt{2}(1-j) + 5\sqrt{2}(1+j) = 10\sqrt{2} \text{ A}$$

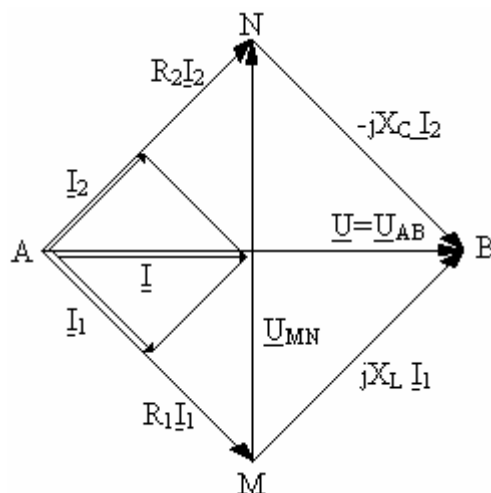


Fig. 2.23

Cei trei curenți sunt reprezentați în diagrama fazorială din figura 2.23, iar cele trei ampermetre indică valorile efective calculate mai sus.

Tensiunea de alimentare  $\underline{U}$  este egală cu tensiunea între punctele A și B și am considerat-o origine de fază:  $\underline{U} = \underline{U}_{AB} = 100 \text{ V}$ . Dar  $\underline{U}_{AB}$  se poate calcula prin ramura (1) sau prin ramura (2):

$$\underline{U} = R_1 \underline{I}_1 + jX_L \underline{I}_1 = 50\sqrt{2} \angle -45^\circ + j50\sqrt{2} \angle -45^\circ = 50\sqrt{2} \angle -45^\circ + 50\sqrt{2} \angle 45^\circ$$

punctul M se găsește acolo unde se adună  $R_1 \underline{I}_1$  cu  $jX_L \underline{I}_1$  (figura 2.23), sau, procedând în mod analog, obținem:

$\underline{U} = R_2 \underline{I}_2 - jX_C \underline{I}_2 = 50\sqrt{2} \angle 45^\circ - j50\sqrt{2} \angle 45^\circ = 50\sqrt{2} \angle 45^\circ + 50\sqrt{2} \angle -45^\circ$   
punctul N se găsește acolo unde se adună  $R_2 \underline{I}_2$  cu  $-jX_C \underline{I}_2$ . Voltmetrul este conectat între punctele M și N, deci va măsura  $U_{MN}$ . Cele patru tensiuni în diagramă fazorială formează un pătrat (figura 2.23), în care diagonalele sunt egale:  $U_{MN} = U_{AB} = 100 \text{ V}$  iar fazorial  $\underline{U}_{MN} = j100 \text{ V}$ .

Dacă se schimbă locul lui  $R_2$  cu C se obține circuitul din figura 2.24-a. Impedanțele laturilor nu se schimbă deci nici valorile celor trei curenți iar indicațiile ampermetrelor rămân aceleași ca în cazul precedent. Tensiunile pe cele două ramuri vor fi:

$$\begin{cases} \underline{U}_{AB} = \underline{U}_{AM} + \underline{U}_{MB} = R_1 \underline{I}_1 + jX_L \underline{I}_1 \\ \underline{U}_{AB} = 50\sqrt{2} \angle -45^\circ + 50\sqrt{2} \angle 45^\circ \\ \underline{U}_{AB} = \underline{U}_{AN} + \underline{U}_{NB} = -jX_C \underline{I}_2 + R_2 \underline{I}_2 \\ \underline{U}_{AB} = 50\sqrt{2} \angle -45^\circ + 50\sqrt{2} \angle 45^\circ \end{cases}$$

În diagramă fazorială se observă că cele două puncte M și N coincid, deci  $\underline{U}_{MN}=0$  și voltmetrul nu indică nimic. Dealtfel, circuitul din figura 2.24-a este o punte Wheastone (vezi figura 4.30 și condiția sa de echilibru 4.54) aflată în echilibru (produsul impedanțelor de pe brațe opuse sunt egale:  $R_1 R_2 = j X_L (-j X_C) \leftrightarrow 100=100$ ). În acest caz tensiunea pe cealaltă diagonală față de alimentare (în cazul nostru MN) este nulă, deci și așa se poate justifica rezultatul  $\underline{U}_{MN}=0$  și voltmetrul nu indică tensiune. Deci nu numai valorile elementelor dintr-un circuit și tensiunile de alimentare contează ci și modul în care sunt așezate elementele în circuit, vezi deosebirea dintre figura 2.22 și figura 2.24-a.

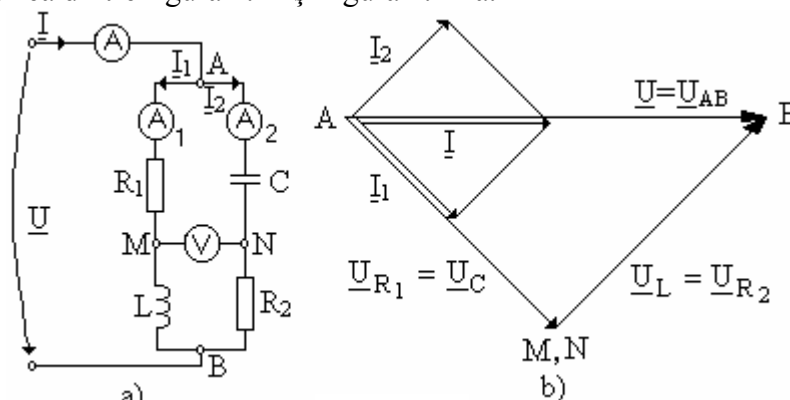


Fig. 2.24