

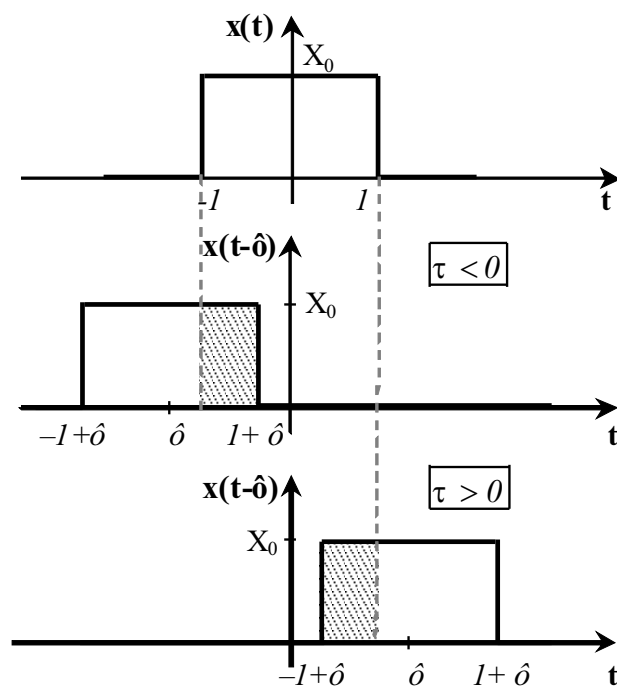
IOANA SĂRĂCUȚ

VICTOR POPESCU

# TEORIA SEMNALELOR

*Culegere de grile*

Ediția a 2-a



UTPRESS

Cluj-Napoca, 2020

ISBN 978-606-737-477-3

IOANA SĂRĂCUȚ

VICTOR POPESCU

# TEORIA SEMNALELOR

**Culegere de grile**

**Ediția a 2-a**



UTPRESS  
Cluj-Napoca, 2020  
ISBN 978-606-737-477-3



Editura U.T.PRESS  
Str. Observatorului nr. 34  
C.P. 42, O.P. 2, 400775 Cluj-Napoca  
Tel.:0264-401.999  
e-mail: [utpress@biblio.utcluj.ro](mailto:utpress@biblio.utcluj.ro)  
<http://biblioteca.utcluj.ro/editura>

Director: ing. Călin Câmpean

Copyright © 2020 Editura U.T.PRESS

Reproducerea integrală sau parțială a textului sau ilustrațiilor din această carte este posibilă numai cu acordul prealabil scris al editurii U.T.PRESS.

**ISBN 978-606-737-477-3**

# P R E F A Ț Ă

Culegerea de față este adresată studenților din anul II ai Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației din cadrul Universității Tehnice din Cluj-Napoca. Scopul culegerii este acela de a contribui la aprofundarea cunoștințelor dobândite la cursul de „*Teoria semnalelor*”, predat în semestrul I al anului universitar II.

Culegerea este împărțită în șase capitole, care prezintă aplicații ale noțiunilor teoretice predate la curs: „*Noțiuni introductive*”, „*Analiza spectrală a semnalelor*”, „*Sisteme analogice liniare și invariante în timp*”, „*Semnale eșantionate*”, „*Semnale și sisteme discrete*” și „*Semnale modulate*”.

Fiecare capitol al culegerii cuprinde două părți:

- *Enunțuri* – cuprinde enunțurile grilelor propuse spre rezolvare; fiecare enunț oferă patru variante de răspuns (*A, B, C, D*), dintre care pot fi corecte unul, două, trei, patru sau nici unul.
- *Răspunsuri și indicații* – cuprinde răspunsurile la grile, iar pentru unele grile sunt date și indicații pentru rezolvare, însoțite de unele noțiuni teoretice și definiții.

Mulțumim pe această cale tuturor celor care au făcut sau vor face sugestii și observații pentru îmbunătățirea conținutului lucrării.

Cluj-Napoca, iunie 2010  
Autorii



# CUPRINS

## Capitolul 1. NOȚIUNI INTRODUCATIVE

1.1. Enunțuri.....	7
1.2. Răspunsuri și indicații.....	14

## Capitolul 2. ANALIZA SPECTRALĂ A SEMNALELOR

2.1. Enunțuri.....	17
2.2. Răspunsuri și indicații.....	32

## Capitolul 3. SEMNALE ANALOGICE LINIARE ȘI INVARIANTE ÎN TIMP

3.1. Enunțuri.....	43
3.2. Răspunsuri și indicații.....	56

## Capitolul 4. SEMNALE EȘANTIONATE

4.1. Enunțuri.....	62
4.2. Răspunsuri și indicații.....	69

## Capitolul 5. SEMNALE ȘI SISTEME DISCRETE

5.1. Enunțuri.....	72
5.2. Răspunsuri și indicații.....	83

## Capitolul 6. SEMNALE MODULATE

6.1. Enunțuri.....	90
6.2. Răspunsuri și indicații.....	101

Notății.....	108
--------------	-----

Bibliografie.....	109
-------------------	-----



# Capitolul 1

## NOȚIUNI INTRODUCTIVE

### 1.1. Enunțuri

**G1.1.** Perturbația reprezintă:

- A. semnalul din mediul înconjurător care modulează semnalul util.
- B. semnalul de tip zgomot care se multiplică cu semnalul util.
- C. semnalul care se adaugă semnalului util și denaturează informația conținută de acesta.
- D. semnalul care se extrage din semnalul util pentru a obține informația transmisă de acesta.

**G1.2.** Care dintre afirmațiile următoare sunt adevărate?

- A. Perturbațiile se suprapun peste semnalul util.
- B. Perturbațiile nu se amestecă cu semnalul util, exceptând situația în care sunt de aceeași frecvență.
- C. Semnalul se definește ca fiind suportul fizic al informației.
- D. Semnalul este o mărime fizică aleatoare sau deterministă, ce transmite informație.

**G1.3.** Defazajul dintre două semnale armonice de aceeași frecvență reprezintă:

- A. raportul fazelor inițiale ale celor două semnale.
- B. diferența amplitudinilor celor două semnale.
- C. diferența fazelor inițiale ale celor două semnale.
- D. raportul amplitudinilor celor două semnale.

**G1.4.** Ce reprezintă, din punct de vedere teoretic, banda ocupată de un semnal?

- A. Domeniul de frecvențe în care se găsește componenta continuă și primele armonici ale semnalului.
- B. Mulțimea frecvențelor componentelor armonice ale semnalului.
- C. Diferența dintre frecvența maximă și frecvența minimă ale semnalului.
- D. Domeniul de frecvențe în care se găsesc componentele armonice ale semnalului.



- G1.5.** Ce reprezintă, din punct de vedere practic, banda ocupată de un semnal?
- A. Domeniul de frecvențe în care se află componentele de amplitudine mai mică decât nivelul de referință.
  - B. Domeniul de frecvențe în care se află componentele de amplitudine mai mare decât nivelul de referință.
  - C. Domeniul de frecvențe în care se află componentele de frecvență mai mare decât nivelul de referință.
  - D. Domeniul de frecvențe în care se află componentele de frecvență mai mică decât nivelul de referință.
- G1.6.** Caracteristica amplificării unui sistem înseamnă reprezentarea grafică a:
- A. modulului răspunsului la frecvență.
  - B. răspunsului la frecvență.
  - C. argumentului răspunsului la frecvență.
  - D. modulului funcției de sistem.
- G1.7.** Defazajul introdus de un sistem reprezintă:
- A. argumentul funcției de transfer.
  - B. modulul funcției de transfer.
  - C. argumentul răspunsului la frecvență.
  - D. modulul răspunsului la frecvență.
- G1.8.** Pentru orice semnal cvasiperiodic:
- A. raportul a oricăror două frecvențe din spectru este un număr irațional.
  - B. raportul dintre frecvența minimă și cea maximă este un număr rațional.
  - C. raportul a cel puțin două frecvențe din spectru este un număr rațional.
  - D. raportul a cel puțin două frecvențe din spectru este un număr irațional.
- G1.9.** Relația de calcul în domeniul timp a puterii unui semnal este:
- A.  $\int_T x^2(t) dt$
  - B.  $\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$
  - C.  $\frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt$
  - D.  $\int_0^{\infty} x^2(t) dt$
- G1.10.** Relația de calcul în domeniul timp a energiei totale a unui semnal este:

$$A. \int_T x^2(t) dt$$

$$B. \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$$

$$C. \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt$$

$$D. \int_0^{\infty} x^2(t) dt$$

**G1.11.** Relația de calcul a valorii efective a unui semnal este:

$$A. \sqrt{\frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt}$$

$$B. \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt}$$

$$C. \frac{1}{T} \sqrt{\int_T x^2(t) dt}$$

$$D. \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^{\infty} x^2(t) dt}$$

**G1.12.** Inversiunea unui semnal reprezintă transformarea :

$$A. x(t) \rightarrow x\left(\frac{1}{t}\right)$$

$$B. x(-t) \rightarrow x(t)$$

$$C. x(t) \rightarrow \frac{1}{x(t)}$$

$$D. x(t) \rightarrow x(-t)$$

**G1.13.** Avansul unui semnal reprezintă transformarea :

$$A. x(t) \rightarrow x(t + \alpha), \text{ unde } \alpha > 0.$$

$$B. x(t) \rightarrow \alpha \cdot x(t), \text{ unde } \alpha \in \mathbf{R}.$$

$$C. x(t) \rightarrow x(t - \alpha), \text{ unde } \alpha < 0.$$

$$D. x(t) \rightarrow x(t + \alpha), \text{ unde } \alpha < 0.$$

**G1.14.** Dilatarea unui semnal reprezintă transformarea :

$$A. x(t) \rightarrow \alpha \cdot x(t), \text{ unde } \alpha > 0.$$

$$B. x(t) \rightarrow \alpha \cdot x(t), \text{ unde } \alpha < 0.$$

$$C. x(t) \rightarrow x(\alpha t), \text{ unde } \alpha > 1.$$

$$D. x(t) \rightarrow x(\alpha t), \text{ unde } \alpha < 1.$$

**G1.15.** Un semnal este periodic dacă în spectrul său armonic:

A. nu există componentă continuă.

B. există cel puțin două frecvențe în raport irațional.

- C. raportul oricăror două frecvențe este un număr rațional.
- D. componentele sale sunt la frecvențe multiplu al frecvenței fundamentale.

**G1.16.** Care dintre afirmațiile de mai jos sunt adevărate?

- A. Puterea de semnal este puterea transferată de acel semnal sarcinii.
- B. Puterea unui semnal în tensiune sau în curent este puterea pe care semnalul ar dezvolta-o pe o rezistență unitară.
- C. Puterea unui semnal în tensiune sau în curent este puterea pe care semnalul ar dezvolta-o pe o sarcină având partea reală unitară.
- D. Puterea efectiv transferată are o valoare cuprinsă între puterea semnalului în tensiune și cea a semnalului în curent.

**G1.17.** Răspunsul unui sistem linear și invariant la un semnal armonic este:

- A. un semnal armonic de aceeași amplitudine.
- B. un semnal armonic de aceeași frecvență.
- C. un semnal armonic de aceeași fază inițială.
- D. întotdeauna un semnal nearmonic, indiferent de amplitudine, frecvență sau fază inițială.

**G1.18.** Modulul răspunsului la frecvență este egal cu:

- A. raportul dintre amplitudinea răspunsului și amplitudinea excitației atât în regim tranzitoriu, cât și în regim permanent.
- B. diferența dintre fazele inițiale ale răspunsului și excitației în regim tranzitoriu.
- C. raportul dintre amplitudinea răspunsului și amplitudinea excitației în regim permanent armonic.
- D. raportul dintre fazele inițiale ale răspunsului și excitației atât în regim tranzitoriu, cât și în regim permanent.

**G1.19.** Puterea de semnal a unei componente armonice de frecvență  $f_1$  și amplitudine  $A_1$  se calculează cu relația:

A. $\frac{A_1 f_1}{4}$	B. $\frac{A_1}{2}$
C. $\frac{A_1 \cdot f_1}{2}$	D. $\frac{A_1^2}{2}$

**G1.20.** Semnalele a căror evoluție nu poate fi cunoscută dinainte se numesc:

- |                 |              |
|-----------------|--------------|
| A. deterministe | B. aleatoare |
| C. cauzale      | D. dinamice  |

**G1.21.** Semnalul  $x(t)$  este transformat în semnalul  $x_I(t) = x(3t - 200)$ . Față de semnalul inițial  $x(t)$ , semnalul  $x_I(t)$  este:

- A. dilatat și avansat.
- B. comprimat și întârziat.
- C. comprimat și avansat.
- D. amplificat și întârziat.

**G1.22.** Semnalul  $x(t)$  este transformat în semnalul  $x_I(t) = 2x(t + 20)$ . Față de semnalul inițial  $x(t)$ , semnalul  $x_I(t)$  este:

- A. atenuat și întârziat.
- B. comprimat și avansat.
- C. comprimat și avansat.
- D. amplificat și avansat.

**G1.23.** Semnalul  $x(t)$  este transformat în semnalul  $x_I(t) = x(0.5t + 0.5)$ . Față de semnalul inițial  $x(t)$ , semnalul  $x_I(t)$  este:

- A. comprimat și avansat.
- B. comprimat și întârziat.
- C. dilatat și avansat.
- D. dilatat și întârziat.

**G1.24.** Semnalul  $x(t)$  este transformat în semnalul  $x_I(t) = 0.5x(-t + 15.7)$ . Față de semnalul inițial  $x(t)$ , semnalul  $x_I(t)$  este:

- A. amplificat, reflectat și avansat.
- B. atenuat, reflectat și întârziat.
- C. amplificat, întârziat și comprimat.
- D. atenuat, reflectat și avansat.

**G1.25.** Semnalul  $x(t)$  este transformat în semnalul  $x_I(t) = x(-50t + 10^3)$ . Față de semnalul inițial  $x(t)$ , semnalul  $x_I(t)$  este:

- A. întârziat, reflectat și comprimat .
- B. reflectat, dilatat și avansat.
- C. avansat, reflectat și comprimat .
- D. reflectat, dilatat și întârziat.

**G1.26.** În care dintre următoarele cazuri semnalul  $x(t)$  este comprimat:

- A.  $2 \cdot x(t-20)$                       B.  $x\left(\frac{t}{2}+20\right)$   
 C.  $x(t+20)$                               D.  $x(2t-20)$

**G1.27.** În care dintre următoarele cazuri semnalul  $x(t)$  este întârziat:

- A.  $x\left(\frac{t}{2}+4\right)$                               B.  $2 \cdot x(t+20)$   
 C.  $x(t-60)$                                   D.  $4x(5t-20)$

**G1.28.** Un semnal armonic de perioadă  $10 \text{ ms}$  este defazat cu un defazaj de  $\frac{\pi}{5} \text{ rad}$ , ceea ce corespunde unei deplasări în timp de:

- A.  $10 \text{ ms}$                                       B.  $5 \text{ ms}$   
 C.  $1 \text{ ms}$                                         D.  $20 \text{ ms}$

**G1.29.** Un semnal armonic de perioadă  $24 \text{ ms}$  este deplasat în timp cu  $1.5 \text{ ms}$ , ceea ce corespunde unui defazaj în radiani de:

- A.  $\frac{\pi}{4}$     B.  $\frac{\pi}{8}$   
 C.  $\frac{\pi}{2}$     D.  $\frac{\pi}{3}$

**G1.30.** Semnalul  $x(t) = 20 \cos\left(40\pi t + \frac{\pi}{2}\right)$  este deplasat cu  $10 \text{ ms}$ , ceea ce corespunde unui defazaj în grade de:

- A.  $36^\circ$                                         B.  $72^\circ$   
 C.  $53^\circ$                                         D.  $28^\circ$

**G1.31.** Semnalul din *Figura G1.31* are expresia analitică:

- A.  $x(t) = 3 \cos\left(2000\pi t + \frac{\pi}{2}\right)$ .  
 B.  $x(t) = 3 \cos\left(2000\pi t - \frac{\pi}{2}\right)$ .  
 C.  $x(t) = 3 \cos\left(1000\pi t - \frac{\pi}{2}\right)$ .

D.  $x(t) = 3 \cos\left(1000\pi t + \frac{\pi}{2}\right)$ .

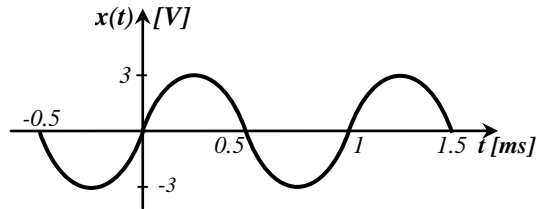


Figura G1.31

**G1.32.** Semnalul din Figura G1.32 are expresia analitică:

- A.  $x(t) = 10 + 20 \cos(100\pi t)$   
 B.  $x(t) = 20 + 10 \cos(100\pi t)$   
 C.  $x(t) = 10 + 20 \cos(200\pi t)$   
 D.  $x(t) = 20 + 10 \cos(200\pi t)$

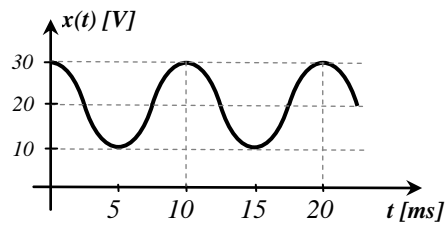


Figura G1.32

**G1.33.** Semnalul din Figura G1.33 are expresia analitică:

- A.  $x(t) = 20 + 25 \cos\left(2\pi \cdot 62.5t + \frac{\pi}{4}\right)$ .  
 B.  $x(t) = 15 + 10 \cos\left(2\pi \cdot 62.5t - \frac{\pi}{4}\right)$ .  
 C.  $x(t) = 15 + 25 \cos\left(2\pi \cdot 62.5t - \frac{\pi}{4}\right)$ .  
 D.  $x(t) = 20 + 10 \cos\left(2\pi \cdot 62.5t + \frac{\pi}{4}\right)$ .

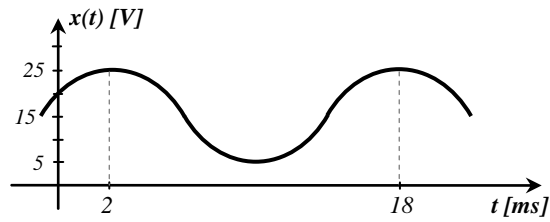


Figura G1.33

## 1.2. Răspunsuri și indicații

- S1.1. C.
- S1.2. A, C și D.
- S1.3. C.
- S1.4. D.
- S1.5. B.
- S1.6. A.
- S1.7. C.
- S1.8. D.
- S1.9. C.
- S1.10. B.
- S1.11. A.
- S1.12. B și D.
- S1.13. A și C.
- S1.14. D.
- S1.15. C și D.
- S1.16. B și D.
- S1.17. B.
- S1.18. C.
- S1.19. D.
- S1.20. B.
- S1.21. B.
- S1.22. D.
- S1.23. C.
- S1.24. B.
- S1.25. A.
- S1.26. D.

**S1.27.** A și B.

**S1.28.** C. Se aplică regula de trei simplă, pentru transformarea secundelor în radiani:

$$\begin{array}{l} T[s] \dots\dots\dots 2\pi[\text{rad}] \\ \varphi[s] \dots\dots\dots \varphi[\text{rad}] \end{array} \quad (1.1)$$

Rezultă :  $\varphi[s] = \frac{\varphi[\text{rad}] \cdot T[s]}{2\pi} = 1 \text{ ms}.$

**S1.29.** B. Se aplică regula de trei simplă (1.1) și rezultă:  $\varphi[\text{rad}] = \frac{\pi}{8}.$

**S1.30.** B. Se determină perioada semnalului, ca fiind inversul frecvenței:

$T = \frac{1}{20} = 50 \text{ ms}.$  Se aplică regula de trei simplă, pentru transformarea secundelor în grade:

$$\begin{array}{l} T[s] \dots\dots\dots 360^\circ \\ \varphi[s] \dots\dots\dots \varphi[^\circ] \end{array} \quad (1.2)$$

Rezultă :  $\varphi[^\circ] = 28^\circ.$

**S1.31.** B. Semnalul din figură are formă sinusoidală, deci expresia sa este de forma:

$$x(t) = X_0 + X \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) \quad (1.3)$$

unde  $X_0$  este componenta continuă,  $X$  este amplitudinea,  $f$  este frecvența, iar  $\varphi$  este faza inițială. Se observă din grafic că semnalul se repetă din  $1 \text{ ms}$  în  $1 \text{ ms}$ , deci

perioada  $T = 10^{-3} \text{ s}$ , și rezultă frecvența:  $f = \frac{1}{T} = 1000 \text{ Hz} = 1 \text{ kHz}.$  Valoarea

medie a semnalului este  $0 \text{ V}$ , deci semnalul nu are componentă continuă. Valoarea maximă este  $3 \text{ V}$  și, deoarece componenta continuă este nulă, rezultă că amplitudinea semnalului este  $3 \text{ V}$ . Semnalul trece prin zero în momentul  $t = 0$ , deci este un sinus. Expresia analitică a semnalului va fi prin urmare:

$$x(t) = 3 \sin\left(2 \cdot 10^3 \pi t\right) = 3 \cos\left(2 \cdot 10^3 \pi t - \frac{\pi}{2}\right)$$

**S1.32.** D. Se observă din grafic că perioada semnalului este  $10 \text{ ms}$ , prin urmare frecvența sa este:  $f = 100 \text{ Hz}.$  Valoarea medie a semnalului este  $20 \text{ V}$ , deci componenta sa continuă este  $X_0 = 20 \text{ V}.$  Valoarea maximă este  $30 \text{ V}$  din care se



scade valoarea componentei continue, rezultând astfel  $10\text{ V}$ , ceea ce reprezintă amplitudinea cosinusului fără componentă continuă. Expresia analitică a semnalului va fi prin urmare:

$$x(t) = 20 + 10 \cos(200\pi t)$$

(faza inițială este nulă deoarece se observă din grafic că maximum este atins la momentul  $t = 0$ ).

**S1.33. B.** Se determină din grafic perioada semnalului:  $18\text{ ms} - 2\text{ ms} = 16\text{ ms}$ , deci frecvența este:  $f = 62.5\text{ Hz}$ . Componenta continuă a semnalului este  $X_0 = 15\text{ V}$ , deoarece valoarea sa medie este  $15\text{ V}$ . Valoarea minimă este  $5\text{ V}$ , iar cea maximă este  $25\text{ V}$ , deci amplitudinea cosinusului fără componentă continuă este:  $\frac{1}{2}(25\text{ V} - 5\text{ V}) = 10\text{ V}$ . Se observă că la momentul  $t = 0$  semnalul nu are valoarea maximă, ci cel mai apropiat maxim se găsește la momentul  $t = 2\text{ ms}$ , deci există un defazaj față de origine egal cu  $2\text{ ms}$ . Aplicând regula de trei simplă (1.1), se determină defazajul în radiani:  $\varphi[\text{rad}] = \frac{\pi}{4}$ . Semnalul este defazat spre dreapta față de origine, deci în expresie  $\varphi[\text{rad}]$  va apărea cu semnul minus. Rezultă în final expresia analitică a semnalului:  $x(t) = 15 + 10 \cos\left(2\pi \cdot 62.5t - \frac{\pi}{4}\right)$ .

## Capitolul 2

# ANALIZA SPECTRALĂ A SEMNALELOR

### 2.1. Enunțuri

**G2.1.** Relația de calcul în domeniul frecvență a puterii unui semnal este:

$$A. \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$$

$$B. A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} A_n^2$$

$$C. \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{\infty} A_n^2$$

$$D. \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df$$

**G2.2.** Relația de calcul în domeniul frecvență a energiei totale a unui semnal este:

$$A. \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df$$

$$B. A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} A_n^2$$

$$C. \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$$

$$D. 2 \int_0^{\infty} |X(f)|^2 df$$

**G2.3.** Relația de calcul în domeniul timp a puterii unui semnal este:

$$A. \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$$

$$B. A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} A_n^2$$

$$C. \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$$

$$D. \frac{2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) dt$$

**G2.4.** Relația de calcul a energiei totale a unui semnal într-o bandă dată de frecvențe este:

$$A. \int_{f_1}^{f_2} X^2(f) df$$

$$B. \frac{1}{f_2 - f_1} \int_{f_1}^{f_2} |X(f)|^2 df$$

$$C. \int_{f_1}^{f_2} |X(f)|^2 df$$

$$D. \int_{f_1}^{f_2} X(f) df$$

**G2.5.** Teorema lui Parseval pentru semnale aperiodice se scrie astfel:

$$A. \int_{-\infty}^{\infty} x_1^2(t) \cdot x_2^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} X_1(f) \cdot X_2(f) df$$

$$B. \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) \otimes x_2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} X_1(f) \cdot X_2(f) df$$

$$C. \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) \cdot x_2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} X_1(f) \cdot X_2(f) df$$

$$D. \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t) \cdot x_2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} X_1(f) \otimes X_2(f) df$$

**G2.6.** Expresia funcției de intercorelație  $R_{xy}(\tau)$  a două semnale aperiodice este:

$$A. \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau) y(t) dt$$

$$B. \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\tau) \otimes y(t) dt$$

$$C. \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\tau) y(t-\tau) dt$$

$$D. \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\tau) y(t) dt$$

**G2.7.** Zgomotul este:

- A. un semnal aleator a cărui funcție de autocorelație este rapid descrescătoare cu argumentul.
- B. un semnal periodic a cărui funcție de transfer este rapid descrescătoare cu argumentul.
- C. un semnal aleator a cărui funcție de corelație este rapid crescătoare cu argumentul.
- D. un semnal cuantizat a cărui funcție de autocorelație este crescătoare cu argumentul.

**G2.8.** Prin întârzierea unui semnal periodic cu  $t_0$ , componenta continuă:

- A. este eliminată

- B. rămâne neschimbată
- C. este întârziată cu  $t_0$
- D. este avansată cu  $t_0$

**G2.9.** Prin întârzierea unui semnal periodic cu  $t_0$ , spectrul de amplitudini:

- A. se deplasează spre stânga cu  $t_0$ .
- B. se deplasează spre dreapta cu  $t_0$ .
- C. nu se modifică.
- D. se modifică în funcție de valorile inițiale ale amplitudinilor.

**G2.10.** Prin derivarea unui semnal periodic:

- A. sunt avantajate componentele de înaltă frecvență.
- B. sunt avantajate componentele de joasă frecvență.
- C. sunt avantajate toate componentele, derivarea fiind un procedeu liniar.
- D. nu este avantajată nici o componentă, derivarea fiind un procedeu neliniar.

**G2.11.** În cazul integrării unui semnal periodic, amplitudinile componentelor:

- A. sunt avansate cu un interval direct proporțional cu ordinul armonicii.
- B. sunt înmulțite cu un factor invers proporțional cu ordinul armonicii.
- C. sunt întârziate cu un interval invers proporțional cu ordinul armonicii.
- D. sunt înmulțite cu un factor direct proporțional cu ordinul armonicii.

**G2.12.** Între distribuțiile Dirac și treaptă unitate există relația:

$$A. \gamma(t) = \int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau$$

$$B. \delta(t) = \int_{-\infty}^t \gamma(\tau) d\tau$$

$$C. \gamma(t) = \frac{d\delta(t)}{dt}$$

$$D. \delta(t) = \frac{d\gamma(t)}{dt}$$

**G2.13.** Prin înmulțirea unui semnal periodic cu  $e^{(j2\pi f_0 t + \varphi_0)}$  au loc următoarele modificări din punct de vedere al spectrului:

- A. spectrul se deplasează cu  $f_0$ .
- B. spectrul de amplitudini se înmulțește cu un factor constant.
- C. spectrului de fază i se adaugă o constantă.
- D. spectrul rămâne neschimbat, modulul exponențialei fiind unitar.

**G2.14.** Prin înmulțirea spectrului unui semnal periodic cu exponențiala  $e^{-j2\pi n f_1 \tau}$  au loc următoarele modificări:

- A. apar distorsiuni liniare de amplitudine.

- B.* apar distorsiuni liniare de fază.
- C.* semnalul este avansat cu  $\tau$ .
- D.* semnalul este întârziat cu  $\tau$ .

**G2.15.** Suma a două semnale periodice de perioade diferite este și el un semnal periodic doar dacă frecvențele fundamentale ale celor două semnale periodice:

- A.* sunt egale.
- B.* sunt într-un raport irațional.
- C.* sunt într-un raport rațional.
- D.* nu există nici o relație între cele două frecvențe fundamentale, deoarece suma a două semnale periodice de perioade diferite nu poate fi un semnal periodic.

**G2.16.** Modificarea componentei continue a unui semnal periodic are ca efect:

- A.* modificarea formei semnalului.
- B.* modificarea poziției semnalului în lungul ordonatei, fără afectarea formei.
- C.* modificarea formei semnalului și a poziției sale în lungul ordonatei.
- D.* modificarea poziției semnalului în lungul abscisei, fără afectarea formei.

**G2.17.** Dacă spectrul de amplitudini al unui semnal  $x(t)$  are componente egale la

toate frecvențele  $\frac{n}{T}$ , atunci  $x(t)$  este:

- A.* un tren de impulsuri ideale alternat pozitive și negative.
- B.* un semnal dreptunghiular periodic.
- C.* un impuls ideal la momentul  $T$ .
- D.* un tren de impulsuri ideale, de perioadă  $T$ .

**G2.18.** Funcția de transfer este:

- A.* transformata Fourier a funcției pondere.
- B.* transformata Laplace a funcției pondere.
- C.* transformata Fourier a răspunsului la frecvență.
- D.* raportul imaginilor Laplace ale răspunsului și excitației care a produs acel răspuns.

**G2.19.** Prin derivarea unui semnal periodic, componenta continuă:

- A.* nu este afectată.
- B.* este transmisă în avans.
- C.* este eliminată.
- D.* este transmisă în întârziere.

**G2.20.** Anvelopa spectrului discret al unui semnal periodic de perioadă  $T$  este egală cu:

- A. transformata Fourier a semnalului multiplicată cu  $\frac{2}{T}$ .
- B. transformata Laplace a descrierii pe o perioadă multiplicată cu  $\frac{2}{T}$ .
- C. transformata Fourier a descrierii pe o perioadă multiplicată cu  $\frac{2}{T}$ .
- D. transformata Fourier a semnalului multiplicată cu  $\frac{2}{T}$ .

**G2.21.** Funcția de intercorelație are proprietățile:

- A.  $R_{xy}(\tau) = R_{yx}(\tau)$
- B.  $R_{xy}(-\tau) = R_{yx}(\tau)$
- C.  $R_{xy}(0) \geq R_{yx}(\tau)$
- D.  $R_{xy}(\tau) = -R_{yx}(-\tau)$

**G2.22.** Funcția de autocorelație are proprietățile:

- A.  $R_{xx}(\tau) = R_{xx}(-\tau)$
- B.  $R_{xx}(0) \leq R_{xx}(\tau)$
- C.  $R_{xx}(0) \geq R_{xx}(\tau)$
- D.  $R_{xx}(\tau) = -R_{xx}(-\tau)$

**G2.23.** Funcția pondere, ca răspuns la un impuls ideal, reprezintă:

- A. un răspuns liber.
- B. un răspuns forțat.
- C. transformata inversă Fourier a răspunsului la frecvență.
- D. transformata inversă Laplace a funcției de circuit.

**G2.24.** Mărirea perioadei unui semnal are ca efect:

- A. îndesirea liniilor spectrale.
- B. rărirea liniilor spectrale.
- C. micșorarea amplitudinilor liniilor spectrale.
- D. mărirea amplitudinilor liniilor spectrale.

**G2.25.** Care dintre afirmațiile următoare sunt adevărate?

- A. Transformata Fourier directă rezolvă problema convoluției unui semnal.
- B. Transformata Fourier directă furnizează funcția de densitate spectrală.
- C. Transformata Fourier directă rezolvă problema sintezei unui semnal.
- D. Transformata Fourier directă rezolvă problema analizei unui semnal.

**G2.26.** Care dintre afirmațiile următoare sunt adevărate?

- A. Transformata Fourier inversă furnizează răspunsul la frecvență.
- B. Transformata Fourier inversă rezolvă problema sintezei unui semnal periodic.
- C. Transformata Fourier inversă rezolvă problema analizei unui semnal periodic.
- D. Transformata Fourier inversă furnizează funcția de densitate spectrală.

**G2.27.** Funcția de autocorelația a zgomotului alb este egală cu:

- A. 0
- B.  $\delta(t)$
- C.  $\gamma(t)$
- D.  $\infty$

**G2.28.** Produsul de convoluție în timp a două semnale analogice îi corespunde în domeniul frecvență:

- A. produsul transformatelor Fourier ale semnalelor.
- B. produsul de convoluție al transformatelor Fourier ale semnalelor.
- C. integrala produsului transformatelor Fourier ale semnalelor.
- D. nu se poate preciza, deoarece produsul de convoluție dintre două semnale analogice nu are corespondent în frecvență.

**G2.29.** Produsul de convoluție în frecvență al densităților spectrale a două semnale analogice îi corespunde în domeniul timp:

- A. produsul de convoluție al semnalelor.
- B. derivata produsului semnalelor.
- C. integrală din produsul semnalelor.
- D. produsul semnalelor.

**G2.30.** Forma complexă a seriei Fourier armonice este:

- A.  $x(t) = A_0 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} A_{nc} e^{j2\pi n f_1 t}$ .
- B.  $x(t) = A_0 + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{nc} \cos(2\pi n f_1 t + \varphi_n)$ .
- C.  $x(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_{nc} \cos(2\pi n f_1 t + \varphi_n)$ .
- D.  $x(t) = A_0 + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{nc} e^{j2\pi n f_1 t}$ .

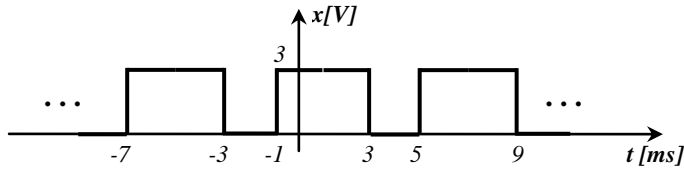






**G2.43.** Valoarea efectivă a semnalului ilustrat în *Figura G2.43* este:

- A.  $\sqrt{10}$  [V]                      B.  $\sqrt{6}$  [V]  
 C.  $\sqrt{13}$  [V]                      D.  $\sqrt{5}$  [V]



**Figura G2.43**

**G2.44.** Semnalul  $x(t) = 3 + 5 \cos\left(200\pi t + \frac{\pi}{4}\right) - 8 \cos\left(150\pi t - \frac{\pi}{6}\right)$  conține:

- A. armonica a treia, armonica a patra și componenta continuă.  
 B. fundamentală, armonica a treia și armonica a patra.  
 C. componenta continuă, fundamentală și armonica a doua.  
 D. armonica a doua, armonica a treia și componenta continuă.

**G2.45.** Dacă:  $x_1(t) = 5 \cos\left(2600\pi t - \frac{\pi}{6}\right)$  și  $x_2(t) = 4 \cos\left(2600\pi t + \frac{\pi}{2}\right)$ , atunci

semnalul  $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$  va fi:

- A.  $9 \cos\left(2600\pi t + \frac{\pi}{3}\right)$                       B.  $\sqrt{21} \cos\left(2600\pi t - \frac{\pi}{4}\right)$   
 C.  $41 \cos\left(2600\pi t + \frac{\pi}{4}\right)$                       D.  $\sqrt{34} \cos\left(2600\pi t - \frac{2\pi}{3}\right)$

**G2.46.** Dacă:  $x_1(t) = 4 \cos(5 \cdot 10^3 \pi t)$  și  $x_2(t) = 3 \sin(5 \cdot 10^3 \pi t)$ , atunci semnalul  $x(t) = x_1(t) - x_2(t)$  va fi:

- A.  $\sin(5 \cdot 10^3 \pi t)$                       B.  $5 \sin\left(5 \cdot 10^3 \pi t - \frac{\pi}{2}\right)$   
 C.  $\sin\left(5 \cdot 10^3 \pi t + \frac{\pi}{2}\right)$                       D.  $-5 \sin(5 \cdot 10^3 \pi t)$

**G2.47.** Se consideră spectrul semnalului  $x(t)$  ilustrat în *Figura G2.47*. Semnalul  $x'(t)$  va avea următoarele amplitudini ale liniilor spectrale (în ordinea crescătoare a frecvențelor):

A.  $5\pi; 60\pi; 150\pi$

B.  $0; 30\pi; 75\pi$

C.  $0; 60\pi; 150\pi$

D.  $75\pi; 30\pi; 75\pi$

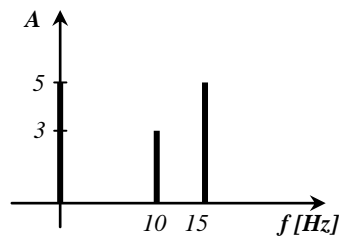
**G2.48.** Se consideră spectrul semnalului  $x(t)$  ilustrat în *Figura G2.48*. Spectrul semnalului  $x'(t)$  va conține:

A. o componentă continuă și două armonici.

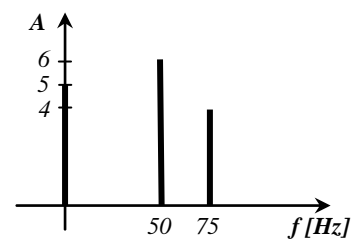
B. două componente armonice, fără componentă continuă.

C. armonica a treia de amplitudine egală cu  $600\pi$ .

D. armonica a doua de amplitudine egală cu  $600\pi$ .



*Figura G2.47*



*Figura G2.48*

**G2.49.** Se consideră spectrul semnalului  $x(t)$  ilustrat în *Figura G2.49*. Semnalul  $\int x(\tau)d\tau$  va avea următoarele amplitudini ale liniilor spectrale (în ordinea crescătoare a frecvențelor):

A.  $\frac{4.8}{\pi}; \frac{19.2}{\pi}; \frac{30}{\pi}$

B.  $\frac{12}{\pi}; \frac{24}{\pi}; \frac{30}{\pi}$

C.  $\frac{0.3}{\pi}; \frac{0.6}{\pi}; \frac{0.9}{\pi}$

D.  $\frac{0.015}{\pi}; \frac{0.015}{\pi}; \frac{0.015}{\pi}$

**G2.50.** Se consideră spectrul semnalului  $x(t)$  ilustrat în *Figura G2.50*. Spectrul semnalului  $\int x(\tau)d\tau$  va conține:

A. armonica a cincea de amplitudine egală cu  $\frac{1}{\pi}$ .

B. armonicile de ordin 1, 2 și 3.

C. armonica a treia de amplitudine egală cu  $\frac{1}{\pi}$ .

D. fundamentala, armonica a treia și armonica a cincea.

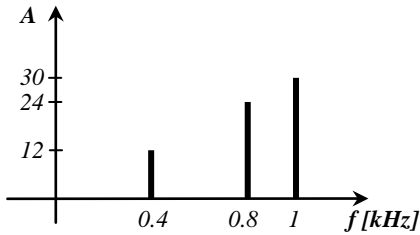


Figura G2.49

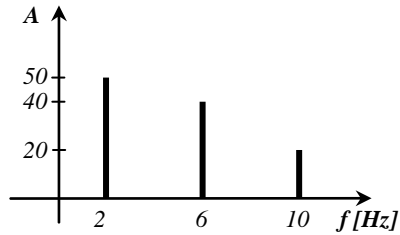


Figura G2.50

**G2.51.** Dacă spectrul semnalului  $x(t)$ , de perioadă 25 s, este  $21 \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{5}\right)$ , atunci spectrul semnalului  $x(t+25)$  este:

- A.  $21 \cos\left(\frac{n\pi}{5}\right) \cdot e^{j50\pi f}$                       B.  $21 \cos\left(\frac{n\pi}{5}\right)$   
 C.  $21 \cos\left(\frac{n\pi}{5}\right) \cdot e^{-j50\pi f}$                       D.  $21 \cos\left(\frac{n\pi}{5}\right) \cdot e^{-j25\pi f}$

**G2.52.** Dacă spectrul semnalului  $x(t)$ , de perioadă 10 ms, este  $Sa\left((n+1)\frac{\pi}{8}\right)$ , atunci spectrul semnalului  $x(t-4 \cdot 10^{-3})$  este:

- A.  $Sa\left((n+1)\frac{\pi}{8}\right) e^{-j\frac{4n\pi}{5}}$                       B.  $Sa\left((n+1)\frac{\pi}{8}\right) e^{j\frac{4n\pi}{5}}$   
 C.  $Sa\left((n+1)\frac{\pi}{8}\right) e^{j\frac{n\pi}{5}}$                       D.  $Sa\left((n+1)\frac{\pi}{8}\right) e^{-j\frac{n\pi}{5}}$

**G2.53.** Semnalul  $x(t)$  este obținut prin repetarea cu perioada 2ms a semnalului  $x_1(t)$ , ilustrat în Figura G2.53. Spectrul semnalului  $x(t)$  are expresia:

- A.  $Sa\left(\frac{n\pi}{2}\right) [mV]$                       B.  $\frac{1}{2} Sa\left(\frac{n\pi}{2}\right) [V]$   
 C.  $Sa\left(\frac{n\pi}{2}\right) [V]$                       D.  $Sa\left(\frac{n\pi}{2} 10^{-3}\right) [mV]$

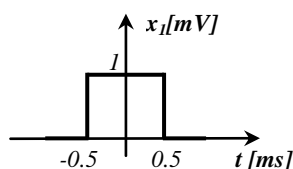
**G2.54.** Impulsul din *Figura G2.54* se repetă cu perioada 30 s. Componenta continuă a semnalului periodic este:

**A.** 18 mV

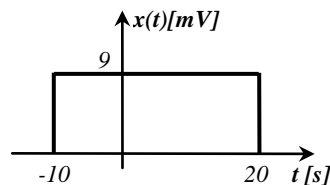
**B.** 1.5 mV

**C.** 2 mV

**D.** 9 mV



**Figura G2.53**



**Figura G2.54**

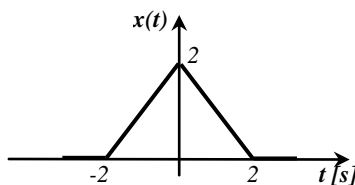
**G2.55.** Impulsul din *Figura G2.55* se repetă cu perioada 10 ms. Componenta continuă a semnalului periodic este:

**A.** 200 V

**B.** 300 V

**C.** 400 V

**D.** 100 V



**Figura G2.55**

**G2.56.** Impulsul din *Figura G2.56* se repetă cu perioada 6 ms. Spectrul semnalului periodic are expresia:

**A.**  $4 \cdot \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot e^{-j\frac{n\pi}{2}}$

**B.**  $2 \cdot \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot e^{j\frac{n\pi}{6}}$

**C.**  $4 \cdot \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot e^{-j\frac{n\pi}{6}}$

**D.**  $2 \cdot \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot e^{j\frac{n\pi}{2}}$

**G2.57.** Semnalul  $x(t)$  din *Figura G2.57* se repetă cu perioada  $T$ . Spectrul semnalului periodic care rezultă are expresia:

**A.**  $\frac{4}{T} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{-j\frac{\pi}{2}}$

**B.**  $\frac{4}{T} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{-j\frac{n\pi}{2}}$

$$C. \frac{2}{T} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

$$D. \frac{4}{T} \sin\left(\frac{n\pi}{4}\right) e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

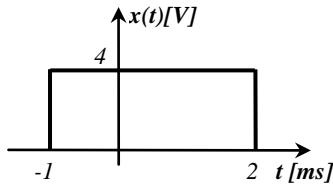


Figura G2.56

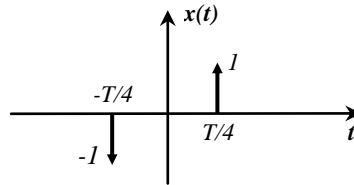


Figura G2.57

**G2.58.** Cât trebuie să fie durata unui impuls al unui semnal dreptunghiular periodic, de perioadă  $10\text{ ms}$  și amplitudine  $5\text{ mV}$ , pentru ca armonica a 4-a să se anuleze în primul nul al anvelopei spectrului?

A.  $2.5\text{ ms}$

B.  $20\text{ ms}$

C.  $0.4\text{ ms}$

D.  $0.2\text{ ms}$

**G2.59.** Cât trebuie să fie durata unui impuls al unui semnal dreptunghiular periodic, de perioadă  $180\text{ ms}$  și amplitudine  $10\text{ V}$ , pentru ca armonica a 9-a să se anuleze în al doilea nul al anvelopei spectrului?

A.  $20\text{ ms}$

B.  $40\text{ ms}$

C.  $2\text{ ms}$

D.  $25\text{ ms}$

**G2.60.** Se consideră un semnal dreptunghiular centrat în origine, de amplitudine  $1.5\text{ V}$  și perioadă  $4.9\text{ ms}$ . Pentru a anula armonica a 7-a în al 3-lea nul al anvelopei spectrului, lățimea unui impuls trebuie să fie:

A.  $0.7\text{ ms}$

B.  $4.9\text{ ms}$

C.  $7\text{ ms}$

D.  $2.1\text{ ms}$

**G2.61.** Dacă semnalului periodic  $x(t)$ , de perioadă  $T$ , îi corespunde spectrul

$\frac{2\alpha}{T} n e^{j\frac{\pi}{2}}$ , atunci semnalului  $\int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau$  îi va corespunde spectrul:

$$A. \frac{\alpha}{n} e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

$$B. \frac{2\alpha}{nT}$$

$$C. \frac{\alpha}{\pi}$$

$$D. \frac{\alpha}{\pi} e^{j\frac{\pi}{2}}$$

**G2.62.** Dacă semnalului periodic  $x(t)$ , de frecvență fundamentală  $f_1$ , îi corespunde spectrul  $\alpha e^{-j\frac{\pi}{2}}$ , atunci semnalului  $\frac{dx(t)}{dt}$  îi va corespunde spectrul:

**A.**  $2\pi\alpha n f_1$

**B.**  $2\alpha f_1$

**C.**  $\frac{\alpha}{j2\pi n f_1}$

**D.**  $2\pi\alpha f_1 \cdot n e^{j\frac{\pi}{2}}$

**G2.63.** Dacă impulsului  $x(t)$  îi corespunde spectrul  $\alpha e^{-j\frac{\pi}{2}}$ , atunci semnalului  $x'(t)$  îi va corespunde spectrul:

**A.**  $-j\frac{\pi}{2}\alpha e^{-j\frac{\pi}{2}}$

**B.**  $2\pi f\alpha$

**C.**  $2\pi f\alpha e^{-j\frac{\pi}{2}}$

**D.**  $\frac{\pi}{2}\alpha$

**G2.64.** Dacă spectrul impulsului  $x(t)$  este  $\alpha f e^{j\frac{\pi}{2}}$ , atunci semnalului  $\int_0^t x(\tau) d\tau$  îi va corespunde spectrul:

**A.**  $\frac{\alpha}{f} e^{-j\frac{\pi}{2}}$

**B.**  $\frac{\alpha}{f}$

**C.**  $\frac{\alpha}{2\pi}$

**D.**  $\frac{\alpha}{2\pi} e^{j\frac{\pi}{2}}$

**G2.65.** Transformata Fourier a semnalului  $x(t) = 2Sa(100\pi t)$  este egală cu:

**A.**  $\begin{cases} 0.02, & \text{pentru } f \in (-100, 100) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$

**B.**  $\begin{cases} 0.8, & \text{pentru } f \in (-50, 50) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$

**C.**  $\begin{cases} 0.02, & \text{pentru } f \in (-50, 50) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$

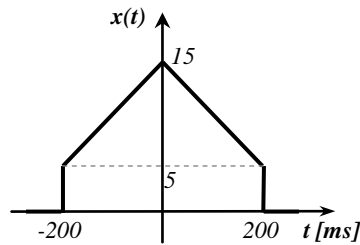
**D.**  $\begin{cases} 0.8, & \text{pentru } f \in (-100, 100) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$

**G2.66.** Transformata Fourier a semnalului  $x(t) = 2Sa^2(100\pi t)$  este egală cu:

- A.  $\begin{cases} 0.02, & \text{pentru } f \in (-100, 100) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$
- B.  $\begin{cases} 0.04, & \text{pentru } f \in (-50, 50) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$
- C.  $\begin{cases} 0.02, & \text{pentru } f \in (-50, 50) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$
- D.  $\begin{cases} 0.02, & \text{pentru } f \in (-200, 200) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases}$

**G2.67.** Expresia transformatei Fourier a semnalului din *Figura G2.67* este

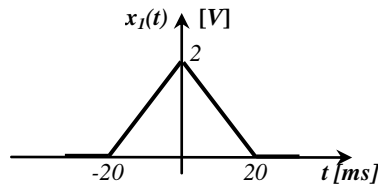
- A.  $2Sa(0.4\pi f) + 2Sa^2(0.2\pi f)$ .
- B.  $Sa(0.4\pi f) + Sa^2(0.2\pi f)$ .
- C.  $2Sa(400\pi f) + 2Sa^2(200\pi f)$ .
- D.  $Sa(400\pi f) + Sa^2(200\pi f)$ .



*Figura G2.67*

**G2.68.** Semnalul  $x(t)$  este obținut prin repetarea cu perioada  $60 \text{ ms}$  a semnalului  $x_1(t)$ , ilustrat în *Figura G2.68*. Spectrul semnalului  $x(t)$  are expresia:

- A.  $\frac{4}{3}Sa^2\left(\frac{n\pi}{3}\right)$
- B.  $4Sa^2\left(\frac{n\pi}{4}\right)$
- C.  $\frac{1}{3}Sa^2\left(\frac{n\pi}{2}\right)$
- D.  $\frac{2}{3}Sa^2\left(\frac{2n\pi}{3}\right)$

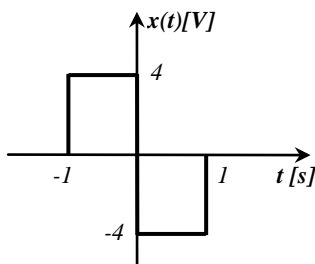


*Figura G2.68*



**G2.69.** Semnalul  $x(t)$  ilustrat în *Figura G2.69* are transformata Fourier egală cu:

- A.  $4j \cdot \sin\left(\frac{\pi f}{2}\right) \cdot \text{Sa}(\pi f)$                       B.  $4j \cdot \sin\left(\frac{\pi f}{2}\right) \cdot \text{Sa}\left(\frac{\pi f}{2}\right)$   
 C.  $8j \cdot \sin(\pi f) \cdot \text{Sa}(\pi f)$                       D.  $2j \cdot \sin(\pi f) \cdot \text{Sa}\left(\frac{\pi f}{2}\right)$



*Figura G2.69*

**G2.70.** Modul de oscilație corespunzător polului  $p_0 = -5 + 2j$  este:

- A. atenuat exponențial și oscilant.  
 B. exponențial crescător și neoscilant.  
 C. atenuat exponențial și neoscilant.  
 D. exponențial crescător și oscilant.

**G2.71.** Modul de oscilație corespunzător polului  $p_0 = -50j$  este:

- A. neoscilant și atenuat exponențial.  
 B. oscilant și exponențial crescător.  
 C. oscilant și întreținut.  
 D. neoscilant și exponențial crescător.

## 2.2. Răspunsuri și indicații

**S2.1.** B.

**S2.2.** A și D.

**S2.3.** Nici un răspuns. Relația corectă este:

$$P = \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt \quad (2.1)$$

**S2.4.** C.

**S2.5.** C.

**S2.6.** D.

**S2.7.** A.

**S2.8.** B.

**S2.9.** C.

**S2.10.** A. Conform cu *teorema derivării*, avem:

$$x'(t) \leftrightarrow A_{nc} \cdot (j2\pi n f_1) = A_{ncd} \quad (2.2)$$

unde  $A_{ncd}$  este spectrul semnalului derivat, iar  $A_{nc}$  este spectrul semnalului înainte de derivare. Se observă din această relație că amplitudinile componentelor sunt înmulțite cu un factor direct proporțional cu ordinul armonicii ( $n$ ), deci prin urmare sunt avantajate componentele de la frecvențele mai mari.

**S2.11.** B. Relația dintre spectrul unui semnal  $A_{nc}$  și spectrul aceluiași semnal integrat  $A_{nci}$  este dată de *teorema integrării*:

$$\int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau \leftrightarrow A_{nc} \cdot \frac{1}{j2\pi n f_1} = A_{nci} \quad (2.3)$$

Se observă din relație că amplitudinile componentelor sunt invers proporționale cu ordinul armonicii ( $n$ ).

**S2.12.** A și D.

**S2.13.** A și B.  $x(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t + \varphi_0} = x(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} \cdot e^{\varphi_0}$ ; folosind apoi seria Fourier armonică pentru semnalul  $x(t)$ , rezultă succesiv:

$$x(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t + \varphi_0} = e^{\varphi_0} \cdot \left[ \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{nc} e^{j2\pi n f_1 t} \right] e^{j2\pi f_0 t} = e^{\varphi_0} \cdot \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{nc} e^{j2\pi(n f_1 + f_0)t}$$

În concluzie, are loc o deplasare a liniilor spectrale cu frecvența  $f_0$  – este vorba aici de *teorema deplasării în frecvență (teorema modulării)* – și de o înmulțire a amplitudinilor cu constanta  $e^{\varphi_0}$ .

**S2.14. D.** La înmulțirea spectrului unui semnal cu o exponențială funcție de timp se aplică *teorema deplasării în timp*:

$$x(t \pm \tau) \leftrightarrow A_{nc} \cdot e^{\pm j2\pi n f_i \tau} \quad (2.4)$$

Pentru  $\tau > 0$ , dacă în expresia din stânga apare semnul (+), atunci semnalul este *avansat*, iar dacă apare (-), semnalul este *întârziat*.

*Discuție varianta A:* distorsiuni liniare de amplitudine nu apar, deoarece se observă din (2.4) că deplasarea în timp nu modifică amplitudinile componentelor (modulul exponențialei fiind unitar):

$$\left| A_{nc} \cdot e^{\pm j2\pi n f_i \tau} \right| = |A_{nc}| \cdot \left| e^{\pm j2\pi n f_i \tau} \right| = |A_{nc}|$$

*Discuție varianta B:* distorsiuni liniare de fază nu apar, deoarece defazajul asociat întârzierii este liniar dependent de frecvență:

$$\arg \left\{ A_{nc} \cdot e^{\pm j2\pi n f_i \tau} \right\} = \arg \{A_{nc}\} + \arg \left\{ e^{\pm j2\pi n f_i \tau} \right\} = \arg \{A_{nc}\} \pm j2\pi n f_i \tau.$$

**S2.15. C.**

**S2.16. B.**

**S2.17. D.** Este vorba despre semnalul delta periodic  $\delta_T(t)$ , ai cărui coeficienți Fourier sunt constanți:

$$A_{nc\delta} = \frac{2}{T} \cdot \int_T \delta(t) \cdot e^{-j2\pi n f_i t} dt = \frac{2}{T} \int_T \delta(t) dt = \frac{2}{T} \quad (2.5)$$

**S2.18. B și D.** Funcția de transfer  $H(s)$  se poate scrie determina ca transformata Laplace a funcției pondere:

$$H(s) = \mathcal{L}\{h(t)\} \quad (2.6)$$

sau ca raportul dintre transformatele Laplace ale răspunsului  $y(t)$  și excitației  $x(t)$ :

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (2.7)$$

**S2.19. C.**

**S2.20. C.** Între coeficienții  $A_{nc}$  ai unui semnal periodic și transformata Fourier  $X(f)$  a descrierii pe o perioadă a semnalului există relația:

$$A_{nc} = \frac{2}{T} X(nf_1) \quad (2.8)$$

Anvelopa spectrului semnalului periodic  $I(f)$  se determină din relația:

$$I(f) = A_{nc}|_{nf_1=f}. \text{ Rezultă: } I(f) = \frac{2}{T} X(f).$$

**S2.21. B.**

**S2.22. A și C.**

**S2.23. A, C și D.** *Discuție variantele A și B:* funcția pondere este un răspuns liber al unui sistem, și nu un răspuns forțat, deoarece excitația aplicată este impulsul Dirac. Acesta apare la momentul  $t=0$  și încarcă energetic sistemul, apoi este nul pentru  $t>0$ .

*Discuție variantele C și D:* funcția pondere se poate defini ca și transformata Fourier inversă a răspunsului la frecvență:

$$h(t) = F^{-1}\{H(j\omega)\} \quad (2.9)$$

sau ca transformata Laplace inversă a funcției de circuit:

$$h(t) = L^{-1}\{H(s)\} \quad (2.10)$$

**S2.24. A și C.** *Discuție varianta A:* dacă se mărește perioada, atunci se micșorează frecvența fundamentală, deci distanța dintre două linii spectrale consecutive scade, prin urmare acestea se îndesesc.

*Discuție varianta C:* în expresia spectrului de amplitudini apare coeficientul  $\frac{2}{T}$ , ceea ce înseamnă că dacă  $T$  crește, atunci amplitudinile liniilor scad.

**S2.25. B și D.**

**S2.26. Nici unul.**

**S2.27. B.**

**S2.28. A.**  $x(t) \otimes y(t) \leftrightarrow X(f) \cdot Y(f)$

**S2.29. D.**  $x(t) \cdot y(t) \leftrightarrow X(f) \otimes Y(f)$

**S2.30. D.**

**S2.31. B.**

**S2.32. D.**

**S2.33. C.** Frecvența fundamentală este cel mai mare divizor comun al frecvențelor componentelor armonice:  $f_1 = \text{cmmdc}(100, 140, 80) = 20 \text{ Hz}$

**S2.34. B.**  $f_1 = \text{cmmdc}(20, 40, 50) = 10 \text{ Hz} \Rightarrow T = \frac{1}{f_1} = 0.1 \text{ s}$

**S1.35. C și D.** Frecvența fundamentală este:  $f_1 = \text{cmmdc}(100, 101) = 1 \text{ Hz}$ , deci perioada este  $T = \frac{1}{f_1} = 1 \text{ ms}$ .

**S2.36. D.** Există două cazuri: (I) primul  $\cos$  este armonica a 3-a, al doilea  $\cos$  este armonica a 5-a; (II) primul  $\cos$  este armonica a 5-a, al doilea  $\cos$  este armonica a 3-a. Varianta D rezultă pentru cazul al II-lea:  $\frac{a}{2} = 5f_1$  și  $\frac{b}{2} = 3f_1$ , unde frecvența fundamentală este:  $f_1 = \frac{1}{T} = 250 \text{ Hz}$ .

**S2.37. B.** Puterea semnalului este puterea dezvoltată de semnal pe o sarcină unitară și este dată de relația:

$$P = A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} A_n^2 \quad (2.11)$$

unde  $A_0$  este componenta continuă, iar  $A_n$  sunt amplitudinile armonicilor.

Rezultă:  $P = \frac{1}{2}(2^2 + 3^2) = 6.5 \text{ W}$ .

**S2.38. C.** Se determină mai întâi puterea dezvoltată pe o rezistență unitară, cu relația (2.11):  $P_1 = 6.5 \cdot 10^{-6} \text{ [W]}$ . Puterea dezvoltată pe rezistența de  $1 \text{ k}\Omega$  va fi:  $P = P_1 \cdot 10^3 = 6.5 \cdot 10^{-3} \text{ [W]}$ .

**S2.39. A.**

**S2.40. D.**  $P = 30 \cdot 10^3 \left[ 1 + \frac{1}{2}(2^2 + 1.2^2 + 2.4^2) \right] = 220 \cdot 10^{-6} \text{ [W]}$

**S2.41. A.** Energia dezvoltată de un impuls într-un interval de timp  $(t_1, t_2)$  este:

$$W = \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) dt \quad (2.12)$$

Rezultă:  $W = \int_{10^{-3}}^{3 \cdot 10^{-3}} \sqrt{6} \cdot t \, dt = 52 \cdot 10^{-9} [J]$ .

**S2.42. C.** Energia totală dezvoltată de un impuls este:

$$W = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) \, dt \quad (2.13)$$

**S2.43. B.** Valoarea efectivă a unui semnal se determină cu relația:

$$X_{ef} = \sqrt{P} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T x^2(t) \, dt} \quad (2.14)$$

Rezultă:  $X_{ef} = \sqrt{\frac{1}{6 \cdot 10^{-3}} \int_{-10^{-3}}^{3 \cdot 10^{-3}} 9 \, dt} = \sqrt{6} [V]$

**S2.44. A.** Frecvențele celor două armonici sunt  $100 \text{ Hz}$  și respectiv  $75 \text{ Hz}$ , deci frecvența fundamentală este  $f_1 = 25 \text{ Hz}$ . Rezultă că cele două armonici sunt: armonica a patra (de amplitudine 5) și armonica a treia (de amplitudine 8).

**S2.45. B.** Când se însumează două componente armonice având aceeași frecvență,  $x_1(t) = X_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1)$  și  $x_2(t) = X_2 \cos(\omega_0 t + \varphi_2)$ , atunci ele se compun vectorial. Semnalul sumă va fi:  $x(t) = X \cos(\omega_0 t + \varphi)$ , unde :

$$\begin{cases} X^2 = X_1^2 + X_2^2 + 2X_1X_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \\ \varphi = \arctg \frac{X_1 \sin \varphi_1 + X_2 \sin \varphi_2}{X_1 \cos \varphi_1 + X_2 \cos \varphi_2} \end{cases} \quad (2.15)$$

Rezultă:  $A = \sqrt{2I}$  și  $\varphi = \frac{\pi}{4}$ .

**S2.46. D.** Scriem  $x(t)$  astfel:  $x(t) = 4 \cos(5 \cdot 10^3 \pi t) + 3 \cos\left(5 \cdot 10^3 \pi t + \frac{\pi}{2}\right)$ .

Rezultă:  $x(t) = 5 \cos\left(5 \cdot 10^3 \pi t + \frac{\pi}{2}\right) = -5 \sin(5 \cdot 10^3 \pi t)$  (vezi soluția S2.45).

**S2.47. C.** Cu teorema derivării pentru semnale periodice (2.2), se determină amplitudinile armonicilor semnalului derivat:

$$|A_{ncd}| = |A_{nc}| \cdot (2\pi n f_1) \quad (2.16)$$

Semnalul  $x(t)$  conține armonicile a doua și a treia, deci și semnalul derivat va conține armonici de același ordin:  $|A_{2cd}| = 3 \cdot (2\pi \cdot 10) = 60\pi$  și  $|A_{3cd}| = 5 \cdot (2\pi \cdot 15) = 150\pi$ . Componenta continuă se anulează prin derivare.

**S2.48.** *B, C și D.* După cum s-a văzut și la soluția anterioară, prin derivare componenta continuă se anulează, iar numărul de componente armonice se păstrează. Se determină armonicile semnalului derivat cu relația (2.16) și rezultă:  $|A_{2cd}| = |A_{3cd}| = 600\pi$ .

**S2.49.** *D.* Cu teorema integrării pentru semnale periodice (2.3), se determină amplitudinile armonicilor semnalului integrat:

$$|A_{nci}| = \frac{|A_{nc}|}{2\pi n f_1} \quad (2.17)$$

Semnalul  $x(t)$  conține armonicile a doua, a patra și a cincea, deci și semnalul integrat va conține aceleași armonici. Rezultă:  $|A_{2ci}| = |A_{4ci}| = |A_{5ci}| = \frac{15}{\pi} \cdot 10^{-3}$ .

**S2.50.** *A și D. Discuție variantele A și C:* cu relația (2.17) se determină armonicile a treia și a cincea:  $|A_{3ci}| = \frac{40}{2\pi \cdot 60} = \frac{10}{3\pi}$ ;  $|A_{5ci}| = \frac{20}{2\pi \cdot 10} = \frac{1}{\pi}$ .

*Discuție variantele B și D:* prin integrare se obțin armonici de același ordin ca și semnalul dinainte de integrare, deci în problema de față vor rezulta tot fundamentală, armonică a treia și a cincea.

**S2.51.** *B.* Se observă că intervalul de decalare a semnalului  $x(t)$  este egal cu perioada semnalului, deci  $x(t) = x(t+25)$ , prin urmare și spectrele celor două semnale vor fi identice.

**S2.52.** *A.* Dacă  $x(t) \leftrightarrow A_{nc}$ , din teorema întârzierii (2.4) rezultă:

$$x(t - 4 \cdot 10^{-3}) \leftrightarrow A_{nc} \cdot e^{-j2\pi n f_1 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = A_{nc} \cdot e^{-j \frac{4n\pi}{5} f}$$

**S2.53.** *A. Metoda I:* Semnalul  $x(t)$  care rezultă este un semnal dreptunghiular periodic, centrat în origine. Spectrul unui astfel de semnal este:

$$A_{nc} = \frac{2}{T} \cdot \text{aria}_{\square} \cdot \text{Sa}(\pi n f_1 \cdot \text{dur}_{\square}) \quad (2.18)$$

unde  $\text{aria}_{\square}$  și  $\text{dur}_{\square}$  reprezintă aria, respectiv durata unui impuls dreptunghiular.

Pentru semnalul  $x(t)$  rezultă spectrul:  $A_{nc} = 10^{-3} \cdot \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right)$ .

*Metoda a II-a:* Se determină mai întâi transformata Fourier a semnalului  $x_1(t)$ , cu relația:

$$X_1(f) = \text{aria}_{\square} \cdot \text{Sa}(\pi f \cdot \text{dur}_{\square}) \quad (2.19)$$

apoi se aplică relația (2.8).

**S2.54. D.** Componenta continuă a unui semnal se determină cu relația:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_T x(t) dt \quad (2.20)$$

$$\text{S2.55. C. } A_0 = \frac{1}{10^{-2}} \left[ \int_{-2}^0 (t+2) dt + \int_0^2 (-t+2) dt \right] = 400$$

**S2.56. C. Metoda I:** Semnalul periodic se scrie:  $x_T(t) = x_{T0}(t - 0.5 \cdot 10^{-3})$ , unde  $x_{T0}(t)$  este un semnal dreptunghiular, de aceleași dimensiuni, dar centrat în origine. Spectrul semnalului  $x_{T0}(t)$  se determină cu relația (2.18) și astfel rezultă:

$A_{nc0} = 4 \cdot \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right)$ . Aplicând teorema întârzierii (2.4), rezultă spectrul semnalului

$$x_T(t) : x_{T0}(t - 0.5 \cdot 10^{-3}) \leftrightarrow A_{nc0} \cdot e^{-j2\pi n f_1 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 4 \cdot \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot e^{-j\frac{\pi n}{6}}.$$

*Metoda a II-a:* Se determină mai întâi spectrul semnalului  $x(t)$  și apoi cel al semnalului periodic. Avem:  $x(t) = x_0(t - 0.5 \cdot 10^{-3})$ , unde  $x_0(t)$  este un semnal dreptunghiular, de aceleași dimensiuni, dar centrat în origine. Transformata Fourier a lui  $x_0(t)$  este:  $X_0(f) = 12 \cdot 10^{-3} \cdot \text{Sa}(\pi f \cdot 3 \cdot 10^{-3})$ . Aplicând *teorema deplasării în timp* pentru semnale aperiodice:

$$x(t \pm \tau) \leftrightarrow X(f) \cdot e^{\pm j2\pi f \tau} \quad (2.21)$$



rezultă:

$$x_0(t - 0.5 \cdot 10^{-3}) \leftrightarrow X(f) \cdot e^{-j\pi f \cdot 10^{-3}} = 12 \cdot 10^{-3} \cdot \text{Sa}(\pi f \cdot 3 \cdot 10^{-3}) \cdot e^{-j \frac{\pi n}{6}}$$

Spectrul semnalului periodic rezultă din relația (2.8).

**S2.57. A. Metoda I:** Semnalul periodic se poate exprima în funcție de semnalul delta-periodic  $\delta_T(t)$ :  $x_T(t) = \delta_T\left(t - \frac{T}{4}\right) - \delta_T\left(t + \frac{T}{4}\right)$ . Coeficienții Fourier ai semnalului  $\delta_T(t)$  sunt:  $A_{nc\delta} = \frac{2}{T}$  – vezi relația (2.5). Aplicând teorema întârzierii (2.4), rezultă coeficienții semnalului  $x_d t$ :

$$A_{ncd} = \frac{2}{T} \left( e^{-j\pi n f_1 \frac{T}{4}} - e^{j\pi n f_1 \frac{T}{4}} \right) = -j \cdot \frac{4}{T} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) = \frac{4}{T} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{-j \frac{\pi}{2}}$$

*Observație:* am aplicat relația lui Euler pentru sinus:

$$\sin \alpha = \frac{1}{2j} \cdot (e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}) \quad (2.22)$$

*Metoda a II-a:* Semnalul  $x(t)$  se scrie astfel:  $x(t) = \delta\left(t - \frac{T}{4}\right) - \delta\left(t + \frac{T}{4}\right)$ , unde  $\delta(t)$  este impulsul Dirac, care are transformata Fourier egală cu 1. Aplicând teorema întârzierii de la semnale aperiodice (2.21), rezultă transformata Fourier a semnalului  $x(t)$ :  $X(f) = -2j \sin\left(\pi f \frac{T}{2}\right)$ . Spectrul semnalului periodic se află cu relația (2.8).

**S2.58. A.** Se pune condiția:

$$nf_1 = \frac{k}{\tau} \quad (2.23)$$

unde  $nf_1$  este frecvența la care se găsește armonica de ordin  $n$ , iar  $\frac{k}{\tau}$  este frecvența

la care se află noul de ordin  $k$  al anvelopei. Deci:  $\frac{4}{10^{-2}} = \frac{1}{\tau}$ , de unde rezultă:

$$\tau = 2.5 \cdot 10^{-3}.$$

**S2.59. B.** Se pune condiția (2.23):  $\frac{9}{180 \cdot 10^{-3}} = \frac{2}{\tau}$ .

**S2.60. D.** Se pune condiția (2.23):  $\frac{7}{4.9 \cdot 10^{-3}} = \frac{3}{\tau}$ .

**S2.61. C.** Se aplică teorema integrării (2.3) și se ține cont de faptul că  $e^{j\frac{\pi}{2}} = j$ .

**S2.62. A.** Se aplică teorema derivării (2.2) și se ține cont de faptul că  $e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j$ .

**S2.63. B.** Se aplică *teorema derivării* pentru semnale aperiodice:

$$x'(t) \leftrightarrow X(f) \cdot (j2\pi f) \quad (2.24)$$

și se ține cont de faptul că  $e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j$ .

**S2.64. C.** Se aplică *teorema integrării* de la semnale aperiodice:

$$\int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau \leftrightarrow X(f) \cdot \frac{1}{j2\pi f} \quad (2.25)$$

**S2.65. C.** Se aplică *teorema simetriei*:

$$x(t) \leftrightarrow X(f) \Leftrightarrow x_1(t) = X(t) \leftrightarrow X_1(f) = x(-f) \quad (2.26)$$

Transformata Fourier a semnalului  $x(t)$  va fi de forma unui dreptunghi, centrat în origine, de durată  $100 \text{ Hz}$  și arie  $2$ . Rezultă amplitudinea dreptunghiului  $0.02$ .

**S2.66. A.** Se aplică teorema simetriei (2.26). Transformata Fourier a semnalului  $x(t)$  va fi de forma unui triunghi, centrat în origine, de durată  $200 \text{ Hz}$  și arie  $2$ . Rezultă amplitudinea triunghiului:  $0.02$ .

**S2.67. A.** Se observă din figură că semnalul poate fi considerat ca suma dintre un semnal dreptunghiular și unul triunghiular, ambele centrate în origine. Deci transformata Fourier a semnalului  $x(t)$  va fi egală cu suma dintre transformata

Fourier a semnalului dreptunghiular, dată de (2.19), și transformata Fourier a semnalului triunghiular, dată de relația:

$$X_{\Delta}(f) = \text{aria}_{\Delta} \cdot \text{Sa}^2\left(\pi f \cdot \frac{\text{dur}_{\Delta}}{2}\right) \quad (2.27)$$

unde  $\text{aria}_{\Delta}$  și  $\text{dur}_{\Delta}$  reprezintă aria, respectiv durata triunghiului. Rezultă din figură:  $\text{dur}_{\square} = \text{dur}_{\Delta} = 400 \text{ ms}$ ,  $\text{aria}_{\square} = 2$  și  $\text{aria}_{\Delta} = 2$ .

**S2.68. A.** Spectrul semnalului  $x_I(t)$  este:  $X_I(f) = 4 \cdot 10^{-2} \text{Sa}^2\left(\pi f \cdot 2 \cdot 10^{-2}\right)$ .

Rezultă coeficienții Fourier ai semnalului periodic  $x(t)$  cu relația (2.8).

**S2.69. C.** Semnalul se scrie astfel:  $x(t) = x_0(t+0.5) - x_0(t-0.5)$ , unde  $x_0(t)$  este un semnal dreptunghiular de aceleași dimensiuni ca și cele două dreptunghiuri din figură, dar centrat în origine. Spectrul acestui dreptunghi din origine este dat de relația (2.19) și rezultă:  $X_0(f) = 4\text{Sa}(\pi f)$ . Cu teoria întârzierii (2.21) se determină spectrele celor două dreptunghiuri deplasate și rezultă:

$$X(f) = 4\text{Sa}(\pi f) \cdot e^{j2\pi f \frac{1}{2}} - 4\text{Sa}(\pi f) \cdot e^{-j2\pi f \frac{1}{2}} = 8j \cdot \sin(\pi f) \cdot \text{Sa}(\pi f)$$

**S2.70. A.** Modul de oscilație este *atenuat exponențial*, deoarece partea reală a polului este pozitivă, și este *oscilant*, deoarece partea imaginară a polului este diferită de 0.

**S2.71. C.** Modul de oscilație este *oscilant*, deoarece partea imaginară a polului este diferită de 0, și este *întreținut*, deoarece partea reală a polului este nulă.

### Capitolul 3

## SISTEME ANALOGICE LINIARE ȘI INVARIANTE ÎN TIMP (SALI)

### 3.1. Enunțuri

**G3.1.** La intrarea unui sistem caracterizat prin  $h(t)$  se aplică excitația  $x(t)$ . Răspunsul sistemului va fi dat de:

$$\begin{array}{ll} \text{A. } \int_{-\infty}^t x(\tau)h(t+\tau)d\tau & \text{B. } x(t) \otimes h(t) \\ \text{C. } \int_{-\infty}^t x(\tau)h(t-\tau)d\tau & \text{D. } x(t)h(t) \end{array}$$

**G3.2.** Care dintre afirmațiile următoare sunt adevărate?

- A. Sistemele statice nu prezintă regim tranzitoriu în timp.
- B. Sistemele statice prezintă comportament selectiv în frecvență.
- C. Sistemele statice prezintă regim tranzitoriu în timp.
- D. Sistemele statice nu prezintă comportament selectiv în frecvență.

**G3.3.** Care dintre afirmațiile următoare sunt adevărate?

- A. Sistemele dinamice nu prezintă regim tranzitoriu în timp.
- B. Sistemele dinamice prezintă comportament selectiv în frecvență.
- C. Sistemele dinamice prezintă regim tranzitoriu în timp.
- D. Sistemele dinamice nu prezintă comportament selectiv în frecvență.

**G3.4.** Un sistem este considerat cu parametri concentrați dacă:

- A. cea mai mare dimensiune geometrică a sa este nu este neglijabilă față de cea mai mică lungime de undă a semnalului prelucrat.
- B. cea mai mare dimensiune geometrică a sa este neglijabilă față de cea mai mică lungime de undă a semnalului prelucrat.
- C. cea mai mică dimensiune geometrică a sa nu este neglijabilă față de cea mai mare lungime de undă a semnalului prelucrat.

*D.* cea mai mică dimensiune geometrică a sa este neglijabilă față de cea mai mare lungime de undă a semnalului prelucrat.

**G3.5.** Un sistem este considerat cu parametri distribuiți dacă:

- A.* cea mai mică dimensiune geometrică a sa nu este neglijabilă față de cea mai mare lungime de undă a semnalului prelucrat.
- B.* cea mai mică dimensiune geometrică a sa este neglijabilă față de cea mai mare lungime de undă a semnalului prelucrat.
- C.* cea mai mare dimensiune geometrică a sa este nu este neglijabilă față de cea mai mică lungime de undă a semnalului prelucrat.
- D.* cea mai mare dimensiune geometrică a sa este neglijabilă față de cea mai mică lungime de undă a semnalului prelucrat.

**G3.6.** Răspunsul unui sistem caracterizat prin  $h(t)$  la excitația  $x(t)$  este  $y(t)$ . În ce constă problema analizei sistemului?

- A.* Se dă  $h(t)$ , se cer  $x(t)$  și  $y(t)$ .
- B.* Se dau  $x(t)$  și  $y(t)$ , se cere  $h(t)$ .
- C.* Se dau  $h(t)$  și  $y(t)$ , se cere  $x(t)$ .
- D.* Se dau  $h(t)$  și  $x(t)$ , se cere  $y(t)$ .

**G3.7.** Răspunsul unui sistem caracterizat prin  $h(t)$  la excitația  $x(t)$  este  $y(t)$ . În ce constă problema sintezei sistemului?

- A.* Se dă  $h(t)$ , se cer  $x(t)$  și  $y(t)$ .
- B.* Se dau  $x(t)$  și  $y(t)$ , se cere  $h(t)$ .
- C.* Se dau  $h(t)$  și  $y(t)$ , se cere  $x(t)$ .
- D.* Se dau  $h(t)$  și  $x(t)$ , se cere  $y(t)$ .

**G3.8.** Răspunsul unui sistem caracterizat prin  $h(t)$  la excitația  $x(t)$  este  $y(t)$ . În ce constă problema sintezei excitației sistemului?

- A.* Se dă  $h(t)$ , se cer  $x(t)$  și  $y(t)$ .
- B.* Se dau  $x(t)$  și  $y(t)$ , se cere  $h(t)$ .
- C.* Se dau  $h(t)$  și  $y(t)$ , se cere  $x(t)$ .
- D.* Se dau  $h(t)$  și  $x(t)$ , se cere  $y(t)$ .

**G3.9.** Un sistem este considerat dinamic dacă:

- A. valoarea actuală a excitației depinde și de valorile sale anterioare.
- B. valoarea actuală a răspunsului nu depinde și de valorile sale anterioare.
- C. valoarea actuală a răspunsului depinde și de valorile sale anterioare.
- D. valoarea actuală a excitației nu depinde și de valorile sale anterioare.

**G3.10.** Un sistem este considerat static dacă:

- A. valoarea actuală a excitației depinde și de valorile anterioare ale răspunsului.
- B. valoarea actuală a răspunsului nu depinde și de valorile anterioare ale excitației.
- C. valoarea actuală a răspunsului depinde și de valorile anterioare ale excitației.
- D. valoarea actuală a excitației nu depinde și de valorile anterioare ale răspunsului.

**G3.11.** Sistemele dinamice:

- A. conțin elemente ce înmagazinează energia.
- B. nu prezintă regim tranzitoriu și comportament selectiv în frecvență.
- C. prezintă comportament selectiv în frecvență și regim tranzitoriu.
- D. pot sau nu să conțină elemente ce înmagazinează energia.

**G3.12.** Sistemele statice:

- A. prezintă comportament selectiv în frecvență.
- B. prezintă regim tranzitoriu.
- C. nu prezintă comportament selectiv în frecvență.
- D. nu prezintă regim tranzitoriu.

**G3.13.** Care dintre următoarele afirmații sunt adevărate?

- A. funcția de sistem este transformata Laplace a funcției pondere.
- B. funcția de sistem este transformata Laplace inversă a funcției pondere.
- C. funcția pondere este transformata Fourier a răspunsului la frecvență.
- D. funcția pondere este transformata Fourier inversă a răspunsului la frecvență.

**G3.14.** Răspunsul la frecvență al unui SALI caracterizat prin  $H(s)$  există dacă:

- A. polii lui  $H(s)$  sunt strict în semiplanul drept.
- B. polii lui  $H(s)$  sunt strict în semiplanul stâng.

- C. sistemul este asimptotic stabil.  
 D. sistemul este la limita de stabilitate.

**G3.15.** Care dintre următoarele afirmații sunt adevărate?

- A. funcția pondere este răspunsul sistemului la o excitație impuls ideal unitar.  
 B. diagramele Bode sunt reprezentări în scări exponențiale ale caracteristicilor de frecvență.  
 C. răspunsul la frecvență este raportul dintre semnalul de ieșire și cel de intrare atunci când la intrare se aplică semnalul  $e^{-j\omega t}$ .  
 D. răspunsul indicial este răspunsul sistemului la o excitație impuls ideal unitar.

**G3.16.** Între răspunsul indicial și funcția pondere există relația:

$$\begin{array}{ll}
 \text{A. } h(t) = \int_0^t a(\tau) d\tau & \text{B. } a(t) = \int_0^t h(\tau) d\tau \\
 \text{C. } a(t) = \frac{dh(t)}{dt} & \text{D. } h(t) = \frac{da(t)}{dt}
 \end{array}$$

**G3.17.** Frecvențele de tăiere ale unui SALI sunt frecvențele la care:

- A. amplificarea este jumătate din nivelul de referință al benzii.  
 B. amplificarea este mai mică decât nivelul de referință al benzii.  
 C. amplificarea este mai mare decât nivelul de referință al benzii.  
 D. amplificarea este egală cu nivelul de referință al benzii.

**G3.18.** Timpul de întârziere a fazei  $\tau(\omega)$  se definește astfel:

$$\begin{array}{ll}
 \text{A. } -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} & \text{B. } \frac{\varphi(\omega)}{\omega} \\
 \text{C. } -\frac{\varphi(\omega)}{\omega} & \text{D. } \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}
 \end{array}$$

**G3.19.** Timpul de întârziere de grup  $\tau_g(\omega)$  se definește astfel:

$$\begin{array}{ll}
 \text{A. } -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} & \text{B. } \frac{\varphi(\omega)}{\omega} \\
 \text{C. } -\frac{\varphi(\omega)}{\omega} & \text{D. } \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}
 \end{array}$$







A.  $\frac{s}{2s+1}$

B.  $\frac{1}{s+2}$

C.  $\frac{s}{s+1}$

D.  $\frac{1}{s+1}$

**G3.32.** Funcția de sistem a circuitului din *Figura G3.32* este:

A.  $\frac{s}{2s+1}$

B.  $\frac{1}{s+2}$

C.  $\frac{s}{s+1}$

D.  $\frac{1}{s+1}$

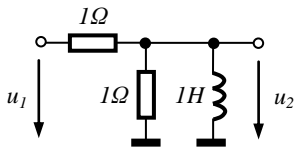


Figura G3.31

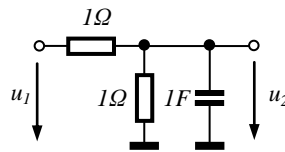


Figura G3.32

**G3.33.** Funcția de sistem a circuitului din *Figura G3.33* este:

A.  $\frac{s}{2s+1}$

B.  $\frac{1}{s+2}$

C.  $\frac{s}{s+1}$

D.  $\frac{1}{s+1}$

**G3.34.** Funcția de sistem a circuitului din *Figura G3.34* este:

A.  $\frac{1}{2s+1}$

B.  $\frac{s}{s+2}$

C.  $\frac{1}{s+1}$

D.  $\frac{s}{s+1}$

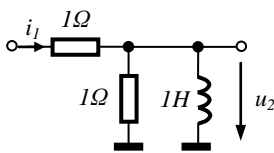


Figura G3.33

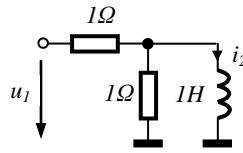


Figura G3.34

**G3.35.** Funcția de sistem a circuitului din *Figura G3.35* este:

A.  $\frac{1}{2s+1}$

B.  $\frac{s}{s+2}$

$$C. \frac{1}{s+1}$$

$$D. \frac{s}{s+1}$$

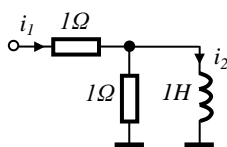
**G3.36.** Funcția de sistem a circuitului din *Figura G3.36* este:

$$A. \frac{1}{2s+1}$$

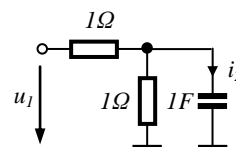
$$B. \frac{s}{s+2}$$

$$C. \frac{1}{s+1}$$

$$D. \frac{s}{s+1}$$



*Figura G3.35*



*Figura G3.36*

**G3.37.** Funcția de sistem a circuitului din *Figura G3.37* este:

$$A. \frac{1}{2s+1}$$

$$B. \frac{s}{s+2}$$

$$C. \frac{1}{s+1}$$

$$D. \frac{s}{s+1}$$

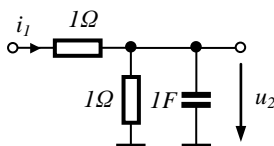
**G3.38.** Funcția de sistem a circuitului din *Figura G3.38* este:

$$A. \frac{1}{2s+1}$$

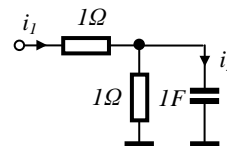
$$B. \frac{s}{s+2}$$

$$C. \frac{1}{s+1}$$

$$D. \frac{s}{s+1}$$



*Figura G3.37*



*Figura G3.38*

**G3.39.** Amplificarea unui SALI reprezintă:

- A. modulul argumentului răspunsului la frecvență.
- B. modulul răspunsului în frecvență.
- C. modulul transformatei Laplace a funcției pondere.

*D.* modulul raportului transformatelor Laplace ale răspunsului și excitației în condiții inițiale nule.

**G3.40.** Defazajul unui SALI reprezintă:

- A.* argumentul funcției de sistem.
- B.* diferența fazelor inițiale ale funcției pondere a excitației și răspunsului.
- C.* argumentul transformatei Fourier a funcției pondere.
- D.* argumentul răspunsului la frecvență.

**G3.41.** Dacă funcția de sistem este:  $\frac{s}{s+2}$ , atunci funcția pondere corespunzătoare are expresia:

- A.*  $\delta(t) - 2e^{-2t}\gamma(t)$
- B.*  $\delta(t) - e^{-t}\gamma(t)$
- C.*  $0.5\delta(t) - 0.25e^{-0.5t}\gamma(t)$
- D.*  $0.5\delta(t) - 0.125e^{-0.25t}\gamma(t)$

**G3.42.** Dacă funcția de sistem este:  $\frac{s}{s+1}$ , atunci funcția pondere corespunzătoare are expresia:

- A.*  $\delta(t) - 2e^{-2t}\gamma(t)$
- B.*  $\delta(t) - e^{-t}\gamma(t)$
- C.*  $0.5\delta(t) - 0.25e^{-0.5t}\gamma(t)$
- D.*  $0.5\delta(t) - 0.125e^{-0.25t}\gamma(t)$

**G3.43.** Dacă funcția de sistem este:  $\frac{s}{2s+1}$ , atunci funcția pondere corespunzătoare are expresia:

- A.*  $\delta(t) - 2e^{-2t}\gamma(t)$
- B.*  $\delta(t) - e^{-t}\gamma(t)$
- C.*  $0.5\delta(t) - 0.25e^{-0.5t}\gamma(t)$
- D.*  $0.5\delta(t) - 0.125e^{-0.25t}\gamma(t)$

**G3.44.** Răspunsul indicial al unui SALI caracterizat prin:  $H(s) = \frac{s}{s+1}$  are expresia:

- A.*  $e^{-t}\gamma(t)$
- B.*  $0.5e^{-0.5t}\gamma(t)$
- C.*  $(1 - e^{-t})\gamma(t)$
- D.*  $(1 - e^{-0.5t})\gamma(t)$

**G3.45.** Răspunsul indicial al SALI caracterizat prin:  $H(s) = \frac{s}{2s+1}$ , este:

- A.*  $e^{-t}\gamma(t)$
- B.*  $0.5e^{-0.5t}\gamma(t)$



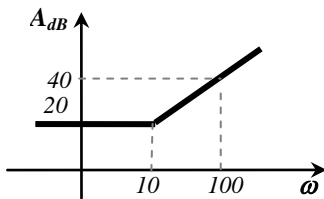
**G3.51.** Diagrama din *Figura G3.51* reprezintă caracteristica Bode a amplificării pentru funcția de sistem:

A.  $\frac{1}{s+100}$

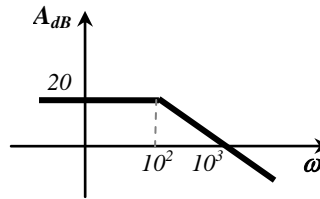
B.  $\frac{10^3}{s+100}$

C.  $\frac{1}{10^{-2}s+1}$

D.  $\frac{10}{s+100}$



*Figura G3.50*



*Figura G3.51*

**G3.52.** Pentru funcția de sistem  $H(s) = \frac{1}{(100s+1)^2}$ , abaterea caracteristicii reale de la asimptote în punctul de frângere este:

A. -3 dB, la frecvența  $\omega = 0.01$ .

B. -3 dB, la frecvența  $\omega = 100$ .

C. -6 dB, la frecvența  $\omega = 100$ .

D. -6 dB, la frecvența  $\omega = 0.01$ .

**G3.53.** Pentru funcția de sistem  $H(s) = s+10$ , abaterea caracteristicii reale de la asimptote în punctul de frângere este:

A. 3 dB, la frecvența  $\omega = 0.1$ .

B. 3 dB, la frecvența  $\omega = 10$ .

C. 6 dB, la frecvența  $\omega = 10$ .

D. 6 dB, la frecvența  $\omega = 0.1$ .

**G3.54.** Diagrama din *Figura G3.54* reprezintă caracteristica Bode a defazajului pentru funcția de sistem:

A.  $\frac{1}{10s+1}$

B.  $\frac{1}{0.1s+1}$

C.  $\frac{1}{0.01s+1}$

D.  $\frac{1}{100s+1}$

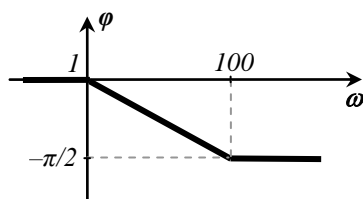
**G3.55.** Diagrama din *Figura G3.55* reprezintă caracteristica Bode a defazajului pentru funcția de sistem:

A.  $0.01s + 1$

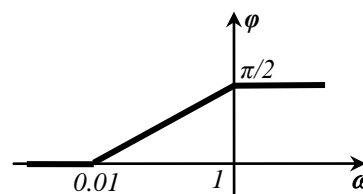
B.  $0.1s + 1$

C.  $10s + 1$

D.  $100s + 1$



*Figura G3.54*



*Figura G3.55*

**G3.56.** Diagrama din *Figura G3.56* reprezintă caracteristica Bode a defazajului pentru funcția de sistem:

A.  $\frac{1}{s+1}$

B.  $\frac{1}{0.1s+1}$

C.  $0.1s + 1$

D.  $s + 1$

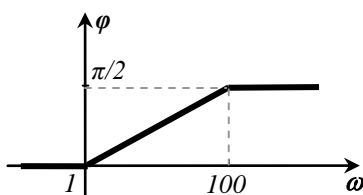
**G3.57.** Diagrama din *Figura G3.57* reprezintă caracteristica Bode a defazajului pentru funcția de sistem:

A.  $10s + 1$

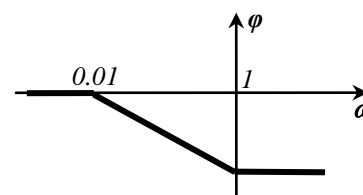
B.  $\frac{1}{0.01s+1}$

C.  $0.1s + 1$

D.  $\frac{1}{10s+1}$



*Figura G3.56*



*Figura G3.57*

**G3.58.** Amplitudinea răspunsului SALI caracterizat prin  $H(s) = \frac{s+2}{s+1}$ , la

excitația:  $x(t) = \sqrt{5} \cos\left(\frac{t}{2} - \frac{\pi}{4}\right)$  este:

A.  $\sqrt{5}$

B.  $\frac{1}{\sqrt{5}}$

C.  $\sqrt{17}$

D.  $\sqrt{23}$

**G3.59.** Faza inițială a răspunsului SALI caracterizat prin  $H(s) = \frac{s+2}{s+1}$ , la

excitația:  $x(t) = \sqrt{5} \cos\left(t + \frac{\pi}{4}\right)$  este:

A.  $\arctg\left(\frac{1}{2}\right) - \frac{\pi}{4}$

B.  $-\arctg\left(\frac{1}{2}\right)$

C.  $\arctg\left(\frac{1}{2}\right)$

D.  $\frac{\pi}{4} - \arctg\left(\frac{1}{2}\right)$

**G3.60.** Defazajul introdus de SALI caracterizat prin  $H(s) = \frac{s}{s^2 + s + 1}$ , la

frecvența  $\omega_0 = 0.5 \text{ rad/s}$  este:

A.  $\pi - \arctg\left(\frac{2}{3}\right)$

B.  $-\frac{\pi}{2} + \arctg\left(\frac{2}{3}\right)$

C.  $-\pi + \arctg\left(\frac{2}{3}\right)$

D.  $\frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{2}{3}\right)$

**G3.61.** Răspunsul  $y(t)$  al filtrului trece jos ideal având amplificarea în banda de trecere egală cu 14 și frecvența de tăiere de 6.24 kHz, la semnalul:

$x(t) = \sum_{k=1}^{80} k \cos(200k\pi t)$  este:

A.  $y(t) = 14 \cdot \sum_{k=1}^{62.4} k \cos(200k\pi t).$

B.  $y(t) = 14 + \sum_{k=1}^{80} k \cos(200k\pi t).$

C.  $y(t) = 14 \cdot \sum_{k=1}^{60} k \cos(200k\pi t).$

D.  $y(t) = 14 + \sum_{k=1}^{60} k \cos(200k\pi t).$



**G3.62.** Răspunsul  $y(t)$  al filtrului oprește-bandă ideal având amplificarea în banda de trecere egală cu 4 și frecvențele de tăiere 250 Hz și 320 Hz, la semnalul:

$$x(t) = 5.2 \cos\left(100\pi t + \frac{\pi}{3}\right) + 41 \cos(700\pi t) + 21 \cos\left(600\pi t - \frac{\pi}{6}\right) + 15 \cos(400\pi t)$$

este:

A.  $20.4 \cos\left(100\pi t + \frac{\pi}{3}\right) + 164 \cos(700\pi t) + 84 \cos\left(600\pi t - \frac{\pi}{6}\right) + 60 \cos(400\pi t)$

B.  $20.8 \cos\left(100\pi t + \frac{\pi}{3}\right) + 164 \cos(700\pi t) + 60 \cos(400\pi t)$ .

C.  $4 + 5.2 \cos\left(100\pi t + \frac{\pi}{3}\right) + 41 \cos(700\pi t) + 21 \cos\left(600\pi t - \frac{\pi}{6}\right) + 15 \cos(400\pi t)$

D.  $4 + 20.4 \cos\left(100\pi t + \frac{\pi}{3}\right) + 164 \cos(700\pi t) + 84 \cos\left(600\pi t - \frac{\pi}{6}\right)$ .

### 3.2. Răspunsuri și indicații

**S3.1.** B și C.

**S3.2.** A și D.

**S3.3.** B și C.

**S3.4.** B.

**S3.5.** C.

**S3.6.** D.

**S3.7.** B.

**S3.8.** C.

**S3.9.** C. Un sistem *dinamic* se mai numește sistem *cu memorie* și răspunsul său la un moment dat depinde atât de valoarea actuală a excitației, cât și de valorile anterioare ale excitației.

**S3.10.** B. Un sistem *static* se mai numește sistem *fără memorie* și răspunsul său la un moment dat depinde numai de valoarea actuală a excitației.

**S3.11.** A și C. Sistemele dinamice conțin elemente ce înmagazinează energia, deoarece transmiterea informației este însoțită de un transfer energetic.

**S3.12.** *C și D.*

**S3.13.** *A și D.*

**S3.14.** *B și C.* Răspunsul la frecvență este o caracterizare a sistemului în regim permanent armonic, iar pentru ca sistemul să admită un astfel de regim, trebuie să fie *asimptotic stabil*. Din punct de vedere al poziției polilor, sistemul este asimptotic stabil doar dacă polii sunt situați în semiplanul stâng.

**S3.15.** *A și C.*

**S3.16.** *B și D.*

**S3.17.** *D.*

**S3.18.** *C.*

**S3.19.** *A.*

**S3.20.** *A.* Zero real înseamnă o funcție de sistem de tipul  $H(s) = \tau s + I$ , pentru care caracteristica amplificării este de tip trece-sus:  $|H(j\omega)| = \sqrt{\omega^2 + I}$

**S3.21.** *C.* Defazajul introdus de un zero real este:

$$\arg \{H(j\omega)\} = \arg \{j\omega\tau + I\} = \arctg(\omega\tau)$$

În curent continuu ( $\omega = 0$ ) rezultă defazaj nul, iar la frecvențe mari, defazaj pozitiv.

**S3.22.** *B.* Pol real înseamnă o funcție de sistem de tipul  $H(s) = \frac{I}{\tau s + I}$ , pentru care caracteristica amplificării este de tip trece-jos.

**S3.23.** *B.*  $\arg \{H(j\omega)\} = \arg \left\{ \frac{I}{j\omega\tau + I} \right\} = -\arctg(\omega\tau)$ .

**S3.24.** *D.* Răspunsul indicial se determină ca integrală din funcția pondere:

$$a(t) = \int_0^t h(\tau) d\tau \quad (3.1)$$

Rezultă:  $a(t) = \int_0^t e^{-\alpha\tau} d\tau = \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) \gamma(t)$ .

**S3.25.** *C.* Funcția pondere se determină ca derivată a răspunsului indicial:

$$h(t) = \frac{da(t)}{dt} \quad (3.2)$$

Rezultă:  $h(t) = [\gamma(t)e^{-\alpha t}]' = \gamma'(t) \cdot e^{-\alpha t} + \gamma(t) \cdot (e^{-\alpha t})' = [\delta(t) - \alpha\gamma(t)]e^{-\alpha t}$ .

**S3.26. D.** Dacă răspunsul unui SALI la excitația  $x(t)$  este  $y(t)$ , atunci răspunsul SALI la  $x'(t)$  va fi  $y'(t)$ . Rezultă  $y'(t) = (2e^{-0.5t}\gamma(t))' = 2\delta(t) - e^{-0.5t}\gamma(t)$ . Am ținut cont de  $\gamma'(t) = \delta(t)$  și de *proprietatea de sondare* a impulsului Dirac:

$$x(t) \cdot \delta(t - t_0) = x(t_0) \cdot \delta(t - t_0), \quad (3.3)$$

care pentru  $t_0 = 0$  rezultă:  $x(t) \cdot \delta(t) = x(0) \cdot \delta(t)$ . Aplicată în cazul de față, rezultă:  $\delta(t) \cdot e^{-0.5t} = \delta(t)$ .

**S3.27. B.** Dacă răspunsul unui SALI la excitația  $x(t)$  este  $y(t)$ , atunci răspunsul SALI la  $\int_0^t x(\tau) d\tau$  va fi  $\int_0^t y(\tau) d\tau$ . Rezultă:  $\int_0^t 2e^{-0.5\tau} d\tau = 4(1 - e^{-0.5t})\gamma(t)$ .

**S3.28. C.**

**S3.29. D.**  $\frac{dy(t)}{dt} = [\sin(t) + I]' \cdot \gamma(t) + [\sin(t) + I] \cdot \gamma'(t) = \cos(t) \cdot \gamma(t) + \delta(t)$ .

*Observație:* s-a aplicat relația (3.3).

**S3.30. A, C și D.** Un sistem este *liniar* dacă între excitația  $x(t)$  și răspunsul  $y(t)$  există relația:

$$y(t) = \alpha \cdot x(t) \quad (3.4)$$

Sistemele care nu îndeplinesc această proprietate sunt *neliniare*.

**S3.31. A.** Funcția de sistem este:  $H(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)}$ . Se aplică relația de la divizorul

de tensiune:  $U_2(s) = \frac{Z_p}{Z_p + R} \cdot U_1(s)$ , unde  $Z_p = \frac{sL \cdot R}{sL + R}$ .

**S3.32. B.**

**S3.33. C.** Funcția de sistem este:  $H(s) = \frac{U_2(s)}{I_1(s)} = \frac{I_2(s) \cdot sL}{I_1(s)}$ . Se aplică relația de

la divizorul de curent:  $I_2(s) = \frac{R}{sL + R} \cdot I_1(s)$ .

**S3.34. A.** Funcția de sistem este:  $H(s) = \frac{I_2(s)}{U_1(s)} = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} \cdot \frac{1}{sL}$ . Se aplică relația de la divizorul de tensiune.

**S3.35. C.** Se aplică relația de la divizorul de curent.

**S3.36. B.**  $H(s) = \frac{I_2(s)}{U_1(s)} = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} \cdot sC$ .

**S3.37. C.**

**S3.38. D.**

**S3.39. B.** Amplificarea unui SALI este:

$$A(\omega) = |H(j\omega)| \quad (3.5)$$

**S3.40. C și D.** Defazajul unui SALI este:

$$\varphi(\omega) = \arg\{H(j\omega)\} \quad (3.6)$$

iar răspunsul la frecvență este transformata Fourier a funcției pondere.

**S3.41. A.** Se determină funcția pondere ca transformata Laplace inversă din funcția de sistem:

$$h(t) = L^{-1}\{H(s)\} \quad (3.7)$$

Rezultă:  $h(t) = L^{-1}\left\{\frac{s}{s+2}\right\} = L^{-1}\left\{1 - \frac{2}{s+2}\right\} = \delta(t) - 2e^{-2t}\gamma(t)$ .

**S3.42. B.**

**S3.43. C.**  $h(t) = L^{-1}\left\{\frac{1}{2} \cdot \frac{2s}{2s+1}\right\} = \frac{1}{2} \cdot L^{-1}\left\{1 - \frac{1}{2s+1}\right\} = \frac{1}{2} \cdot \left[\delta(t) - \frac{1}{2} \cdot e^{-\frac{t}{2}}\gamma(t)\right]$ .

**S3.44. A.** Se determină răspunsul indicial cu relația:

$$a(t) = L^{-1}\left\{\frac{H(s)}{s}\right\} \quad (3.8)$$

Rezultă:  $a(t) = L^{-1}\left\{\frac{1}{s+1}\right\} = e^{-t}\gamma(t)$

**S3.45. B.**

**S3.46. C.**

**S3.47. D.**

**S3.48. D.** Deoarece defazajul scade cu  $\frac{\pi}{2}$  timp de două decade, rezultă că funcția de sistem este de tipul  $\frac{1}{\tau s + 1}$ . Se observă din figură că frecvența până la care defazajul este nul este  $10^{-3}$ , de unde rezultă:  $\frac{0.1}{\tau} = 10^{-3} \Rightarrow \tau = 100$ .

**S3.49. A.** Deoarece defazajul crește cu  $\frac{\pi}{2}$  timp de două decade, rezultă că funcția de sistem este de tipul  $\tau s + 1$ , cu  $\frac{0.1}{\tau} = 10^{-3} \Rightarrow \tau = 100$ .

**S3.50. C.** Se observă pe grafic faptul că pentru  $\omega < 10$ , amplificarea este constantă și egală cu  $20 \text{ dB}$ , ceea ce corespunde unei funcții de sistem elementare de tip constantă  $H_1(s) = 10$  ( $20 \log 10 = 20 \text{ dB}$ ). Pentru  $\omega > 10$ , amplificarea crește cu  $20 \text{ dB/dec}$ , ceea ce corespunde unei funcții de sistem elementare de tipul  $\tau s + 1$ , cu  $\frac{1}{\tau} = 10$ , deci  $H_2(s) = 10^{-1}s + 1$ . În concluzie, funcția de sistem corespunzătoare diagramei Bode este:  $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) = 10(10^{-1}s + 1)$ .

**S3.51. B.**  $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) = 10 \cdot \frac{1}{10^{-2}s + 1}$ .

**S3.52. D.** Funcția de sistem este de tipul  $H(s) = \frac{1}{(\tau s + 1)^2}$ , deci diagrama Bode corespunzătoare are o asimptotă orizontală la  $0 \text{ dB}$  până la punctul de frângere aflat la frecvența  $\frac{1}{\tau} = 10^{-2}$ , apoi urmează o asimptotă oblică de pantă  $2 \times (-20 \text{ dB/dec}) = -40 \text{ dB/dec}$  (deoarece polul este multiplu de ordin 2). Tot datorită ordinului polului, abaterea în punctul de frângere este  $2 \times (-3 \text{ dB}) = -6 \text{ dB}$ .

**S3.53. B.**

**S3.54. B.** Funcția de sistem este de tipul  $\frac{1}{\tau s + 1}$ , cu  $\frac{0.1}{\tau} = 1 \Rightarrow \tau = 0.1$ .

**S3.55. C.** Funcția de sistem este de tipul  $\tau s + 1$ , cu  $\frac{0.1}{\tau} = 0.01 \Rightarrow \tau = 10$ .

**S3.56. C.** Funcția de sistem este de tipul  $\tau s + 1$ , cu  $\frac{0.1}{\tau} = 1 \Rightarrow \tau = 0.1$ .

**S3.57. D.** Funcția de sistem este de tipul  $\frac{1}{\tau s + 1}$ , cu  $\frac{0.1}{\tau} = 0.01 \Rightarrow \tau = 10$ .

**S3.58. C.** Amplificarea SALI se determină cu relația (3.5) și rezultă:

$$A(\omega) = \frac{\sqrt{\omega^2 + 4}}{\sqrt{\omega^2 + 1}}, \text{ iar amplitudinea răspunsului este: } Y = X \cdot A(\omega_0), \text{ unde } X = \sqrt{5}$$

și  $\omega_0 = \frac{1}{2} \text{ rad/s}$  sunt amplitudinea, respectiv frecvența cosinusului din excitație.

**S3.59. C.** Defazajul SALI se determină cu relația (3.6) și rezultă:

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{\omega}{2}\right) - \arctg(\omega); \text{ faza inițială a răspunsului este: } \varphi_y = \varphi_x + \varphi(\omega_0),$$

unde  $\varphi_x$  este faza inițială a excitației, iar  $\omega_0 = 1 \text{ rad/s}$  este frecvența cosinusului.

$$\text{S3.60. D. } \varphi(\omega) = \arg\{j\omega\} - \arg\{1 - \omega^2 + j\omega\} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\omega}{1 - \omega^2}, & 0 < \omega < 1 \\ -\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\omega}{1 - \omega^2}, & \omega > 1 \end{cases};$$

$$\omega_0 = 0.5 < 1 \Rightarrow \varphi(\omega_0) = \frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{2}{3}\right).$$

**S3.61. C.** În Figura S3.61 este ilustrat spectrul semnalului  $x(t)$ : armonicile se află situate la frecvențe egale cu multiplii de la 1 la 80 ai frecvenței 100 Hz. Prin aplicarea FTJ, sunt reținute componentele situate la frecvențe mai mici decât frecvența de tăiere a filtrului, iar acestea sunt în plus amplificate cu amplificarea filtrului din banda de trecere (egală cu 14).

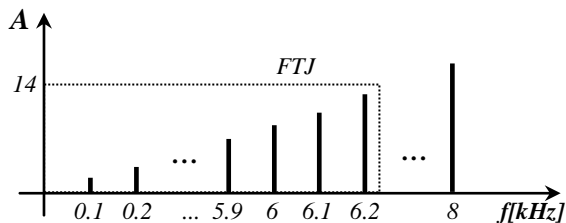


Figura S3.61

Rezultă expresia semnalului filtrat:  $y(t) = 14 \cdot \sum_{k=1}^{60} k \cos(200k\pi t)$ .

**S3.62. B.** Componenta armonică de la frecvența 300 Hz este eliminată de FOB, restul componentelor sunt amplificate cu 4.

## Capitolul 4

# SEMNALE EȘANTIONATE

### 4.1. Enunțuri

**G4.1.** Eșantioanele obținute în urma eșantionării ideale sunt:

- A. impulsuri de durată mică, dar finită, unde se redă porțiunea respectivă a semnalului analogic .
- B. impulsuri Dirac având amplitudinea în sens arie egală cu valoarea semnalului analogic din momentul respectiv.
- C. impulsuri unitare de durată finită, de amplitudine egală cu valoarea maximă a semnalului analogic pe o perioadă de eșantionare.
- D. impulsuri de durată ce tinde la zero și conțin valoarea efectivă a semnalului analogic din intervalul respectiv.

**G4.2.** Un semnal eșantionat este periodic în următoarele cazuri:

- A. frecvența de eșantionare este multiplu al frecvenței maxime a semnalului analogic.
- B. perioada de eșantionare este multiplu al perioadei semnalului analogic.
- C. perioada de eșantionare este într-un raport rațional cu perioada semnalului analogic.
- D. frecvența de eșantionare este într-un raport rațional cu frecvența maximă a semnalului analogic.

**G4.3.** Modelul matematic al unui semnal eșantionat ideal este:

$$A. \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(t-k)$$

$$B. \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT)\gamma(t-kT)$$

$$C. \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t-kT)\delta(kT)$$

$$D. \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT)\delta(t-kT)$$

**G4.4.** Expresia transformatei Fourier a unui semnal eșantionat ideal este:

$$A. f_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - nf_p)$$

$$B. f_p \sum_{n=0}^{\infty} X(f - nf_p)$$

$$C. f_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f_p - nf)$$

$$D. f_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[n(f - f_p)]$$

**G4.5.** Semnalul reconstituit prin interpolare din semnalul eșantionat are expresia:

$$A. \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \text{Sa}[\pi T(t - kf_p)]$$

$$B. \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \text{Sa}[\pi f_p(t - kT)]$$

$$C. \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \sin(\pi f_p t + kT)$$

$$D. \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) [\pi f_p(t - kT)]$$

**G4.6.** Expresia spectrului unui semnal eșantionat real cu un tren periodic de impulsuri oarecare are expresia:

$$A. f_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{ncp} X(f - nf_p)$$

$$B. A_0 X(0) + f_p \sum_{n=1}^{\infty} A_{ncp} X(f - nf_p)$$

$$C. f_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - nf_p)$$

$$D. A_0 X(f) + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{ncp} X(f - nf_p)$$

**G4.7.** Frecvența Nyquist reprezintă:

- A. dublul frecvenței minime a semnalului analogic.
- B. frecvența minimă a semnalului analogic.
- C. frecvenței maxime de eșantionare.
- D. dublul frecvenței maxime a semnalului analogic.

**G4.8.** În spectrul semnalului eșantionat real, variantele deplasate ale spectrului semnalului analogic sunt:

- A. egal ponderate cu valoarea frecvenței de eșantionare.
- B. ponderate cu coeficienții Fourier ai trenului de impulsuri de eșantionare.
- C. ponderate cu coeficienții Fourier ai semnalului eșantionat.
- D. egal ponderate cu valoarea perioadei de eșantionare.

**G4.9.** Un semnal este eșantionat cu frecvența de eșantionare  $f_p$ . Dacă trenul de impulsuri de eșantionare are amplitudinea  $A$  și durata unui impuls  $\Delta t$ , atunci varianta din origine a spectrului semnalului analogic este ponderată cu:

$$A. A \cdot \Delta t \cdot f_p$$

$$B. A + \Delta t \cdot f_p$$



$$C. \frac{f_p \cdot \Delta t}{A}$$

$$D. \frac{A \cdot f_p}{\Delta t}$$

**G4.10.** Semnalul analogic  $x(t)$  este eșantionat ideal, iar semnalul eșantionat este trecut printr-un extrapolator de ordin zero. Semnalul de la ieșirea extrapolatorului va fi egal cu:

$$A. x(t-kT), \text{ pentru } t \in [kT, (k+1)T]$$

$$B. x(kT), \text{ pentru } t \in [kT, (k+1)T]$$

$$C. x(kT) - x[(k-1)T](t-kT), \text{ pentru } t \in [kT, (k+1)T]$$

$$D. x(kT) - x[(k-1)T], \text{ pentru } t \in [kT, (k+1)T]$$

**G4.11.** Semnalul analogic  $x(t)$  este eșantionat ideal, iar semnalul eșantionat este trecut printr-un extrapolator de ordin unu. Semnalul de la ieșirea extrapolatorului va fi egal cu:

$$A. \frac{1}{T} \{x(kT) - x[(k-1)T]\}(t-kT), \text{ pentru } t \in [kT, (k+1)T]$$

$$B. \frac{x(kT)}{T}(t-kT), \text{ pentru } t \in [kT, (k+1)T]$$

$$C. x(kT) + \frac{1}{T} \{x(kT) - x[(k-1)T]\}(t-kT), \text{ pentru } t \in [kT, (k+1)T]$$

$$D. x(kT) + \frac{1}{T} \{x(kT) - x[(k-1)T]\}, \text{ pentru } t \in [kT, (k+1)T]$$

**G4.12.** Un semnal armonic de perioadă  $40\pi$  [s] este eșantionat ideal, iar apoi este reconstituit fără distorsiuni din semnalul eșantionat. Semnalul eșantionat este periodic dacă perioada de eșantionare este:

$$A. 5\pi$$

$$B. \frac{5}{\pi}$$

$$C. 7.5\pi$$

$$D. \frac{7.5}{\pi}$$

**G4.13.** Un semnal periodic având frecvența fundamentală  $\sqrt{2}$  [Hz] și frecvența maximă din spectru  $5\sqrt{2}$  [Hz] este eșantionat ideal apoi este reconstituit fără distorsiuni din semnalul eșantionat. Semnalul eșantionat este periodic dacă frecvența de eșantionare este :

- A.  $20\sqrt{2}$  [Hz]                      B.  $\frac{20}{\sqrt{2}}$  [Hz]  
 C. 20 [Hz]                              D.  $21.3\sqrt{2}$  [Hz]

**G4.14.** Un semnal periodic având frecvența fundamentală  $\sqrt[3]{18}$  [Hz] și frecvența maximă din spectru  $5\sqrt[3]{18}$  [Hz] este eșantionat ideal. Semnalul eșantionat este periodic dacă frecvența de eșantionare este :

- A.  $20\sqrt[3]{18}$  [Hz]                      B.  $\frac{20}{\sqrt[3]{18}}$  [Hz]  
 C.  $\frac{21.3}{\sqrt[3]{12}}$  [Hz]                      D.  $21.3\sqrt{12}$  [Hz]

**G4.15.** Semnalul:

$$x(t) = \cos\left(6000\pi t + \frac{\pi}{2}\right) + 2\cos\left(4000\pi t + \frac{\pi}{2}\right) + 3\cos\left(2000\pi t + \frac{\pi}{2}\right)$$

este eșantionat cu frecvența de eșantionare  $f_p$ . În care dintre cazurile de mai jos semnalul  $x(t)$  poate fi reconstituit fără distorsiuni din semnalul eșantionat?

- A.  $f_p = 4$  kHz                      B.  $f_p = 6$  kHz  
 C.  $f_p = 8$  kHz                      D.  $f_p = 10$  kHz

**G4.16.** Semnalul:

$$x(t) = \cos\left(1000\pi t + \frac{\pi}{2}\right) + 2\cos\left(3000\pi t + \frac{\pi}{4}\right) + 3\cos\left(2000\pi t - \frac{\pi}{3}\right)$$

este eșantionat cu frecvența de eșantionare  $f_p$ . În care dintre cazurile de mai jos teorema eșantionării este respectată?

- A.  $f_p = 4$  kHz                      B.  $f_p = 3$  kHz  
 C.  $f_p = 2$  kHz                      D.  $f_p = 1$  kHz

**G4.17.** Semnalul:

$$x(t) = \cos\left(2\pi t + \frac{\pi}{2}\right) + 2\cos(4\pi t) + 3\cos\left(6\pi t - \frac{\pi}{2}\right)$$



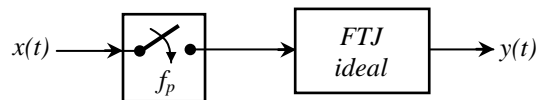
Care este distanța dintre variantele deplasate ale spectrului semnalului analogic?

- A. 84 kHz                                      B. 32 kHz  
C. 65 kHz                                      D. 170 kHz

**G4.24.** Semnalul  $x(t) = 2 + \cos\left(16t + \frac{\pi}{2}\right) + 5\cos(20t)$  este eșantionat ideal, iar apoi reconstituit fără distorsiuni din semnalul eșantionat. Semnalul eșantionat va fi periodic dacă perioada de eșantionare este egală cu:

- A.  $\frac{25}{\pi}$     B.  $\frac{\pi}{25}$   
C.  $\frac{\pi}{4}$     D.  $\frac{4}{\pi}$

**G4.25.** În sistemul din *Figura G4.25*, frecvența de eșantionare este 5 KHz, iar frecvența de tăiere a filtrului trece-jos este 3.5 KHz.



*Figura G4.25*

Dacă se aplică excitația  $x(t) = \cos\left(2\pi 10^3 t - \frac{\pi}{4}\right) + 2\cos\left(4\pi 10^3 t + \frac{\pi}{4}\right)$ , răspunsul  $y(t)$  al sistemului va fi:

- A.  $5 \cdot 10^3 \left[ \cos\left(2000\pi t - \frac{\pi}{4}\right) + 2\cos\left(4000\pi t + \frac{\pi}{4}\right) \right]$   
B.  $10^4 \cos\left(6000\pi t - \frac{\pi}{4}\right)$   
C.  $5 \cdot 10^3 \left[ \cos\left(2000\pi t - \frac{\pi}{4}\right) + 2\cos\left(4000\pi t + \frac{\pi}{4}\right) + 2\cos\left(6000\pi t - \frac{\pi}{4}\right) \right]$   
D.  $5 \cdot 10^3 \left[ \cos\left(2000\pi t - \frac{\pi}{4}\right) + 2\cos\left(4000\pi t + \frac{\pi}{4}\right) + \cos\left(6000\pi t + \frac{\pi}{4}\right) \right]$

**G4.26.** În sistemul din *Figura G4.26*, frecvența de eșantionare este 40 Hz, iar frecvențele de tăiere ale FTB sunt 42 Hz și 77 Hz.

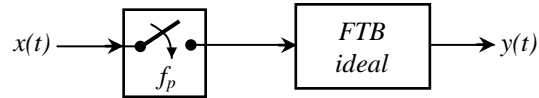


Figura G4.26

Răspunsul  $y(t)$  al sistemului la excitația:  $x(t) = 1 + \cos\left(10\pi t - \frac{\pi}{3}\right) + \cos(30\pi t)$

va conține:

- A. o componentă continuă și 4 componente armonice de aceeași amplitudine.
- B. 4 componente armonice de aceeași amplitudine.
- C. 2 componente armonice de amplitudine 40 și 2 componente de amplitudine 80.
- D. 2 componente armonice de aceeași amplitudine.

**G4.27.** Un semnal analogic este eșantionat ideal cu frecvența de eșantionare 20 kHz. Contribuția eșantionului de ordin 5 de valoare 5 V la formarea semnalului reconstituit prin interpolare, este:

- A.  $5Sa\left[2 \cdot 10^4 \pi(t - 0.25 \cdot 10^{-3})\right][V]$
- B.  $5Sa\left[5 \cdot 10^3 \pi(t - 0.2 \cdot 10^{-3})\right][V]$
- C.  $5Sa\left[5 \cdot 10^4 \pi(t - 2 \cdot 10^{-3})\right][V]$
- D.  $5Sa\left[2.5 \cdot 10^3 \pi(t - 5 \cdot 10^{-3})\right][V]$

**G4.28.** Contribuția unuia dintre eșantioanele unui semnal eșantionat la formarea semnalului reconstituit prin interpolare este:  $10Sa\left[10^4 \pi(t - 10^{-2})\right]$ . Ordinul eșantionului și frecvența de eșantionare sunt respectiv:

- A.  $10^4; 10^{-2}$
- B.  $10^2; 10^3$
- C.  $10^2; 10^4$
- D.  $10^{-2}; 10^4$

**G4.29.** Un semnal analogic este eșantionat ideal, iar eșantionul de ordin 25 are valoarea 1 kA și apare la momentul  $\tau = 2$  s. Contribuția acestui eșantion la formarea semnalului reconstituit prin interpolare este:

- A.  $10^3 Sa\left[25\pi(t - 50 \cdot 10^{-3})\right][A]$

- B.  $10^3 Sa[12.5\pi(t-25)][A]$   
 C.  $10^3 Sa[25\pi(t-2 \cdot 10^{-3})][A]$   
 D.  $10^3 Sa[12.5\pi(t-2)][A]$

## 4.2. Răspunsuri și indicații

S4.1. B.

S4.2. B și C.

S4.3. C și D.

S4.4. A.

S4.5. B.

S4.6. D.

S4.7. D.

S4.8. B.

S4.9. A. În cazul eșantionării reale, varianta din origine a spectrului semnalului analogic este ponderată cu componenta continuă ( $A_0$ ) a trenului periodic de impulsuri de eșantionare. Componenta continuă se determină ca valoare medie a semnalului periodic dreptunghiular, folosind relația (2.2), și rezultă:

$$A_0 = f_p \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} A dt = f_p \cdot A \cdot \Delta t$$

S4.10. B.

S4.11. C.

S4.12. A și C. Trebuie să fie îndeplinite două condiții:

(1) să fie respectată teorema eșantionării:

$$f_p > 2f_{max} \quad (4.1)$$

unde  $f_p$  este frecvența de eșantionare, iar  $f_{max}$  este frecvența maximă a semnalului analogic

(2) raportul dintre frecvența de eșantionare și frecvența fundamentală a semnalului analogic ( $f_I$ ) să fie un număr rațional:

$$\frac{f_p}{f_1} \in Q \quad (4.2)$$

**S4.13.** *A și D.* Trebuie să fie îndeplinite cele două condiții de la soluția S4.9, relațiile (4.1) și (4.2).

*Discuție varianta B:*  $\frac{20}{\sqrt{2}} = 10\sqrt{2}$ , iar conform teoremei eșantionării, frecvența de eșantionare trebuie să fie *strict* mai mare decât  $10\sqrt{2}$ .

**S4.14.** *A.*

**S4.15.** *C și D.* Pentru o reconstituire fără distorsiuni a semnalului analogic din semnalul eșantionat, trebuie să fie îndeplinită teorema eșantionării.

**S4.16.** *A.*

**S4.17.** *A, B, C și D.*

**S4.18.** *A, B și D.* Spectrul semnalului eșantionat va conține variante ale spectrului bilateral al semnalului analogic, deplasate în jurul multiplilor frecvenței de eșantionare. Semnalul analogic este armonic, de frecvență  $2 \text{ kHz}$ , deci spectrul său bilateral va conține două linii spectrale, la frecvențele  $\pm 2 \text{ kHz}$ . Prin urmare, liniile spectrale ale spectrului semnalului eșantionat se vor afla la frecvențele  $n \cdot 5 \pm 2 [\text{kHz}]$ , adică:  $2 \text{ kHz}, 3 \text{ kHz}, 7 \text{ kHz}, \dots, 95 \text{ kHz}, 97 \text{ kHz}, 98 \text{ kHz}, 102 \text{ kHz} \dots$

**S4.19.** *A și C.*

**S4.20.** *A și D.*

**S4.21.** *C.* În spectrul semnalului eșantionat, dacă frecvența maximă a variantei din origine este  $f_{max}$ , iar următoarea variantă deplasată începe la frecvența  $f_p - f_{max}$ , atunci distanța dintre cele două variante este egală cu  $f_p - 2f_{max}$ .

**S4.22.** *Nici unul.*  $f_p - 2f_{max} = 10 \text{ Hz}$ .

**S4.23.** *Nici unul.*  $f_p - 2f_{max} < 0$  (nu este respectată teorema eșantionării, prin urmare variantele deplasate ale spectrului semnalului analogic se suprapun).

**S4.24.** *B.* Trebuie respectate condițiile (4.1) și (4.2). Din expresia semnalului rezultă perioada semnalului:  $T = \frac{\pi}{2}$ .

*Discuție variantele A și D:* aici, se observă, fără a mai face calcule, că raportul dintre perioada semnalului și perioada de eșantionare nu poate fi un număr rațional. *Discuție variantele B și C:* aici ambele variante îndeplinesc condiția (4.2), dar numai B respectă teorema eșantionării.

**S4.25.** *C.*

**S4.26. B.** Semnalul  $y(t)$  conține 4 componente armonice, de amplitudine 40, situate la frecvențele: 45 Hz, 55 Hz, 65 Hz și respectiv 75 Hz.

**S4.27. A.** Semnalul reconstituit prin interpolare din semnalul eșantionat are expresia:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \text{Sa}[\pi f_p (t - kT)] \quad (4.3)$$

Avem:  $k = 5$ ,  $x(kT) = 5$ ,  $T = \frac{1}{f_p} = 0.25 \text{ ms}$ .

**S4.28. C.**

**S4.29. D.** Eșantionul apare la momentul  $2 \text{ s} = kT$ , de unde rezultă:

$T = \frac{2}{25} = 80 \text{ ms}$ , deci  $f_p = 12.5 \text{ Hz}$ .



## Capitolul 5

# SEMNALE ȘI SISTEME DISCRETE

### 5.1. Enunțuri

**G5.1.** Între funcția pondere și funcția de sistem ale unui sistem discret liniar și invariant în timp (SDLI) există relația:

- |                                   |                                   |
|-----------------------------------|-----------------------------------|
| <b>A.</b> $H(z) = L\{h(t)\}$      | <b>B.</b> $h(t) = L^{-1}\{H(z)\}$ |
| <b>C.</b> $h[n] = Z^{-1}\{H(z)\}$ | <b>D.</b> $H(z) = F^{-1}\{h[n]\}$ |

**G5.2.** Sistemele FIR sunt sistemele discrete care au:

- A.** funcția pondere de durată infinită.
- B.** funcția pondere de durată finită.
- C.** funcția de sistem de durată infinită.
- D.** funcția de sistem de durată finită.

**G5.3.** Sistemele IIR sunt sistemele discrete care au:

- A.** răspunsul la treaptă unitate de durată finită.
- B.** răspunsul la impuls unitate de durată finită.
- C.** răspunsul la treaptă unitate de durată infinită.
- D.** răspunsul la impuls unitate de durată infinită.

**G5.4.** Pentru un SDLI cauzal având funcția pondere  $h[n]$ , răspunsul în timp la excitația  $x[n]$  este:

- |   |   |
|---|---|
| <b>A.</b> $y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} x[n-k]h[k]$ | <b>B.</b> $y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} x[n+k]h[k]$ |
| <b>C.</b> $y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} x[n]h[n-k]$ | <b>D.</b> $y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} x[k]h[n+k]$ |

**G5.5.** Dacă un SDLI are funcția pondere  $h[n]$ , iar răspunsul la excitația  $x[n]$  este  $y[n]$ , atunci există relația:

- |                                      |                                      |
|--------------------------------------|--------------------------------------|
| <b>A.</b> $x[n] = y[n] \otimes h[n]$ | <b>B.</b> $y[n] = x[n] \otimes h[n]$ |
|--------------------------------------|--------------------------------------|

$$C. x[n] = y[n] \cdot h[n]$$

$$D. y[n] = x[n] \cdot h[n]$$

**G5.6.** Intre răspunsul indicial  $a[n]$  și funcția pondere  $h[n]$  ale unui SDLI există relația:

$$A. a[n] = \gamma[n] \cdot h[n]$$

$$B. h[n] = a[n] - a[n-1]$$

$$C. h[n] = \sum_{k=0}^n a[k]$$

$$D. a[n] = \sum_{k=0}^n h[k]$$

**G5.7.** Despre SDLI cauzal descris de ecuația  $y[n] = \frac{1}{5}x[n] - x[n-1] + \frac{1}{2}x[n-2]$

se poate afirma că:

- A. este de tip IIR.
- B. este nerecursiv.
- C. este de tip FIR.
- D. este cu memorie.

**G5.8.** Despre SDLI cauzal descris de ecuația  $y[n] + 0.5 \cdot x[n-1] - x[n-2] = x[n]$

se poate afirma că:

- A. are funcția pondere de durată finită.
- B. este fără memorie.
- C. este de tip IIR.
- D. are funcția pondere de durată infinită.

**G5.9.** Despre SDLI cauzal descris de ecuația  $y[n] = y[n-1] + \frac{1}{3}x[n] + \frac{1}{5}x[n-2]$

se poate afirma că:

- A. este de tip FIR.
- B. are funcția pondere de durată finită.
- C. este fără memorie.
- D. este recursiv.

**G5.10.** Transformata Z a semnalului  $a^3 \cdot \delta[n]$ , este:

$$A. a^3$$

$$B. \frac{a^3}{1-z^{-1}}$$

$$C. \frac{1}{1-a^3 z^{-1}}$$

$$D. \frac{a^3 z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

**G5.11.** Transformata Z a semnalului  $a \cdot u[n]$  este:

$$\begin{array}{ll} \text{A. } a & \text{B. } \frac{a}{1-z^{-1}} \\ \text{C. } \frac{1}{1-az^{-1}} & \text{D. } \frac{az^{-1}}{1-z^{-1}} \end{array}$$

**G5.12.** Transformata Z a semnalului  $a^n \cdot u[n]$ ,  $0 < a < 1$ , este:

$$\begin{array}{ll} \text{A. } a & \text{B. } \frac{a}{1-z^{-1}} \\ \text{C. } \frac{1}{1-az^{-1}} & \text{D. } \frac{az^{-1}}{1-z^{-1}} \end{array}$$

**G5.13.** SDLI cauzal descris prin ecuația:  $y[n] - 0.5 \cdot y[n-1] = x[n]$  are funcția pondere:

$$\begin{array}{ll} \text{A. } h[n] = 2^n \cdot u[n] & \text{B. } h[n] = (1-2^n) \cdot u[n] \\ \text{C. } h[n] = 2^{-n} \cdot u[n] & \text{D. } h[n] = (1-2^{-n}) \cdot u[n] \end{array}$$

**G5.14.** SDLI cauzal descris prin ecuația:  $y[n] = 0.2 \cdot y[n-1] + x[n]$  are funcția pondere:

$$\begin{array}{ll} \text{A. } h[n] = (1-5^n) \cdot u[n] & \text{B. } h[n] = 5^n \cdot u[n] \\ \text{C. } h[n] = (1-5^{-n}) \cdot u[n] & \text{D. } h[n] = 5^{-n} \cdot u[n] \end{array}$$

**G5.15.** SDLI cauzal descris prin ecuația:  $y[n] - 0.3 \cdot y[n-1] = x[n] - x[n-1]$  are funcția pondere:

$$\begin{array}{ll} \text{A. } h[n] = 0.3^n \cdot u[n] & \\ \text{B. } h[n] = 0.3^n \cdot u[n] - 0.3^{n-1} \cdot u[n-1] & \\ \text{C. } h[n] = 0.3^n \cdot u[n] - 0.3^{n-1} \cdot \delta[n] & \\ \text{D. } h[n] = 0.3^n \cdot u[n](1-0.3) & \end{array}$$

**G5.16.** Care dintre SDLI descrise prin ecuațiile de mai jos sunt recursive?

$$\text{A. } y[n] = \frac{1}{7} y[n-1] + 2x[n] - x[n-1]$$

$$B. \quad y[n] = \frac{1}{9}x[n] + 2x[n-1] - x[n-2]$$

$$C. \quad y[n] = -2y[n-1] + x[n] - \frac{1}{11}x[n-1]$$

$$D. \quad y[n] = y[n-1] + \frac{2}{5}y[n-2] - x[n].$$

**G5.17.** Care dintre SDLI descrise prin ecuațiile de mai jos sunt recursive?

$$A. \quad y[n] = \frac{1}{13}x[n] + 7x[n-1] - 3x[n-2]$$

$$B. \quad y[n] = \frac{1}{7}y[n-2] + 5x[n-1] - x[n-2]$$

$$C. \quad y[n] = -\frac{2}{3}x[n-1] + 4x[n-2] - \frac{1}{12}x[n-3]$$

$$D. \quad y[n] = \frac{2}{3}y[n-1] + y[n-2] - x[n].$$

**G5.18.** Dacă la un SDLI cauzal cu  $h[n] = \{1; 2; 3; 0 \rightarrow\}$ , excitația este  $x[n] = \{1; 1; 2; 0 \rightarrow\}$ , atunci  $y[n]$  este:

$$A. \quad \{1; 3; 7; 7; 6; 0 \rightarrow\}$$

$$B. \quad \{1; 3; 10; 0 \rightarrow\}$$

$$C. \quad \{1; 3; 7; 0 \rightarrow\}$$

$$D. \quad \{1; 3; 4; 6; 7; 0 \rightarrow\}$$

**G5.19.** Dacă la un SDLI cauzal cu  $h[n] = \{1; 0.5; -1; -0.5; 0 \rightarrow\}$ , se aplică excitația:  $x[n] = \{3; -1; 2; 2; 0 \rightarrow\}$ , atunci  $y[2]$  este:

$$A. \quad 1$$

$$B. \quad -1.5$$

$$C. \quad -0.5$$

$$D. \quad 1.5$$

**G5.20.** Dacă la un SDLI cauzal cu  $h[n] = \{1; 2; 3; 0 \rightarrow\}$ , se aplică excitația :  $x[n] = \{0; 1; -2; 0.5; 0 \rightarrow\}$ , atunci  $y[3]$  este:

$$A. \quad 1$$

$$B. \quad -1.5$$

$$C. \quad -0.5$$

$$D. \quad 1.5$$

**G5.21.** Dacă la un SDLI cauzal cu  $h[n] = \{1; 0; -1; -0.5; 0 \rightarrow\}$ , se aplică excitația:  $x[n] = \{-0.5; 1; 1; 0 \rightarrow\}$ , atunci  $y[4]$  este:

$$A. \quad 1$$

$$B. \quad -1.5$$

$$C. \quad -0.5$$

$$D. \quad 1.5$$

**G5.22.** Dacă la un SDLI causal având funcția pondere:  $\{-2; 1; 0; 2; 0 \rightarrow\}$ , se aplică la intrare excitația  $\left\{1; -\frac{1}{2}; 1; 0 \rightarrow\right\}$ , atunci răspunsul sistemului este:

A.  $\left\{-2; 2; -\frac{5}{2}; 3; -1; 2; 0 \rightarrow\right\}$

B.  $\{-2; 2; 5; 1; -1; 2; 0 \rightarrow\}$

C.  $\left\{-2; 2; 0; -\frac{2}{3}; 0 \rightarrow\right\}$

D.  $\left\{-2; 2; \frac{3}{2}; 3; 1; \frac{1}{2}; 0 \rightarrow\right\}$

**G5.23.** Dacă un SDLI causal are funcția pondere:  $\{-2; 1; 0; 2; 0 \rightarrow\}$ , atunci răspunsul său indicial este:

A.  $\{-2; -1; 1; 2 \rightarrow\}$

B.  $\{-2; 1; -1; 0 \rightarrow\}$

C.  $\{-2; -1; -1; 1 \rightarrow\}$

D.  $\{-2; 0; -1; -1 \rightarrow\}$

**G5.24.** Dacă un SDLI causal are funcția pondere:  $\left\{\frac{5}{2}; -1; -\frac{1}{2}; 3; 0 \rightarrow\right\}$ , atunci răspunsul său indicial este:

A.  $\left\{\frac{5}{2}; 1; \frac{1}{2}; 1 \rightarrow\right\}$

B.  $\left\{\frac{5}{2}; -1; 1; \frac{1}{2} \rightarrow\right\}$

C.  $\left\{\frac{5}{2}; \frac{3}{2}; 1; 4 \rightarrow\right\}$

D.  $\left\{\frac{5}{2}; \frac{1}{2}; -1; 3 \rightarrow\right\}$

**G5.25.** Se consideră un SDLI caracterizat prin ecuația cu diferențe finite (în condiții inițiale zero):

$$y[n] - \frac{3}{2}y[n-1] + \frac{1}{2}y[n-2] = x[n] + x[n-1]$$

Funcția sa pondere este:

A.  $h[n] = \left(\frac{1}{2^n} - 4 \cdot \frac{1}{3^n}\right) \cdot u[n]$

B.  $h[n] = \left(2 - 4 \cdot \frac{1}{3^n}\right) \cdot u[n]$

$$C. h[n] = \left(1 - \frac{1}{2 \cdot 3^n}\right) \cdot u[n]$$

$$D. h[n] = \left(4 - 3 \cdot \frac{1}{2^n}\right) \cdot u[n]$$

**G5.26.** Se consideră un SDLI caracterizat prin ecuația cu diferențe finite (în condiții inițiale zero):

$$y[n] - y[n-1] - \frac{1}{2}y[n-2] = x[n] + \frac{1}{2}x[n-1]$$

Primele patru eșantioane ale funcției pondere sunt:

$$A. \left\{1, -\frac{1}{2}, 2, \frac{3}{2}\right\}$$

$$B. \left\{1, \frac{3}{2}, 2, \frac{11}{4}\right\}$$

$$C. \left\{1, \frac{1}{2}, -\frac{1}{2}, \frac{1}{4}\right\}$$

$$D. \left\{1, \frac{3}{2}, -2, -\frac{1}{2}\right\}$$

**G5.27.** Se consideră un SDLI caracterizat prin ecuația cu diferențe finite (în condiții inițiale zero):

$$y[n] - 0.4y[n-1] = x[n]$$

Funcția sa pondere este:

$$A. h[n] = (1 - 0.4^n) \cdot u[n]$$

$$B. h[n] = (-0.4)^n \cdot u[n]$$

$$C. h[n] = \frac{1}{1 - 0.4^n} \cdot u[n]$$

$$D. h[n] = (0.4)^n \cdot u[n]$$

**G5.28.** Se consideră un SDLI caracterizat prin ecuația cu diferențe finite (în condiții inițiale zero):

$$y[n] = \frac{1}{4}y[n-1] + \frac{1}{8}y[n-2] + x[n] - \frac{1}{2}x[n-1]$$

Funcția sa pondere este:

$$A. h[n] = \left[ \left(-\frac{1}{4}\right)^n + \left(\frac{1}{2}\right)^n \right] \cdot u[n]$$

$$B. h[n] = \left(-\frac{1}{4}\right)^n \cdot u[n]$$

$$C. h[n] = \left[\left(\frac{1}{4}\right)^n + \left(\frac{1}{2}\right)^n\right] \cdot u[n]$$

$$D. h[n] = \left(-\frac{1}{2}\right)^n \cdot u[n]$$

**G5.29.** Se consideră un SDLI caracterizat prin ecuația cu diferențe finite (în condiții inițiale zero):

$$y[n] - \frac{2}{3}y[n-1] = x[n]$$

Răspunsul său indicial este:

$$A. a[n] = \left[3 - 2 \cdot \left(\frac{2}{3}\right)^n\right] \cdot u[n]$$

$$B. a[n] = \left[1 - \left(\frac{2}{3}\right)^n\right]^{-1} \cdot u[n]$$

$$C. a[n] = \frac{3}{\left(\frac{2}{3}\right)^{n+1} - 1} \cdot u[n]$$

$$D. a[n] = \left[1 - \left(\frac{2}{3}\right)^n\right] \cdot u[n]$$

**G5.30.** Se consideră un SDLI caracterizat prin ecuația cu diferențe finite (în condiții inițiale zero):

$$y[n] - y[n-1] = x[n]$$

Răspunsul sistemului la excitația  $x[n] = (0.5)^n \cdot u[n]$  este:

$$A. y[n] = 2 \cdot u[n] - (0.5)^n \cdot u[n-1]$$

$$B. y[n] = \frac{u[n]}{2 - (0.5)^n}$$

$$C. y[n] = \left[2 - (0.5)^n\right] \cdot u[n]$$

$$D. y[n] = \left[1 + (0.5)^n\right] \cdot u[n-1]$$

**G5.31.** Se consideră un SDLI caracterizat prin ecuația cu diferențe finite (în condiții inițiale zero):

$$y[n] + \frac{3}{5}y[n-1] + \frac{1}{20}y[n-2] = x[n]$$

Funcția sa pondere este:

- A.  $h[n] = \frac{1}{4} \cdot \left[ 2 \cdot \left( \frac{1}{5} \right)^n - \left( \frac{1}{20} \right)^n \right] \cdot u[n]$
- B.  $h[n] = \frac{1}{2} \cdot \left[ 3 \cdot \left( -\frac{1}{5} \right)^n - \left( -\frac{1}{20} \right)^n \right] \cdot u[n]$
- C.  $h[n] = \frac{1}{5} \cdot \left[ \left( \frac{1}{2} \right)^n - \left( \frac{1}{10} \right)^n \right] \cdot u[n]$
- D.  $h[n] = \frac{1}{4} \cdot \left[ 5 \cdot \left( -\frac{1}{2} \right)^n - \left( -\frac{1}{10} \right)^n \right] \cdot u[n]$

**G5.32.** Primele 5 eșantioane ale răspunsului indicial al SDLI cauzal caracterizat prin ecuația (în condiții inițiale zero):

$$y[n] + y[n-2] = x[n] - 2x[n-2]$$

sunt următoarele:

- A.  $a[0] = 1, a[1] = -1, a[2] = 2, a[3] = -1, a[4] = 2$
- B.  $a[0] = 1, a[1] = 1, a[2] = -2, a[3] = -2, a[4] = 1$
- C.  $a[0] = 1, a[1] = -2, a[2] = 2, a[3] = -1, a[4] = -1$
- D.  $a[0] = 1, a[1] = 2, a[2] = -1, a[3] = -2, a[4] = -1$

**G5.33.** Se consideră un SDLI caracterizat prin ecuația cu diferențe finite (în condiții inițiale zero):

$$y[n] - \frac{5}{6}y[n-1] + \frac{1}{6}y[n-2] = x[n] + x[n-1]$$

răspunsul sistemului la excitația  $x[n] = \left( \frac{2}{3} \right)^n \cdot u[n]$  este:

- A.  $y[n] = \left[ 15 \cdot \left( \frac{2}{3} \right)^n - 4 \cdot \left( \frac{1}{2} \right)^n + 14 \cdot \left( \frac{1}{3} \right)^n \right] \cdot u[n]$



$$B. \quad y[n] = \left[ -27 \cdot (0.5)^n + 8 \cdot \left(\frac{1}{3}\right)^n + 20 \cdot \left(\frac{2}{3}\right)^n \right] \cdot u[n]$$

$$C. \quad y[n] = \left[ 8 \cdot (0.5)^n - 10 \cdot \left(\frac{2}{3}\right)^n + 5 \cdot \left(\frac{1}{3}\right)^n \right] \cdot u[n]$$

$$D. \quad y[n] = \left[ -6 \cdot \left(\frac{1}{3}\right)^n + 5 \cdot \left(\frac{2}{3}\right)^n + (0.5)^n \right] \cdot u[n]$$

**G5.34.** Dacă la intrarea unui SDLI se aplică semnalul  $x[n] = 6\delta[n-7]$ , la ieșire va rezulta semnalul:  $y[n] = 5\delta[n-11] + 7\delta[n-12] + 5\delta[n-13]$ . Funcția pondere a SDLI este:

$$A. \quad h[n] = \frac{1}{6}\delta[n+3] + \frac{5}{4}\delta[n+2] + \frac{1}{7}\delta[n+1]$$

$$B. \quad h[n] = \frac{2}{3}\delta[n-18] + \frac{1}{6}\delta[n-19] + \frac{7}{6}\delta[n-20]$$

$$C. \quad h[n] = \frac{6}{5}\delta[n-11] + \frac{6}{7}\delta[n-12] + \frac{6}{5}\delta[n-13]$$

$$D. \quad h[n] = \frac{5}{6}\delta[n-4] + \frac{7}{6}\delta[n-5] + \frac{5}{6}\delta[n-6]$$

**G5.35.** Coeficienții  $a_l$  și  $a_{-l}$  ai seriei Fourier pentru semnalul  $x[n] = \sin\left(\frac{2\pi}{N}n\right)$

sunt:

$$A. \quad a_l = \frac{1}{2j}; a_{-l} = -\frac{1}{2j}$$

$$B. \quad a_l = -\frac{1}{2j}; a_{-l} = \frac{1}{2j}$$

$$C. \quad a_l = \frac{1}{2}; a_{-l} = -\frac{1}{2}$$

$$D. \quad a_l = a_{-l} = \frac{1}{2}$$

**G5.36.** Perioada de repetiție a coeficienților seriei Fourier pentru semnalul  $x[n] = \sin\left[\frac{\pi}{4}(n-1)\right]$  este:

$$A. \quad 4$$

$$B. \quad 2\pi$$

$$C. \quad \frac{\pi}{4}$$

$$D. \quad 8$$

**G5.37.** Perioada de repetiție a coeficienților seriei Fourier pentru semnalul

$$x[n] = \cos\left(\frac{11\pi}{4}n - \frac{\pi}{3}\right) \text{ este:}$$

A. 4

B.  $2\pi$

C.  $\frac{\pi}{4}$

D. 8

**G5.38.** Perioada de repetiție a coeficienților seriei Fourier pentru semnalul

$$x[n] = \cos\left(\frac{2\pi}{3}n\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{7}n\right) \text{ este:}$$

A. 21

B.  $\frac{2\pi}{21}$

C.  $\frac{\pi}{21}$

D. 7

**G5.39.** Coeficienții  $a_1$  și  $a_{-1}$  ai seriei Fourier pentru semnalul

$$x[n] = \sin\left[\frac{\pi}{4}(n-1)\right] \text{ sunt:}$$

A.  $a_1 = \frac{1}{2\sqrt{2}j}; a_{-1} = -\frac{1}{2\sqrt{2}j}$

B.  $a_1 = \frac{1}{2j}(1-j); a_{-1} = -\frac{1}{2j}(1+j)$

C.  $a_1 = \frac{1-j}{2\sqrt{2}j}; a_{-1} = -\frac{1+j}{2\sqrt{2}j}$

D.  $a_1 = \frac{1+j}{\sqrt{2}j}; a_{-1} = -\frac{1-j}{\sqrt{2}j}$

**G5.40.** Coeficienții  $a_k$ , pentru  $|k| = \{1, 2\}$ , ai seriei Fourier pentru semnalul

$$x[n] = 1 + \sin\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + 3\cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + \cos\left(\frac{4\pi}{N}n + \frac{\pi}{2}\right)$$

sunt:

A.  $a_1 = \frac{1}{2j}; a_{-1} = -\frac{1}{2j}; a_2 = \frac{j+1}{2}; a_{-2} = -\frac{j-1}{2}$ .

- B.  $a_1 = \frac{3-j}{2}; a_{-1} = \frac{3+j}{2}; a_2 = \frac{j}{2}; a_{-2} = -\frac{j}{2}$   
 C.  $a_1 = \frac{1-j}{2}; a_{-1} = -\frac{1+j}{2}; a_2 = \frac{1}{2j}; a_{-2} = -\frac{1}{2j}$   
 D.  $a_1 = \frac{2}{1+j}; a_{-1} = -\frac{2}{1-j}; a_2 = 2+j; a_{-2} = -2+j$

**G5.41.** Coeficienții nenuli ai seriei Fourier pentru semnalul :

$$x[n] = \cos\left(\frac{2\pi}{3}n\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{7}n\right)$$

sunt:

- A.  $a_{-1}, a_1, a_{-3}$  și  $a_3$ .  
 B.  $a_{-1}, a_1, a_{-2}$  și  $a_2$ .  
 C.  $a_{-3}, a_3, a_{-7}$  și  $a_7$   
 D.  $a_{-2}, a_2, a_{-4}$  și  $a_4$

**G5.42.** Pentru semnalul  $x[n] = \cos\left(\frac{11\pi}{4}n - \frac{\pi}{3}\right)$ , coeficienții  $a_3$  și  $a_{-3}$  ai seriei

Fourier sunt:

- A.  $a_3 = -\frac{j\sqrt{2}}{3}$  și  $a_{-3} = \frac{j\sqrt{2}}{3}$ .  
 B.  $a_3 = \frac{1-j\sqrt{3}}{4}$  și  $a_{-3} = \frac{1+j\sqrt{3}}{4}$ .  
 C.  $a_3 = \frac{1+2j}{11}$  și  $a_{-3} = \frac{1-2j}{11}$ .  
 D.  $a_3 = \frac{j}{\sqrt{3}}$  și  $a_{-3} = -\frac{j}{\sqrt{3}}$ .

**G5.43.** Pentru semnalul discret:  $x[n] = \begin{cases} 0.25, & n = \{0, 2\} \\ 0.5, & n = 1 \\ 0, & \text{in rest} \end{cases}$ , transformata Fourier

$X(e^{j\omega})$ , pentru  $\omega \in (-\pi, \pi)$ , are expresia:

- A.  $(1+2\cos\omega)e^{-j\omega}$   
 B.  $\frac{1}{2}(1+e^{-j2\omega})$   
 C.  $\frac{1}{2}(1+\cos\omega)e^{-j\omega}$   
 D.  $e^{-j\omega}(e^{-j\omega}+1)\sin\omega$

**G5.44.** Transformata Fourier a semnalului  $\left(\frac{1}{4}\right)^n \cdot u[n+2]$  este:

- A.  $\frac{4 \cdot e^{-j\omega}}{\frac{1}{4} - e^{2j\omega}}$                       B.  $\frac{16 \cdot e^{2j\omega}}{1 - \frac{1}{4}e^{-j\omega}}$   
 C.  $\frac{e^{-2j\omega}}{1 - 4e^{-j\omega}}$                       D.  $\left(1 - \frac{1}{4}e^{-j\omega}\right) \cdot e^{2j\omega}$

**G5.45.** Transformata Fourier a semnalului  $2^n \cdot u[-n]$  este:

- A.  $\frac{1}{1 - \frac{1}{2}e^{-j\omega}}$                       B.  $\frac{1}{1 - \frac{1}{2}e^{j\omega}}$   
 C.  $\frac{1}{1 - 2e^{j\omega}}$                       D.  $\frac{1}{1 - 2e^{-j\omega}}$

**G5.46.** Transformata Fourier a semnalului  $a^n \cdot u[n] \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}n\right)$ ,  $|a| < 1$  este:

- A.  $\frac{a^2 \cdot e^{j\omega}}{1 + ae^{-2j\omega}}$                       B.  $\frac{\sin(\omega n)}{1 + ae^{-j\omega}}$   
 C.  $\frac{\cos(\omega n)}{1 + ae^{-j\omega}}$                       D.  $\frac{a \cdot e^{-j\omega}}{1 + a^2 e^{-2j\omega}}$

## 5.2. Răspunsuri și indicații

**S5.1.** C.

**S5.2.** B. FIR = *Finite Impulse Response* (răspuns finit la impuls).

**S5.3.** D. IIR = *Infinite Impulse Response* (răspuns infinit la impuls).

**S5.4.** A și C.  $y[n] = x[n] \otimes h[n]$

**S5.5.** B.

**S5.6.** B și D. Există următoarele relații între impulsul ideal unitate  $\delta[n]$  și semnalul treaptă unitate  $u[n]$ :

$$\delta[n] = u[n] - u[n-1] \quad (5.1)$$

$$u[n] = \sum_{k=0}^n \delta[k] \quad (5.2)$$

Deoarece sistemul este liniar și invariant în timp, rezultă că aceleași relații au loc între răspunsurile la  $\delta[n]$  și  $u[n]$ , adică între  $h[n]$  și respectiv  $a[n]$ .

**S5.7.** *B și C.* Ieșirea sistemului  $y[n]$  nu depinde de valori anterioare ale ieșirii, deci sistemul este *nerecursiv* (fără memorie). Sistemele nerecursive au funcția pondere finită, deci sunt sisteme FIR.

**S5.8.** *A și B.*

**S5.9.** *D.* Ieșirea sistemului  $y[n]$  depinde de valori anterioare ale ieșirii, deci sistemul este *recursiv* (cu memorie). Sistemele recursive au funcția pondere infinită, deci sunt sisteme IIR.

**S5.10.** *A.* Se aplică relația:

$$Z\{\delta[n]\} = 1 \quad (5.3)$$

**S5.11.** *B.* Se aplică relația:

$$Z\{u[n]\} = \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (5.4)$$

**S5.12.** *C.* Se aplică relația:

$$Z\{a^n \cdot u[n]\} = \frac{1}{1-az^{-1}}, \quad 0 < a < 1 \quad (5.5)$$

**S5.13.** *C.* Se aplică transformata  $Z$  în ambii membri ai ecuației și se ține cont de *teorema întârzierii secvenței*:

$$Z\{x[n-k]\} = z^{-k} \cdot Z\{x[n]\} \quad (5.6)$$

rezultând:  $Y(z) - \frac{1}{2} \cdot z^{-1} \cdot Y(z) = X(z)$ . De aici rezultă funcția de sistem:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{1-0.5z^{-1}}$$

Funcția pondere este:  $h[n] = Z^{-1}\{H(z)\} = (1 - (0.5)^n) \cdot \gamma[n] = (1 - 2^{-n}) \cdot \gamma[n]$ .

**S5.14. D.**

$$\mathbf{S5.15. B.} \quad h[n] = Z^{-1} \left\{ \frac{1}{1-0.3 \cdot z^{-1}} - \frac{z^{-1}}{1-0.3 \cdot z^{-1}} \right\} = 0.3^n \cdot u[n] - 0.3^{n-1} \cdot u[n-1].$$

*Observație:* pentru a determina transformata Z inversă din a doua fracție, s-a aplicat relația inversă a teoremei întârzierii (5.6):

$$\frac{z^{-1}}{1-0.3 \cdot z^{-1}} = z^{-1} \cdot Z \{ 0.3^n \cdot u[n] \} = Z \{ 0.3^{n-1} \cdot u[n-1] \}$$

**S5.16. A, C și D.**

**S5.17. B și D.**

**S5.18. A.** Eșantioanele semnalului de ieșire se determină cu relația:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} x[k] \cdot h[n-k] \quad (5.7)$$

Rezultă succesiv:

$$y[0] = x[0] \cdot h[0] = 1$$

$$y[1] = x[0] \cdot h[1] + x[1] \cdot h[0] = 3$$

$$y[2] = x[0] \cdot h[2] + x[1] \cdot h[1] + x[2] \cdot h[0] = 7$$

$$y[3] = x[0] \cdot h[3] + x[1] \cdot h[2] + x[2] \cdot h[1] + x[3] \cdot h[0] = 7;$$

$$y[4] = x[0] \cdot h[4] + x[1] \cdot h[3] + x[2] \cdot h[2] + x[3] \cdot h[1] + x[4] \cdot h[0] = 6;$$

$$y[n] = 0, \text{ pentru } n \geq 5.$$

$$\mathbf{S5.19. B.} \quad y[2] = x[0] \cdot h[2] + x[1] \cdot h[1] + x[2] \cdot h[0] = -\frac{3}{2}$$

**S5.20. C.**

**S5.21. C.**

**S5.22. A.**

**S5.23. C.** Se aplică relația de determinare a răspunsului indicial în funcție de eșantioanele funcției pondere:

$$a[n] = \sum_{k=0}^n h[k] \quad (5.8)$$

Rezultă eșantioanele răspunsului indicial:

$$\begin{aligned}
 a[0] &= h[0] = -2 \\
 a[1] &= h[0] + h[1] = -1 \\
 a[2] &= h[0] + h[1] + h[2] = -1 \\
 a[3] &= h[0] + h[1] + h[2] + h[3] = 1
 \end{aligned}$$

Restul eșantioanelor vor fi egale cu  $a[3] = 1$ , deoarece pentru  $n \geq 4$ , eșantioanele funcției pondere sunt 0.

**S5.24. C.**

**S5.25. D.** Se determină mai întâi funcția de sistem a SDLI, aplicând transformata Z ecuației cu diferențe finite. Rezultă:

$$H(z) = \frac{1 + z^{-1}}{1 - \frac{3}{2}z^{-1} + \frac{1}{2}z^{-2}}$$

Se desface  $H(z)$  în fracții simple de tipul:  $\frac{1}{1 - az^{-1}}$ . Rezultă:

$$H(z) = \frac{4}{1 - z^{-1}} - \frac{3}{1 - \frac{1}{2}z^{-1}}$$

Funcția pondere se obține aplicând transformata inversă în Z funcției de sistem și ținând apoi cont de proprietatea (5.5).

**S5.26. B.** Se înlocuiesc în ecuația cu diferențe finite:  $y[n] = h[n]$  și  $x[n] = \delta[n]$ , unde  $\delta[n]$  este impulsul Dirac. Reamintim că impulsul Dirac este definit astfel:

$$\delta[n] = \begin{cases} 1, & \text{pentru } n = 0 \\ 0, & \text{în rest} \end{cases} \quad (5.9)$$

- pentru  $n = 0$ :  $h[0] = \delta[0] + \frac{1}{2}\delta[-1] + h[-1] + \frac{1}{2}h[-2] = \delta[0] = 1$ , deoarece  $h[n] = 0$  pentru  $n < 0$  (condițiile inițiale sunt zero, iar sistemul este cauzal).
- pentru  $n = 1$ :  $h[1] = \delta[1] + \frac{1}{2}\delta[0] + h[0] + \frac{1}{2}h[-1] = \frac{1}{2}\delta[0] + h[0] = \frac{3}{2}$ .
- pentru  $n = 2$ :  $h[2] = \delta[2] + \frac{1}{2}\delta[1] + h[1] + \frac{1}{2}h[0] = h[1] + \frac{1}{2}h[0] = 2$ .

- pentru  $n = 3$ :  $h[3] = \delta[3] + \frac{1}{2}\delta[2] + h[2] + \frac{1}{2}h[1] = h[2] + \frac{1}{2}h[1] = \frac{11}{4}$ .

**S5.27. D.** Se determină funcția de sistem:  $H(z) = \frac{1}{1-0.4z^{-1}}$ , de unde rezultă prin

aplicarea transformatei Z inverse:  $h[n] = Z^{-1}\{H(z)\} = (0.4)^n \cdot u[n]$ .

**S5.28. B.** Funcția de sistem este:  $H(z) = \frac{1}{1 + \frac{1}{4}z^{-1}}$ , apoi se aplică transformata Z

inversă și se ține cont de (5.5).

**S5.29. A.** Se determină funcția de sistem, apoi se determină răspunsul indicial aplicând relația:

$$a[n] = Z^{-1}\left\{H(z) \cdot \frac{1}{1-z^{-1}}\right\} \quad (5.10)$$

$$\text{Rezultă: } a[n] = Z^{-1}\left\{\frac{1}{1-4z^{-1}} \cdot \frac{1}{1-z^{-1}}\right\} = Z^{-1}\left\{\frac{-2}{1-\frac{2}{3}z^{-1}}\right\} + Z^{-1}\left\{\frac{3}{1-z^{-1}}\right\}.$$

**S5.30. C.** Se determină funcția de sistem  $H(z) = \frac{1}{1-z^{-1}}$ , apoi se determină

$X(z) = \frac{1}{1-0.5 \cdot z^{-1}}$ , iar răspunsul sistemului rezultă din relația:

$$y[n] = Z^{-1}\{X(z) \cdot H(z)\} \quad (5.11)$$

**S5.31. D.**

**S5.32. B.** Se înlocuiesc în ecuația cu diferențe finite:  $y[n] = a[n]$  și  $x[n] = u[n]$ , apoi se dau, pe rând, valorile 0, 1, ..., 4 lui  $n$  și se ține cont de următoarele:

- condiții inițiale zero și sistemul este cauzal, deci  $a[n] = 0$  pentru  $n < 0$  ;
- semnalul treaptă unitate  $u[n]$  este nul pentru  $n < 0$  și egal cu 1 pentru  $n \geq 0$ .

Rezultă:

$$a[0] = u[0] - 2u[-2] - a[-2] = u[0] = 1$$

$$a[1] = u[1] - 2u[-1] - a[-1] = u[1] = 1$$

$$a[2] = u[2] - 2u[0] - a[0] = 1 - 2 - 1 = -2$$



$$a[3] = u[3] - 2u[1] - a[1] = 1 - 2 - 1 = -2$$

$$a[4] = u[4] - 2u[2] - a[2] = 1 - 2 + 2 = 1$$

**S5.33. B.**

**S5.34. D.** Se scrie relația:  $y[n] = x[n] \otimes h[n] = 6\delta[n-7] \otimes h[n] = 6h[n-7]$ , unde s-a folosit următoarea proprietate a impulsului Dirac:

$$x[n] \otimes \delta[n-k] = x[n-k] \quad (5.12)$$

Rezultă:  $h[n-7] = \frac{5}{6}\delta[n-11] + \frac{7}{6}\delta[n-12] + \frac{5}{6}\delta[n-13]$ , de unde prin înlocuirea

$m = n-7$  și apoi  $n = m$  rezultă:  $h[n] = \frac{5}{6}\delta[n-4] + \frac{7}{6}\delta[n-5] + \frac{5}{6}\delta[n-6]$ .

**S5.35. A.** Seria Fourier pentru sisteme discrete:

$$x[n] = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k \cdot e^{jk\frac{2\pi}{N}n} \quad (5.13)$$

unde coeficienții seriei Fourier,  $a_k$ , sunt:

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] \cdot e^{-jk\frac{2\pi}{N}n} \quad (5.14)$$

Se folosește *relația lui Euler* pentru sinus:

$$\sin \alpha = \frac{1}{2j} (e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}) \quad (5.15)$$

și rezultă:  $x[n] = \frac{1}{2j} e^{j\frac{2\pi}{N}n} - \frac{1}{2j} e^{-j\frac{2\pi}{N}n}$ . Deci coeficienții seriei Fourier sunt:

$a_1 = \frac{1}{2j}$ ;  $a_{-1} = -\frac{1}{2j}$  și  $a_k = 0, |k| = \overline{0, N} \setminus \{1\}$ . *Observație:* coeficienții se repetă cu

perioada  $N$ , deci  $a_{N+1} = \frac{1}{2j}$ ;  $a_{N-1} = -\frac{1}{2j}$ , etc.

**S5.36. D.**  $\frac{2\pi}{N} = \frac{\pi}{4} \Rightarrow N = 8$ .

$$\text{S5.37. D. } \cos\left(\frac{11\pi}{4}n - \frac{\pi}{3}\right) = \cos\left(\frac{3\pi}{4}n - \frac{\pi}{3}\right) = \cos\left(3 \cdot \frac{2\pi}{8}n - \frac{\pi}{3}\right) \Rightarrow N = 8.$$

$$\text{S5.38. A. } x[n] = \cos\left(7 \cdot \frac{2\pi}{21}n\right) + \sin\left(3 \cdot \frac{2\pi}{21}n\right) \Rightarrow N = 21.$$

**S5.39. C.** Se folosește relația lui Euler pentru sinus (5.15).

**S5.40. B.** Se folosește relația lui Euler pentru cosinus:

$$\cos \alpha = \frac{1}{2}(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) \quad (5.16)$$

$$\text{Rezultă: } x[n] = \frac{1}{2j}e^{j\frac{2\pi}{N}n} - \frac{1}{2j}e^{-j\frac{2\pi}{N}n} + \frac{3}{2}e^{j\frac{2\pi}{N}n} + \frac{3}{2}e^{-j\frac{2\pi}{N}n} + \frac{j}{2}e^{j\frac{4\pi}{N}n} - \frac{j}{2}e^{-j\frac{4\pi}{N}n}.$$

$$\text{S5.41. C. } a_3 = \frac{1}{2j}; a_{-3} = -\frac{1}{2j}; a_7 = a_{-7} = \frac{1}{2}; a_k = 0, |k| = \overline{0, 21} \setminus \{3, 7\}.$$

**S5.42. B.**

**S5.43. C.** Se folosește relația de definiție a transformatei Fourier:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-j\omega n} \quad (5.17)$$

$$\text{Rezultă: } X(e^{j\omega}) = \frac{1}{4} + \frac{1}{2}e^{-j\omega} + \frac{1}{4}e^{-2j\omega} = \frac{1}{2}(1 + \cos \omega)e^{-j\omega}.$$

$$\text{S5.44. B. } \left(\frac{1}{4}\right)^n \cdot u[n+2] = 16 \cdot \left(\frac{1}{4}\right)^{n+2} \cdot u[n+2] \leftrightarrow 16 \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{4} \cdot e^{-j\omega}} \cdot e^{2j\omega}.$$

*Observație:* s-a aplicat teorema întârzierii secvenței:

$$x[n-k] \leftrightarrow X(e^{j\omega}) \cdot e^{-j\omega k} \quad (5.18)$$

**S5.45. B.** Se pornește de la (5.17) și se obține succesiv:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2^n \cdot u[-n] \cdot e^{-j\omega n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2^{-n} \cdot u[n] \cdot e^{j\omega n} = \sum_{n=0}^{\infty} 2^{-n} \cdot e^{j\omega n} = \frac{1}{1 - \frac{1}{2}e^{j\omega}}$$

**S5.46. D.** Se folosește relația lui Euler (5.15) și relația de calcul a TF (5.17):

$$X(e^{j\omega}) = \frac{1}{2j} \left[ \sum_{n=0}^{\infty} (ja)^n \cdot e^{-j\omega n} - \sum_{n=0}^{\infty} (-ja)^n \cdot e^{-j\omega n} \right] = \frac{a \cdot e^{-j\omega}}{1 + a^2 e^{-2j\omega}}$$

## Capitolul 6

# SEMNALE MODULATE

### 6.1. Enunțuri

**G6.1.** Frecvențele imagine sunt:

- A.* frecvențele componentelor care apar prin reflexia spectrului semnalului în jurul ordonatei.
- B.* frecvențele componentelor simetrice din semiplanul stâng care apar în urma reprezentării bilaterale a unui spectru.
- C.* frecvențele componentelor care apar în domeniul frecvențelor pozitive datorită variantei spectrale deplasate spre frecvențe negative.
- D.* frecvențele componentelor care corespund părții imaginare a funcției de densitate spectrală, în reprezentarea din planul ( $s$ ).

**G6.2.** Demodularea semnalului MA prin detecție de anvelopă constă în:

- A.* redresare, urmată de filtrare trece-jos.
- B.* filtrare trece-jos, urmată de redresare.
- C.* redresare, urmată de filtrare trece-sus.
- D.* filtrare trece-sus, urmată de redresare.

**G6.3.** Detecția sincronă, aplicată la demodularea semnalului BLD, constă în:

- A.* filtrare trece-jos, urmată de înmulțirea semnalului filtrat cu o oscilație locală, apoi redresare simplă alternanță.
- B.* înmulțirea semnalului BLD cu o oscilație locală de aceeași frecvență și fază cu purtătoarea, urmată de filtrare trece-jos.
- C.* realizarea la recepție a unei noi modulații de produs, în care semnalul BLD recepționat este semnalul modulator, iar purtătoarea este o oscilație locală de aceeași frecvență și fază cu semnalul modulator.
- D.* redresarea semnalului BLD, urmată de o nouă înmulțire a semnalului cu purtătoarea suprimată, urmată de filtrare trece-jos.

**G6.4.** În cazul dezacordului în fază, care poate să apară în cazul demodulării semnalului BLD, semnalul filtrat este zero dacă:

- A.* redresarea este dublă-alternanță.
- B.* faza semnalului purtător este mai mare decât faza oscilației locale.

- C. semnalul purtător este în cuadratură cu oscilația locală.  
 D. oscilația locală este în antifază cu semnalul purtător.

**G6.5.** Indicele de modulație, în cazul modulației în frecvență, este raportul dintre:

- A. deviația de frecvență și frecvența modulatorie.  
 B. frecvența modulatorie și deviația de frecvență.  
 C. deviația de fază și frecvența modulatorie.  
 D. deviația de frecvență și frecvența purtătoare.

**G6.6.** Puterea unui semnal MA cu grad de modulație  $m$ , care are purtătoarea armonică  $\cos(2\pi f_p t + \varphi_p)$  și modulatoria armonică  $\cos(2\pi f_m t + \varphi_m)$ , este egală cu:

$$\begin{array}{ll} \text{A. } \frac{m^2 + 1}{2} & \text{B. } f_p^2 \cdot \frac{m^2 + 1}{4} \\ \text{C. } f_p^2 \cdot \frac{m^2 + 1}{2} & \text{D. } \frac{m^2 + 2}{4} \end{array}$$

**G6.7.** La o demodulare sincronă, când are loc dezacordul în frecvență, se produce fenomenul de „bătăi”, ceea ce înseamnă că:

- A. frecvența semnalului reconstituit variază invers proporțional cu valoarea dezacordului.  
 B. amplitudinea semnalului reconstituit variază cu o frecvență egală cu dublul dezacordului.  
 C. frecvența semnalului reconstituit variază direct proporțional cu valoarea dezacordului.  
 D. amplitudinea semnalului reconstituit variază cu o frecvență egală cu valoarea dezacordului.

**G6.8.** Semnalul modulator  $20\cos(200\pi t + \pi)$  modulează în amplitudine o purtătoare armonică de frecvență  $f_p$ . Pentru a evita apariția componentelor imagine, trebuie îndeplinită condiția:

$$\begin{array}{ll} \text{A. } f_p > 2 \cdot 10^3 \text{ Hz} & \text{B. } f_p > 20 \text{ Hz} \\ \text{C. } f_p > 200 \text{ Hz} & \text{D. } f_p > 100 \text{ Hz} \end{array}$$

**G6.9.** Semnalul:  $x(t) = 10\cos(2\pi 10^3 t) + \cos(2\pi 900 t) + \cos(2\pi 1100 t)$  poate fi interpretat ca fiind un semnal:

- A. MA cu modulatorare armonică.  
 B. BLD cu modulatorare armonică.  
 C. BLD cu o modulatorare având o componentă armonică și una continuă.  
 D. Modulat polar.

**G6.10.** Semnalul:  $x(t) = 10 \cos(2\pi 10^3 t) + \cos(2\pi 900t) + \cos(2\pi 1100t)$  este modulat în amplitudine cu modulatorare armonică, având:

- A.  $\begin{cases} m = 0.1 \\ f_m = 100 \text{ Hz} \end{cases}$                       B.  $\begin{cases} m = 0.2 \\ f_m = 100 \text{ Hz} \end{cases}$   
 C.  $\begin{cases} m = 0.2 \\ f_m = 200 \text{ Hz} \end{cases}$                       D.  $\begin{cases} m = 0.1 \\ f_m = 200 \text{ Hz} \end{cases}$

**G6.11.** Dacă se consideră că semnalul:

$$x(t) = 10 \cos(2\pi 10^3 t) + \cos(2\pi 900t) + \cos(2\pi 1100t)$$

este obținut prin MA cu  $m = 0.4$ , iar modulatorare are o componentă continuă egală cu 2.5, atunci amplitudinea purtătoare este:

- A. 10    B. 0.4  
 C. 0.2    D. 5

**G6.12.** Dacă se consideră că semnalul:

$$x(t) = 0.8 \cos(2\pi 10^3 t) + 0.2 \cos(2\pi 900t) + 0.2 \cos(2\pi 1100t)$$

este obținut prin MA cu  $m = 0.3$ , iar modulatorare are o componentă continuă egală cu 10, atunci amplitudinea purtătoare este:

- A. 10    B. 0.4  
 C. 0.2    D. 5

**G6.13.** Dacă semnalul  $x(t) = 5 \cos(2\pi 10^3 t) + 2 \cos(2\pi 800t)$  modulează în amplitudine o purtătoare armonică, banda ocupată de semnalul modulat va fi:

- A. 2 kHz    B. 1.6 kHz  
 C. 1 kHz    D. 800 Hz



**G6.20.** Semnalul modulator:  $\cos(2\pi 10^3 t) + 2\cos(4\pi \cdot 10^3 t)$  produce semnalul modulat:  $\cos(2\pi 10^4 t) + 2\cos(2.2\pi \cdot 10^4 t)$ . Semnalul modulat poate fi interpretat ca fiind un semnal:

- A. MA cu frecvența purtătoare 10.5 kHz.
- B. BLD cu frecvența purtătoare 10.5 kHz.
- C. BLU cu frecvența purtătoare 9 kHz.
- D. BLU cu frecvența purtătoare 12 kHz.

**G6.21.** Semnalul modulator:  $\cos(2\pi 10^3 t) + 2\cos(4\pi \cdot 10^3 t)$  produce semnalul modulat:  $2\cos(2\pi 10^4 t) + \cos(2.2\pi \cdot 10^4 t)$ . Semnalul modulat poate fi interpretat ca fiind un semnal:

- A. MA cu frecvența purtătoare 10.5 kHz.
- B. BLD cu frecvența purtătoare 10.5 kHz.
- C. BLU cu frecvența purtătoare 9 kHz.
- D. BLU cu frecvența purtătoare 12 kHz.

**G6.22.** Semnalul:  $x(t) = \sum_{k=1}^{20} \cos(2k\pi 10^3 t)$  se aplică unui filtru trece-bandă cu frecvențele de tăiere  $f_i$  și  $f_s$ . În care dintre cazurile de mai jos răspunsul filtrului poate fi considerat un semnal BLD cu o modulatorie fără componentă continuă?

- |   |   |
|---|---|
| <p>A. <math>\begin{cases} f_i = 10.5 \text{ kHz} \\ f_s = 12.5 \text{ kHz} \end{cases}</math></p> | <p>B. <math>\begin{cases} f_i = 10.5 \text{ kHz} \\ f_s = 13.5 \text{ kHz} \end{cases}</math></p> |
| <p>C. <math>\begin{cases} f_i = 10.5 \text{ kHz} \\ f_s = 14.5 \text{ kHz} \end{cases}</math></p> | <p>D. <math>\begin{cases} f_i = 10.5 \text{ kHz} \\ f_s = 15.5 \text{ kHz} \end{cases}</math></p> |

**G6.23.** Semnalul:  $x(t) = \sum_{k=1}^{20} [1 + (-1)^k \cdot 0.2] \cos(2000k\pi t)$  se aplică unui filtru trece-bandă cu frecvențele de tăiere  $f_i$  și  $f_s$ . În care dintre cazurile de mai jos răspunsul filtrului poate fi considerat un semnal BLD cu o modulatorie fără componentă continuă?

- |   |   |
|---|---|
| <p>A. <math>\begin{cases} f_i = 10.5 \text{ kHz} \\ f_s = 12.5 \text{ kHz} \end{cases}</math></p> | <p>B. <math>\begin{cases} f_i = 10.5 \text{ kHz} \\ f_s = 13.5 \text{ kHz} \end{cases}</math></p> |
|---|---|

$$C. \begin{cases} f_i = 10.5 \text{ kHz} \\ f_s = 14.5 \text{ kHz} \end{cases}$$

$$D. \begin{cases} f_i = 10.5 \text{ kHz} \\ f_s = 15.5 \text{ kHz} \end{cases}$$

**G6.24.** Dacă semnalul modulator este:  $\cos\left(\pi 10^3 t + \frac{\pi}{4}\right)$ , atunci semnalul:

$$10 \cos\left[\pi 10^4 t + 0.5 \cos\left(\pi 10^3 t + \frac{\pi}{4}\right)\right]$$

este modulat:

**A.** în frecvență

**B.** în amplitudine

**C.** în fază

**D.** în fază și în frecvență

**G6.25.** Dacă semnalul modulator este:  $\cos\left(4 \cdot 10^3 \pi t - \frac{\pi}{3}\right)$ , atunci semnalul:

$$10 \cos\left[45 \pi 10^5 t + 0.5 \sin\left(4 \cdot 10^3 \pi t - \frac{\pi}{3}\right)\right]$$

este modulat:

**A.** în frecvență

**B.** în amplitudine

**C.** în fază

**D.** în fază și în frecvență

**G6.26.** Dacă semnalul modulator este:  $\cos\left(0.75 \cdot 10^3 t\right)$ , atunci semnalul:

$$\cos\left[105 \cdot 10^4 t + \pi \cos\left(0.75 \cdot 10^3 t - \frac{\pi}{6}\right)\right]$$

este modulat:

**A.** în frecvență

**B.** în amplitudine

**C.** în fază

**D.** în fază și în frecvență

**G6.27.** Dacă semnalul modulator este:  $\cos\left(12\pi \cdot 10^3 t - \frac{\pi}{3}\right)$ , atunci semnalul:

$$2 \left[1 + \cos\left(12\pi \cdot 10^3 t - \frac{\pi}{3}\right)\right] \cos(\pi \cdot 10^4 t)$$

este modulat:

**A.** în frecvență

**B.** în amplitudine

**C.** în fază

**D.** în fază și în frecvență

**G6.28.** Dacă frecvența modulatorie maximă este de  $15 \text{ kHz}$  și deviația maximă de frecvență este de  $75 \text{ kHz}$ , atunci indicele de modulație este:



A. 2  
C. 4

B. 3  
D. 5

**G6.29.** Dacă frecvența modulatoră maximă este de  $15 \text{ kHz}$  și deviația maximă de frecvență este de  $75 \text{ kHz}$ , atunci banda ocupată (după Carson) este:

A.  $150 \text{ kHz}$   
C.  $200 \text{ kHz}$

B.  $180 \text{ kHz}$   
D.  $250 \text{ kHz}$

**G6.30.** Dacă frecvența modulatoră maximă este de  $20 \text{ kHz}$  și deviația maximă de frecvență este de  $80 \text{ kHz}$ , atunci banda ocupată (după Carson) este:

A.  $150 \text{ kHz}$   
C.  $200 \text{ kHz}$

B.  $180 \text{ kHz}$   
D.  $250 \text{ kHz}$

**G6.31.** Semnalul modulator  $\cos(\omega_m t)$  modulează în frecvență semnalul purtător  $\cos(\omega_p t)$ . Expresia aproximativă a semnalului MF, pentru un indice de modulație  $\beta$  mai mic decât  $0.4$ , este:

A.  $\cos(\omega_m t) - \frac{\beta}{2} X_p \cos[(\omega_p + \omega_m)t] - \frac{\beta}{2} X_p \cos[(\omega_p - \omega_m)t]$

B.  $\cos(\omega_p t) + \frac{\beta}{2} \cos[(\omega_p + \omega_m)t] + \frac{\beta}{2} \cos[(\omega_p - \omega_m)t]$

C.  $\cos(\omega_p t) + \frac{\beta}{2} \cos[(\omega_p + \omega_m)t] - \frac{\beta}{2} \cos[(\omega_p - \omega_m)t]$

D.  $\cos(\omega_m t) + \frac{\beta}{2} \cos[(\omega_p + \omega_m)t] + \frac{\beta}{2} \cos[(\omega_p - \omega_m)t]$

**G6.32.** Semnalul modulator  $\cos(\omega_m t)$  modulează în frecvență semnalul purtător  $\cos(\omega_p t)$  cu indicele de modulație  $\beta$ . Expresia spectrului semnalului MF este:

A.  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos[(\omega_m + n\omega_p)t]$

B.  $\frac{\beta}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos[(\omega_p + n\omega_m)t]$

C.  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{\beta}{2}\right) \cos[(\omega_p + n\omega_m)t]$

D.  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos[(\omega_p + n\omega_m)t]$



**G6.38.** Fie semnalul MA:  $x_{MA}(t) = 50[1 + m \cdot x(t)] \cos\left(2.3 \cdot 10^4 \pi t - \frac{\pi}{3}\right)$ , unde  $x(t) = -5 \cos\left(500\pi t + \frac{\pi}{3}\right)$ . Care este domeniul de valori ale factorului  $m$  astfel încât demodularea semnalului MA să se facă prin detecție de anvelopă?

A.  $m \leq 0.8$   
C.  $m \leq 1$

B.  $m \leq 0.2$   
D.  $m \leq 0.25$

**G6.39.** Fie schema bloc din Figura G6.39, unde  $x(t) = \sum_{k=1}^{10} \cos(2k\pi \cdot 10^3 t)$  și  $f_p = 40 \text{ kHz}$ . Expresia semnalului filtrat  $y(t)$  va fi:

A.  $y(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=5}^{40} \cos(2k\pi \cdot 10^3 t)$

B.  $y(t) = \sum_{k=5}^{20} \cos(2k\pi \cdot 10^3 t)$

C.  $y(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=5}^{10} \cos(2k\pi \cdot 10^3 t)$

D.  $y(t) = \sum_{k=5}^{10} \cos(2k\pi \cdot 10^3 t)$

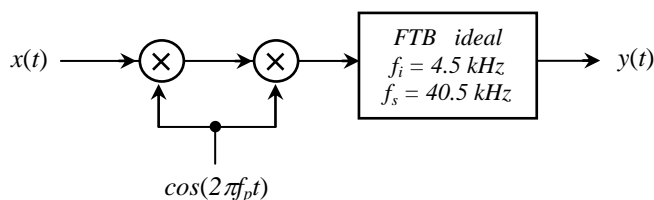


Figura G6.39

**G6.40.** Fie schema bloc din Figura G6.40, unde  $x(t) = \sum_{k=1}^{10} k \cos(4k\pi \cdot 10^3 t)$  și  $f_p = 145.5 \text{ kHz}$ . Expresia semnalului filtrat  $y(t)$  va fi:

A.  $y(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{10} k \cos(4k\pi \cdot 10^3 t)$

B.  $y(t) = \sum_{k=7}^{20} k \cos(4k\pi \cdot 10^3 t)$

C.  $y(t) = \sum_{k=7}^{40} k \cos(4k\pi \cdot 10^3 t)$

D.  $y(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^7 k \cos(4k\pi \cdot 10^3 t)$

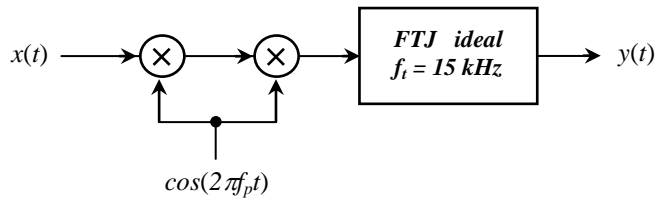


Figura G6.40

**G6.41.** În Figura G6.41,  $x(t)$  este un impuls de bandă limitată la  $10 \text{ kHz}$ , iar  $f_p = 300 \text{ kHz}$ . Dacă  $y(t)$  poate fi interpretat ca un semnal modulată, care dintre variantele de mai jos pot sunt potrivite pentru a indica tipul modulației și frecvența purtătoare?

- A. MA,  $300 \text{ kHz}$                       B. BLD,  $300 \text{ kHz}$   
 C. BLU,  $280 \text{ kHz}$                       D. BLD,  $280 \text{ kHz}$

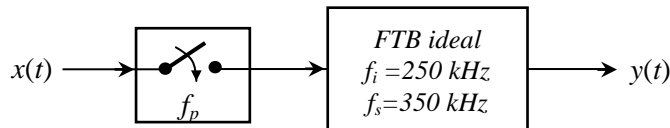


Figura G6.41

**G6.42.** Un semnal armonic de  $180 \text{ Hz}$  modulează în amplitudine o purtătoare de  $6 \text{ kHz}$ . Semnalul MA este demodulat prin redresare simplă-alternanță și filtrare trece-jos. Care dintre valorile următoare poate fi frecvența de tăiere a FTJ?

- A.  $5900 \text{ Hz}$                               B.  $200 \text{ Hz}$   
 C.  $3250 \text{ Hz}$                               D.  $5330 \text{ Hz}$

**G6.43.** Dacă semnalul:

$$x(t) = 3 \cos(9.6 \cdot 10^3 \pi t) + 30 \cos(10^4 \pi t) + 3 \cos(10.4 \cdot 10^3 \pi t + \pi)$$

este obținut prin modulare în frecvență, atunci  $\beta$  are valoarea:

- A.  $1$     B.  $0.2$   
 C.  $0.4$                                       D.  $1.2$

**G6.44.** Semnalul modulată în frecvență cu modulatoarea  $x_m(t)$  este echivalent cu:

- A. semnalul modulată în fază cu modulatoarea  $\int x_m(\tau) d\tau$ .

**B.** semnalul modulat în amplitudine cu modulatora  $\int x_m(\tau) d\tau$ .

**C.** semnalul modulat în fază cu modulatora  $\frac{dx_m(t)}{dt}$ .

**D.** semnalul modulat în amplitudine cu modulatora  $\frac{dx_m(t)}{dt}$ .

**G6.45.** Dacă indicele de modulație în frecvență este 3.2 și frecvența modulatoră este 3500 Hz, atunci deviația maximă de frecvență este:

**A.** 3.5 kHz

**B.** 3.2 kHz

**C.** 11.2 kHz

**D.** 1.1 kHz

**G6.46.** Dacă indicele de modulație în frecvență este 0.3 și deviația maximă de frecvență este 180 kHz, atunci frecvența modulatoră maximă este:

**A.** 300 kHz

**B.** 500 kHz

**C.** 54 kHz

**D.** 600 kHz

**G6.47.** Semnalul  $x(t) = \sum_{k=8}^{16} \cos(2k\pi t)$  se aplică unui FTB cu frecvențele de tăiere

$f_i = 10.2 \text{ Hz}$  și  $f_s = 13.5 \text{ Hz}$ . Răspunsul FTB poate fi considerat ca fiind un semnal:

**A.** BLD cu modulatoră armonică cu componentă continuă și având frecvența purtătoare 12 Hz.

**B.** BLU cu modulatoră armonică fără componentă continuă și având frecvența purtătoare 15 Hz.

**C.** BLD cu modulatoră armonică fără componentă continuă și având frecvența purtătoare 12 Hz.

**D.** BLU cu modulatoră armonică cu componentă continuă și având frecvența purtătoare 11 Hz.

**G6.48.** Dacă semnalul  $x(t) = 8\cos(2\pi f_1 t) + 8\cos(2\pi f_2 t)$  este un semnal modulat BLD, banda ocupată de semnalul BLD va fi:

**A.**  $\max\{f_1, f_2\}$

**B.**  $2 \cdot f_2$ ,  $f_2 > f_1$

**C.**  $\frac{f_1 + f_2}{2}$

**D.**  $|f_1 - f_2|$

## 6.2. Răspunsuri și indicații

**S6.1. C.** În cazul unei deplasări a unui spectru în jurul unei frecvențe negative (de exemplu în cazul modulației), dacă frecvența respectivă nu este mai mare decât frecvența maximă din spectru, atunci o parte din componentele armonice apar în semiplanul drept (deci la frecvențe pozitive). Aceste componente sunt *componentele imagine*, iar frecvențele lor se numesc *frecvențe imagine*.

**S6.2. A.**

**S6.3. B.**

**S6.4. C.**

**S6.5. A.** La MF, indicele de modulație se determină cu relația:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (6.1)$$

unde  $\Delta f$  este deviația maximă de frecvență, iar  $f_m$  este frecvența modulatoră maximă.

**S6.6. D.** Puterea o calculăm după relația:  $P = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} A_n^2$ , unde  $A_n$  reprezintă

amplitudinile componentelor armonice. Semnalul MA cu purtătoare armonică are în spectru trei componente spectrale: linia centrală de amplitudine  $X_p$  și cele două

linii laterale egale, de amplitudine  $\frac{mX_p}{2}$ . Rezultă:

$$P = \frac{1}{2} \left[ X_p^2 + 2 \left( \frac{mX_p}{2} \right)^2 \right] = X_p^2 \cdot \frac{m^2 + 2}{4}.$$

**S6.7. D.**

**S6.8. D.** Prin modularea în amplitudine, are loc o deplasare a spectrului bilateral al semnalului modulator în jurul frecvenței purtătoare  $f_p$ . În cazul de față, spectrul bilateral al modulatorii se întinde între frecvențele  $-100$  și  $+100$  Hz, deci spectrul semnalului MA se va întinde între frecvențele  $f_p - 100$  și  $f_p + 100$ .

Frecvențele imagine apar în cazul în care, în urma unei astfel de deplasări a spectrului, apar componente și la frecvențe negative. Pentru a evita acest lucru, este necesar ca frecvența minimă din spectrul semnalului MA să fie pozitivă, deci:  $f_p - 100 > 0$ .

**S6.9.** A și C. Semnalul  $x(t)$  are trei linii spectrale în spectrul de amplitudini, situate la frecvențele: 900, 1000 și respectiv 1100 Hz și având amplitudinile: 1, 10 și respectiv 1.

*Discuție varianta A:* spectrul de amplitudine al unui semnal MA cu modulator armonică conține o linie centrală și două laterale, egal depărtate de frecvența centrală, și de aceeași amplitudine.

*Discuție varianta B:* semnalul BLD cu modulator armonică conține în spectru două linii spectrale.

*Discuție varianta C:* în acest caz, semnalul modulator este de forma:  $X_0 + X_m \cos(2\pi f_m t)$ , iar semnalul MA va avea expresia:

$$y(t) = X_p [1 + m \cdot X_0 + m \cdot X_m \cos(2\pi f_m t)] \cdot \cos(2\pi f_p t). \quad (6.2)$$

Rezultă un spectru asemănător cu cazul în care semnalul modulator este armonic fără componentă spectrală, dar acum amplitudinile liniilor diferă.

*Discuție varianta D:* spectrul semnalului modulat polar conține o componentă continuă și o armonică.

**S6.10.** B. Din  $\frac{mX_p}{2} = 1$  și  $X_p = 10$  rezultă gradul de modulație:  $m = 0.2$ .

Frecvența purtătoare este frecvența centrală:  $f_p = 1000$  Hz, iar frecvența modulator este:  $f_m = 1000 - 900 = 100$  Hz.

**S6.11.** D. Dezvoltând mai departe relația (6.2), rezultă că linia centrală este de amplitudine:

$$X_p (1 + m \cdot X_0) \quad (6.3)$$

Linia centrală a spectrului semnalului  $x(t)$  este egală cu 10, rezultă:  $X_p = 5$ .

**S6.12.** C.

**S6.13.** A. Banda ocupată de semnalul MA este dublul benzii de bază (banda de baza este banda ocupată de semnalul modulator, adică frecvența maximă a semnalului modulator).

**S6.14.** D. Banda ocupată de semnalul BLD este dublul benzii de bază.

**S6.15.** A. Prin redresare simplă-alternanță, variante ponderate ale spectrului semnalului MA apar în jurul frecvențelor  $0, f_p, 2f_p, 3f_p, \dots$ . Prin aplicarea FTJ dorim să rămână doar varianta din origine, prin urmare frecvența de tăiere a FTJ trebuie să fie între frecvența maximă a variantei din origine (25 kHz) și frecvența minimă a variantei următoare, din jurul frecvenței purtătoare ( $100 \text{ kHz} - 25 \text{ kHz} = 75 \text{ kHz}$ ).

**S6.16.** B.

**S6.17. B.** Prin redresare dublă-alternanță, variante ponderate ale spectrului semnalului MA apar în jurul frecvențelor  $0, 2f_p, 4f_p, \dots$ . Prin aplicarea FTJ dorim să rămână doar varianta din origine, prin urmare frecvența de tăiere a FTJ trebuie să fie între frecvența maximă a variantei din origine ( $25 \text{ kHz}$ ) și frecvența minimă a variantei din jurul frecvenței  $2f_p$  ( $200 \text{ kHz} - 25 \text{ kHz} = 175 \text{ kHz}$ ).

**S6.18. C.**

**S6.19. B.** Frecvența purtătoare se află între frecvențele semnalului modulat, egal depărtată de acestea:  $f_p = 1000 + \frac{2000 - 1000}{2} = 1500 \text{ Hz}$ .

**S6.20. C.** În Figura G6.20 sunt ilustrate spectrele semnalului modulator ( $A_m$ , stânga) și a semnalului modulat ( $A_M$ , dreapta). Se observă că spectrul  $A_M$  poate fi interpretat ca fiind un semnal BLU cu frecvența purtătoare la  $9 \text{ kHz}$ , deoarece spectrul este la fel cu jumătatea dreaptă a spectrului  $A_m$ , dar deplasat cu  $9 \text{ kHz}$ .

*Discuție varianta A:* în acest caz, spectrul  $A_M$  ar fi trebuit să fie format din 5 linii spectrale (cele 4 linii din spectrul  $A_m$  plus purtătoarea), în jurul frecvenței  $10.5 \text{ kHz}$ .

*Discuție varianta B:* spectrul  $A_M$  ar fi trebuit să fie format tot din cele 4 linii din spectrul  $A_m$  deplasat în jurul frecvenței  $10.5 \text{ kHz}$ .

*Discuție varianta D:* spectrul  $A_M$  ar fi trebuit să fie format din 2 linii spectrale, dar identice cu jumătatea din stânga a spectrului  $A_m$ , deplasat cu  $12 \text{ kHz}$ .

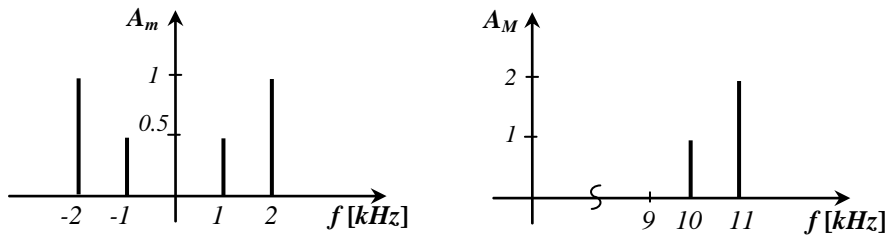


Figura G6.20

**S6.21. D.**

**S6.22. A și C.** Spectrul semnalului  $x(t)$  conține 20 de linii spectrale, aflate între frecvențele  $1 \text{ kHz}$  și  $20 \text{ kHz}$  (vezi Figura S6.22). Semnalul filtrat cu FTJ va conține doar liniile aflate între cele două frecvențe de tăiere. Spectrul unui semnal BLD cu modulatoare fără componentă continuă conține un număr par de linii, simetrice față de o frecvență centrală (frecvența purtătoare). Încercând pe rând, variantele propuse, rezultă că număr par de linii se obțin numai în cazurile A și C.



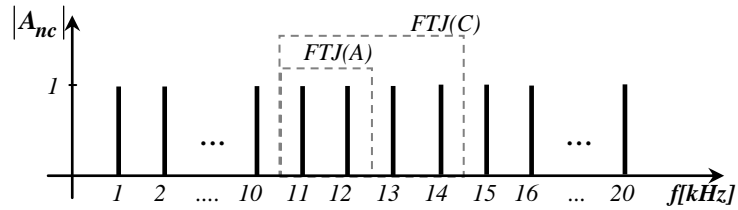


Figura S6.22

**S6.23.** *Nici un răspuns.* Ca și la problema anterioară, spectrul semnalului  $x(t)$  conține 20 de linii spectrale, situate între frecvențele 1 kHz și 20 kHz, dar de data aceasta amplitudinile lor nu sunt toate egale între ele (vezi Figura S6.23). În acest caz, pentru semnalului filtrat nu trebuie avut în vedere doar numărul par de linii, ci și amplitudinile liniilor, deoarece spectrul semnalului BLD trebuie să fie simetric față de o frecvență centrală. Rezultă că nici o variantă propusă pentru răspuns nu corespunde.

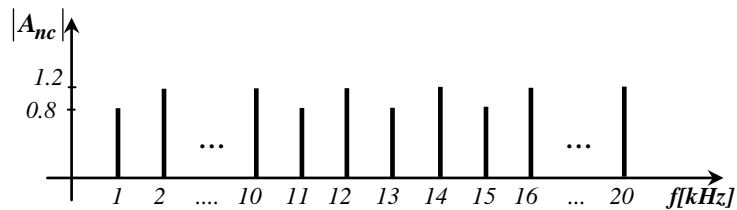


Figura S6.23

**S6.24.** C. Expresia unui semnal MP:

$$x_{MP}(t) = X_p \cdot \cos[2\pi f_p t + \varphi_p + \Delta f \cdot \cos(2\pi f_m t + \varphi_m)] \quad (6.4)$$

unde semnalul modulator este  $\cos(2\pi f_m t + \varphi_m)$ .

**S6.25.** A. Expresia unui semnal MF:

$$x_{MF}(t) = X_p \cdot \cos[2\pi f_p t + \varphi_p + \beta \cdot \sin(2\pi f_m t + \varphi_m)] \quad (6.5)$$

unde semnalul modulator este  $\cos(2\pi f_m t + \varphi_m)$ .

**S6.26.** D. Poate fi: MP, MF sau MP + MF. Facem să apară în expresia semnalului modulat argumentul de la semnalul modulator:

$$\cos\left(0.75 \cdot 10^3 t - \frac{\pi}{6}\right) = \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos(0.75 \cdot 10^3 t) + \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin(0.75 \cdot 10^3 t)$$

Rezultă că este vorba de MP + MF.

**S6.27.** B.

**S6.28.** D. Vezi relația (6.1). Rezultă  $\beta = 5$ .

**S6.29.** B. Banda ocupată după Carson:

$$B_{MF} = 2(f_m + \Delta f) = 2(1 + \beta)f_m \quad (6.6)$$

unde  $\Delta f$  este deviația maximă de frecvență, iar  $f_m$  este frecvența modulatoră maximă.

**S6.30.** C.

**S6.31.** C.

**S6.32.** D.

**S6.33.** A și D.

**S6.34.** C.

**S6.35.** A. Semnalul modulator are o componentă continuă, deci amplitudinea liniei centrale din spectrul semnalului MA este dată de expresia  $X_p(1 + m \cdot X_0)$  – vezi relația (6.3). Deci  $X_p(1 + m \cdot X_0) = 90$ , de unde rezultă:  $X_0 = 10$ .

**S6.36.** D. Semnalul modulator este de forma:  $X_0 + X_m \cos(2\pi f_m t)$ . În acest caz, semnalul BLD va avea expresia:

$$x_{BLD}(t) = mX_p [X_0 + X_m \cos(2\pi f_m t)] \cdot \cos(2\pi f_p t) \quad (6.7)$$

de unde rezultă în spectrul BLD o linie centrală egală cu  $mX_0X_p$  și două linii laterale egale între ele și de valoare  $\frac{m}{2}X_pX_m$ . Din expresia semnalului  $x(t)$  rezultă că linia centrală are amplitudinea 10 V, deci  $mX_0X_p = 10$ , de unde rezultă:  $X_p = 4$ .

**S6.37.** B.

**S6.38.** B. Pentru ca demodularea semnalului MA să se facă prin detecție de anvelopă, trebuie să nu existe supramodulație, deci gradul de modulație să fie subunitar. Aici, factorul  $m$  din expresia semnalului  $x_{MA}(t)$  nu reprezintă gradul de

modulație, deoarece  $\min\{x(t)\} = -5 \neq -1$ , deci  $x(t)$  nu este semnalul modulator. Înlocuind pe  $x(t)$  în expresia  $x_{MA}(t)$ , rezultă:

$$x_{MA}(t) = 50 \left[ 1 + m \cdot 5 \cos\left(500\pi t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \cos\left(2.3 \cdot 10^4 \pi t - \frac{\pi}{3}\right).$$

Se observă în relație că  $m \cdot 5 = m'$  este gradul de modulație, deoarece înmulțește un semnal cu minimumul egal cu  $-1$ . Deci se va pune condiția:  $m' \leq 1$ .

**S6.39. C.** După prima înmulțire cu  $\cos$ , spectrul bilateral al semnalului  $x(t)$ , ilustrat în *Figura S6.39.a*, este deplasat în jurul frecvențelor  $\pm f_p = \pm 40 \text{ kHz}$  (vezi spectrul  $A_1$  din *Figura G6.39.b*). După a doua înmulțire cu același  $\cos$ , spectrul bilateral  $A_1$  este deplasat tot în jurul frecvențelor  $\pm 40 \text{ kHz}$ , deci cele 20 de linii ale spectrului inițial vor apărea (ponderate) în jurul originii și în jurul frecvențelor  $\pm 80 \text{ kHz}$ . După aplicarea FTB, vor rămâne doar liniile spectrale situate la frecvențele  $\pm 5, \dots, \pm 10 \text{ kHz}$ .

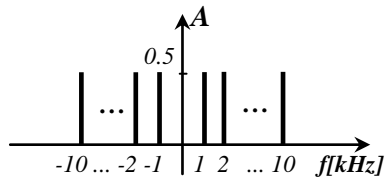


Figura S6.39.a

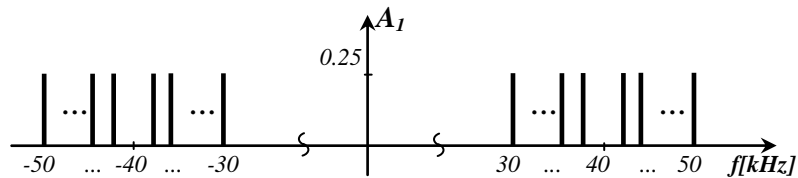


Figura S6.39.b

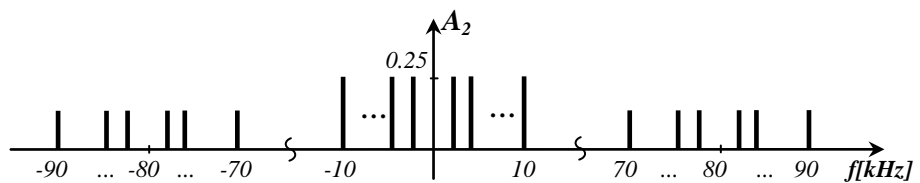


Figura S6.39.c

**S6.40.** *D.*

**S6.41.** *B și C.* După trecerea prin FTB, rămân variantele deplasate ale spectrului semnalului  $x(t)$ , între frecvențele:  $(-310, -290) \text{ Hz}$  și respectiv  $(290, 310) \text{ Hz}$ .

*Discuție varianta A:* în acest caz, în spectru ar trebui să fie prezente și impulsuri Dirac la frecvențele  $\pm 300 \text{ kHz}$ .

*Discuție varianta D:* în acest caz, spectrul semnalului modulat nu este simetric față de frecvența purtătoare  $280 \text{ kHz}$ , așa cum trebuie să fie în cazul modulației BLD.

**S6.42.** *B, C și D.* Vezi soluția S6.15. Frecvența de tăiere a FTJ poate fi oriunde în intervalul  $(180, 5820) \text{ Hz}$ .

**S6.43.** *B.* Înainte de a face orice calcule, se observă că soluțiile *A* și *D* nu pot fi corecte, deoarece spectrul unui semnal MF poate avea trei linii spectrale doar dacă

$\beta \leq 0.4$ . Linia centrală are amplitudinea  $X_p = 30$ , iar cele laterale  $\frac{\beta X_p}{2} = 3$ .

**S6.44.** *A.*

**S6.45.** *C.*

**S6.46.** *D.*

**S6.47.** *A și B.* După FTB rezultă trei componente spectrale, de aceeași amplitudine și de frecvențe  $11 \text{ Hz}$ ,  $12 \text{ Hz}$  și respectiv  $13 \text{ Hz}$ .

*Discuție varianta A:* am văzut la S6.36 că dacă semnalul modulator conține o armonică și o componentă continuă, atunci spectrul semnalului BLD conține trei

linii. Să verificăm dacă cele trei linii pot fi egale între ele:  $\frac{m}{2} X_p X_m = m X_0 X_p$ ,

plus condiția ca semnalul modulator să aibă minimul egal cu  $-1$ :  $X_0 - X_m = -1$ .

Rezultă:  $X_0 = 1$  și  $X_m = 2$ . Deci pentru acest caz particular al semnalului modulator, rezultă în spectru trei linii spectrale de aceeași amplitudine.

**S6.48.** *D.*

**NOTAȚII**

$L\{\bullet\}$	transformata Laplace
$F\{\bullet\}$	transformata Fourier
$x \otimes y$	produsul de convoluție dintre $x$ și $y$
<b>f.d.c.</b>	funcție de circuit
<b>f.d.s.</b>	funcție de sistem
<b>f.d.t.</b>	funcție de transfer
<b>BLD</b>	bandă laterală dublă
<b>BLU</b>	bandă laterală unică
<b>BLU-I</b>	bandă laterală unică inferioară
<b>BLU-S</b>	bandă laterală unică superioară
<b>DMA</b>	dublă modulație în amplitudine
<b>DMC</b>	dublă modulație în cuadratură
<b>FOB</b>	filtru oprește-bandă
<b>FTB</b>	filtru trece-bandă
<b>FTJ</b>	filtru trece-jos
<b>FTS</b>	filtru trece-sus
<b>MA</b>	modulație în amplitudine
<b>MF</b>	modulație în frecvență
<b>MP</b>	modulație în fază
<b>MPO</b>	modulație polară
<b>SALI</b>	sistem analogic liniar și invariant în timp
<b>SFA</b>	seria Fourier armonică
<b>TF</b>	transformata Fourier

---

**BIBLIOGRAFIE**

1. Gh. Cartianu, ș.a. – “*Semnale, circuite și sisteme*”, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.
2. I. Constantin – “*Semnale și răspunsul circuitelor*”, Editura Bren, București, 1999.
3. A. Mateescu, N. Dumitriu, L.Stanciu – “*Semnale și sisteme. Aplicații în filtrarea semnalelor*”, Editura Teora, București, 2001.
4. A. Mateescu, A. Șerbănescu, ș.a. – “*Semnale, circuite și sisteme. Probleme*”, Editura Militară, București, 1998.
5. I. Popescu, V.Popescu, E. Szopos, M. Țopa – “*Semnale, circuite și sisteme. Îndrumător de laborator IV*”, Editura Casa Cărții de Știință, Cluj-Napoca, 2003.
6. V. Popescu – “*Semnale, circuite și sisteme. Partea I: Teoria semnalelor*”, Editura Casa Cărții de Știință, Cluj-Napoca, 2001.
7. M. Săvescu – “*Semnale, circuite și sisteme. Probleme*”, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
8. D. Stanomir – “*Semnale analogice și transformările lor*”, Editura Athena, București, 1995.
9. M. Țopa – “*Semnale, circuite și sisteme. Partea a II-a: Teoria sistemelor*”, Editura Casa Cărții de Știință, Cluj-Napoca, 2002.