

**POFTITI IN BANCI**  
**Aplicatiile multiplicatorului**

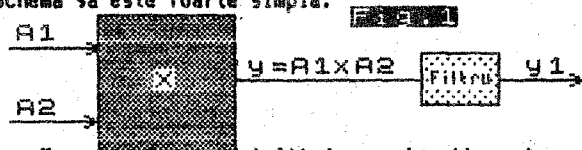
ing. Ioan Rosca

**0. Introducere**

Scopul acestui articol este de a scoate in evidenta avantajele manierei moderne de realizare a aparaturii electronice, *revolutia de stil* pe care a adus-o utilizarea circuitelor integrate. In locul unui amalgam de fapte, tipuri si speculatii (din epoca de pionierat) se dispune acum de citeva principii generale de citeva structuri constructive. Folosite nuanat, acestea stau la baza unei mari varietati de aplicatii.

Un exemplu expresiv de astfel de "cheie universală" este multiplicatorul sincron, care realizeaza in receptoarele moderne aproape toate functiile de prelucrare a semnalului.

Schema sa este foarte simpla.



Nu vom intra in detalii de constructie, deoarece multiplicatoarele cu care avem de a face sint incorporate in circuite integrate.

Pot prezenta eventual interes citeva observatii:  
 - Realizarea unui multiplicator pune mari probleme in tehnologia discreta (imperecherea tranzistoarelor, simetrizare perfecta a schemei, echilibrare termica, liniaritate). In tehnologia integratelor s-au putut satisface aceste cerinte pentru ca fazele tehnologice sint unice pentru intreaga structura a circuitului.

- Ca orice model, cel prezentat in fig.1 este idealizat, fiind valabil numai pentru o anumita clasa de semnale de intrare. Practicianul care "ataca" multiplicatorul cu semnale care nu se inscriu in gama asigurata de producator, poate avea surprize. In general distorsiunile vor apare la nivele mari si frecvente inalte.

Vom presupune in continuare ca sint satisfacute conditiile de valabilitate ale modelului din fig.1.

Deasemenea, vom presupune cunoscute notiunile elementare privind semnalul sinusoidal si prelucrarea lui. (vezi in acest sens articolul din cap. "Initieri")

Fundamentala va fi relatia trigonometrica :

$$A_1 \sin(B_1 t + C_1) \cdot A_2 \sin(B_2 t + C_2) = \frac{A_1 A_2}{2} [\cos[(B_1 - B_2)t + C_1 - C_2] - \cos[(B_1 + B_2)t + C_1 + C_2]] \quad (1)$$

si cazurile particulare :

$$\sin x \cdot \sin y = \frac{1}{2} [\cos(x - y) - \cos(x + y)] \quad (1')$$

$$\sin x \cdot \cos y = \frac{1}{2} [\cos(x + y) + \sin(x - y)] \quad (1'')$$

Reamintim ca (2)  $\sin(x + \frac{\pi}{2}) = \cos x$ ;  $\sin(x + \pi) = -\sin x$

Daca dispunem de un multiplicator sincron putem, doar prin modificarea tipului celor doua semnale

si sa producem semnale de iesire foarte interesante. In general se obtin combinatii din care componenta utila este sortata cu un filtru:

Realizam astfel :

1) modulator de amplitudine

$$A_1(t) = x(t) - \text{semnalul util}$$

$$A_2(t) = \sin \omega t \text{ purtatoarea de inalta frecventa}$$

iesirea :  $y = x(t) \sin \omega t$  - semnal modulat in amplitudine (DBL), pe care filtrul il poate transforma in BLU sau BLR

2) demodulator de amplitudine

$$A_1(t) = x(t) \sin \omega t$$

$$A_2(t) = \sin \omega t$$

$$y(t) = \frac{x(t)}{2} (1 - \cos 2\omega t) \quad (2)$$

care prelucrat cu un filtru trece jos devine  $y_1 = \frac{x(t)}{2} \quad (2')$

3) detector de nivel (pentru un semnal nemodulat in amplitudine)

$$A_1(t) = N \sin \omega t$$

$$A_2(t) = \sin \omega t$$

$$y(t) = \frac{N}{2} (1 - \cos 2\omega t) \quad (3)$$

de unde dupa FTJ:  $y_2 = \frac{N}{2} \quad (3')$

4) detector de faza

$$A_1(t) = \sin \omega t$$

$$A_2(t) = \cos(\omega t + \varphi)$$

$$y(t) = \frac{1}{2} [\sin \varphi + \sin(2\omega t + \varphi)] \quad (4)$$

care devine dupa FTJ:  $y_1 = \frac{1}{2} \sin \varphi = (\text{aprox.}) \frac{\varphi}{2} \quad (4')$

5) mixer (translator de frecventa)

$$A_1(t) = x(t) \sin \omega_1 t$$

$$A_2(t) = \sin \omega_2 t$$

$$y(t) = \frac{x(t)}{2} [\cos(\omega_2 - \omega_1)t - \cos(\omega_2 + \omega_1)t] \quad (45)$$

de unde un filtru de banda reglat pe  $\omega_i = \omega_2 - \omega_1$  va extrage:

$$y(t) = \frac{x(t)}{2} \cos \omega_i t$$

6) detector de faza si frecventa :

$$A_1(t) = \sin \omega_1 t$$

$$A_2(t) = \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$$

$$y(t) = \frac{1}{2} [\cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi] - \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_2]] \quad (5)$$

$$\text{si dupa FTJ: } y_1(t) = \frac{1}{2} [\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_2]] \quad (6')$$

(7) detector de faza si amplitudine

$$A_1(t) = N \sin(\omega_1 t + \varphi)$$

$$A_2(t) = \cos \omega_1 t$$

$$y(t) = \frac{N}{2} [\sin \varphi + \sin(2\omega_1 t + \varphi)] \quad (7)$$

si dupa FTJ:  $y_1(t) = \frac{N}{2} \sin \varphi \quad (7')$

8) detector de coincidenta (pt. semnale nesinusoidale)

9) detector de frecventa - folosind transformarea modulatiei de frecventa in modulatie de faza, urmata de detectia fazei - vezi punctul 4

10) bucla PLL - asociind detectorului de faza si frecventa - vezi punctul 6 - cu un circuit de controlare a oscilatorului care trebuie calat.

11) demodulator in cuadratura - utilizind doua demodulatoare de amplitudine - vezi punctul 1 - atacate pe o cale de semnalul modulat in cuadratura si pe cealalta cale cu o oscilatie in faza si respectiv la 90 grade fata de purtatoarea :

$$A_1(t) = x_1(t) \sin \omega t + x_2(t) \cos \omega t$$

$$A_2(t) = \sin \omega t \quad A_2'(t) = \cos \omega t$$

$$y_2(t) = A_1 A_2 = \frac{x_1(t)}{2} [1 - \cos 2\omega t] + \frac{x_2(t)}{2} \sin 2\omega t \quad (8)$$

si dupa FTJ:  $y_2'(t) = \frac{x_1(t)}{2} \quad (8')$

$$y_2(t) = A_1 A_2' = \frac{x_1(t)}{2} \sin 2\omega t + \frac{x_2(t)}{2} (1 + \cos 2\omega t) \quad (9)$$

si dupa FTJ:  $y_2'(t) = \frac{y_2(t)}{2} \quad (9')$

5-ar putea ca formulele de mai sus sa va produca o anumita iritare. Atentie insa ! Ele sint suficiente pentru intelegerea unui numar impresionant de etaje.

Sintem pe deplin rasplatiti pentru efortul de a asimila o singura formula de trigonometrie (1), celelalte nefiind altceva decit particularizari. Astfel, daca analizam schema bloc a televizorului Cromatic (vezi fig.2) si a tunerului Electronica (vezi fig.3) remarcam prezenta a 19 (!) multiplica-

toare (x) care fac prelucrarile cheie ale semnalelor (pe linga amplificatoarele A si filtrele F si restul blocurilor oscilatoare O, defazoare D, etaje diverse E). Pe figura am semnalat si tipul de aplicatie folosit in etajul respectiv.

Sper ca analiza figurilor face interesanta continuarea lecturii acestui articol, in care vor fi facute comentarii mai detaliate.

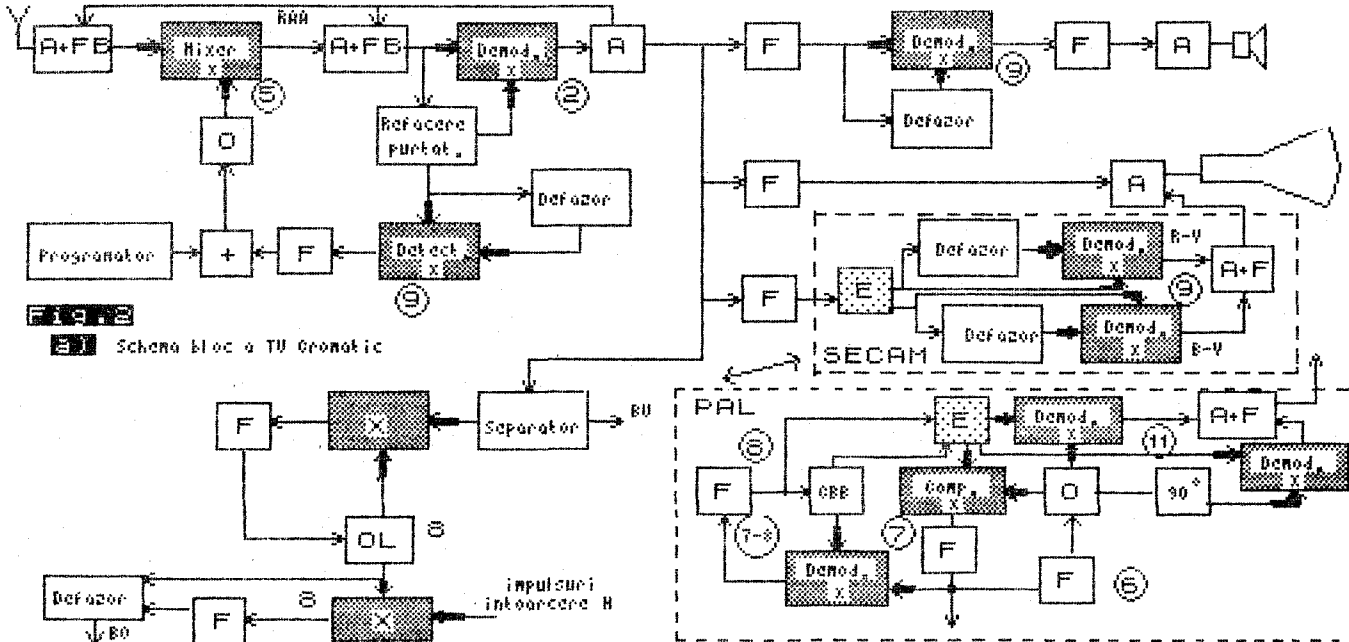


Fig.2 Schema bloc a TV Cromatic

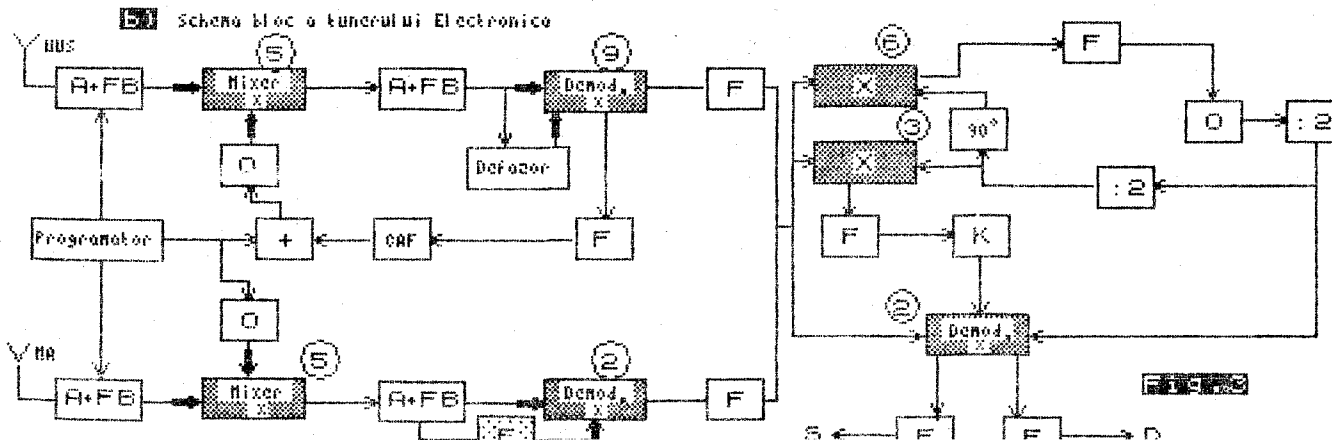
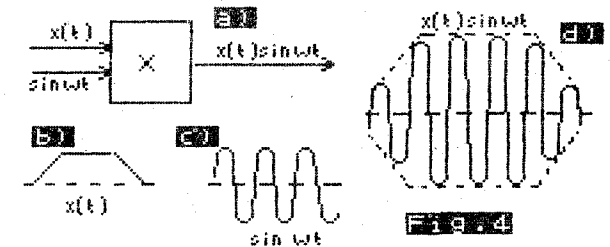


Fig.3 Schema bloc a tunerului Electronica

1. Modulator in amplitudine



Acest tip de modulare este denumit (oarecum impropriu): "fara purtatoare". Este avantajos energetic si, atit timp cit semnalul x(t) are semn constant, semnalul MA poate fi demodulat cu ajutorul unui simplu detector de anvelopa.

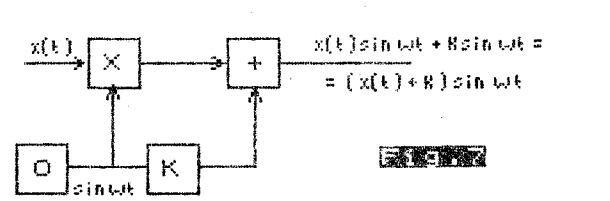
Daca insa x(t) are schimbari de semn (cazul sunetului si al semnalelor diferenta de culoare) semnalul MA nu mai poate fi demodulat corect cu un detector de anvelopa. In figura 5 este ilustrata distorsiunea care ar apare in acest caz (se obtine x(t) redresat):



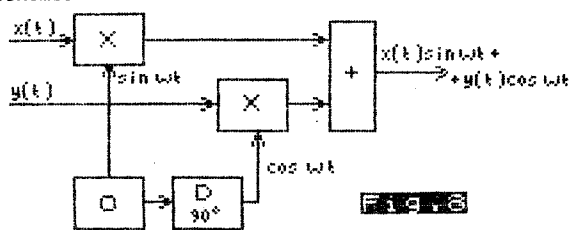
Solutia este utilizarea unui demodulator sincron, care permite refacerea corecta a lui x(t) (vezi pt.2) O alta solutie este translarea lui x(t) pentru a se obtine un semnal x1(t)=x(t)+k, cu semn pozitiv, care se va preta la o demodulare de anvelopa (fig.6)



Pentru a se obtine acest efect se foloseste metoda modularii "cu purtatoare" (fig.7)



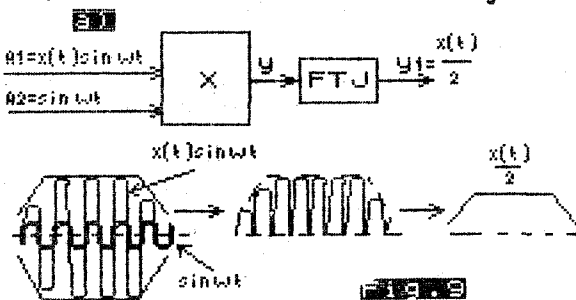
Modularea "in cuadratura" consta intr-o dubla modulare, urmata de insumarea rezultatelor conform schemei :



Subliniem importanta formulei trigonometrice :  
 $(10) x(t)\sin \omega t + y(t)\cos \omega t = \sqrt{x(t)^2 + y(t)^2} \sin(\omega t + \varphi)$   
 care ne indica faptul ca modularea in cuadratura este echivalenta cu o dubla modulare: de amplitudine si de faza, a aceleiasi purtatoare. Asadar cele doua informatii vor ocupa, dupa modulare, aceeasi gama spectrala ! Separarea lor va crea probleme speciale (vezi demodulatorul de cuadratura si dispozitivul Bruch).

## 2. Demodulator de amplitudine

Schema si mecanismul sint redati in fig.9:



Observatii :

- 1) Semnalul de la iesirea multiplicatorului contine, pe langa semnalul util si un semnal cu frecventa dubla fata de purtatoare. Acesta este eliminat cu ajutorul filtrului trece jos.
- 2) Pentru ca demodularea sa aiba loc fara distorsiuni este **absolut necesara** realizarea sincronismului intre sinusoida folosita la demodulare si cea pe care soseste semnalul MA !

Sa presupunem ca exista o defazare , asadar  
 $A = \sin(\omega t + \varphi)$ ;  $A_1 = x(t)\sin \omega t$   
 Se obtine la iesirea multiplicatorului :

$$y(t) = \frac{x(t)}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] \quad (11)$$

$$\text{si dupa FTJ: } y_1(t) = \frac{x(t)}{2} \cos \varphi \quad (11')$$

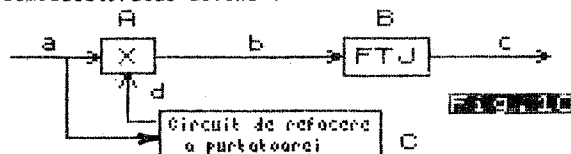
Relatia (11') sugereaza citeva idei interesante:  
 - semnalul de iesire va fi tot mai atenuat pe masura cresterii defazajului spre 90grd. =  $\frac{\pi}{2}$

$$(\cos \varphi = 1; \cos \frac{\pi}{2} = 0)$$

- iesirea va deveni chiar nula pentru  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  adica in cazul atacului "in cuadratura", cu  $\cos \omega t$ . Aceasta remarca este esentiala pentru intelegerea demodulatorului de cuadratura !

- pentru variatii ale lui  $\varphi$ , iesirea va varia si ea. Putem utiliza acest fapt pentru a transforma schema intr-un detector de faza ! Pentru ca tensiunea de iesire sa fie realmente proportionala cu faza, trebuie sa facem un defazaj suplimentar de (cuadratura) :  
 $A_2 = \cos(\omega t + \varphi) = \sin(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2})$  (12)  
 obtinind:  $y_1(t) = \frac{x(t)}{2} \sin \varphi = (\text{aprox.}) \frac{x(t)}{2} \varphi$   
 - daca in (11') :  $x(t)$  este constant, se obtine un detector de nivel si in acelasi timp de faza.

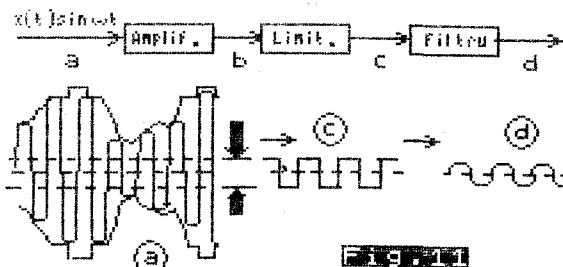
3) Cerinta de sincronizare reprezinta principalul punct delicat al acestui tip de demodulator. Sint folosite in acest scop "circuite de refacere a purtatoarei" astfel incit schema completa a demodulatorului devine :



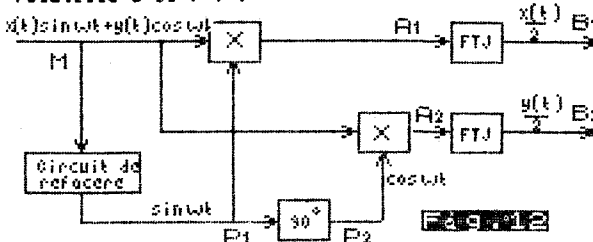
Refacerea purtatoarei in perfect sincronism nu poate fi facuta (in mod evident), decit utilizind o informatie din semnalul receptionat.

Variante :

- oscilator local, calat cu bucla PLL. Informatia de referinta pentru bucla este transmisa astfel, incit sa poata fi separata in timp (ex: burstul in PAL pe intervalul de intoarcere) sau in frecventa (ex: semnalul pilot pe 19KHz pentru emisiunile stereo)
- purtatoarea refacuta prin eliminarea modularii (amplificare, limitare si filtrare) - folosita la demodulatorul de FI-TV. Figura 11 surprinde principiul acestui tip de refacere :



4) Demodulatorul de cuadratura reuseste separarea celor doua informatii pe baza observatiei 2. Schema din fig.12 surprinde modul ingenios in care ea este folosita (vezi calculele de la capitolul 0 - relatiile 8 si 9) :



Asadar fiecare din cele doua demoduloare este sensibil la purtatoarea in faza, livrand (dupa filtrare) tensiune nula pentru semnalul modulat in cuadratura.

Spectaculos...dar foarte delicat ! De aceasta data, efectul unei eventuale erori de faza este mai grav decit cel redat in formula (11'). El poate fi dedus urmarind calculele : (la aparitia defazajului )  
 $A_1 = x(t)\sin \omega t - \sin(\omega t + \varphi) + y(t)\cos \omega t \cdot \sin(\omega t + \varphi) =$

$$= \frac{x(t)}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] + \frac{y(t)}{2} [\sin \varphi + \sin(2\omega t + \varphi)]$$

Deci:  $B_1 = \frac{x(t)}{2} \cos \varphi + \frac{y(t)}{2} \sin \varphi$   
 si la fel se obtine:  $B_2 = \frac{y(t)}{2} \cos \varphi - \frac{x(t)}{2} \sin \varphi$

Asadar, pe langa atenuarea in raportul  $\cos \varphi$  a semnalelor utile, apare un fenomen si mai neplacut : amestecul informatiilor de pe cele doua canale ! (diafotie). Pretentiile de sincronism vor fi deci mai mari  
 Aplicatia 1 : Demodulatorul din FICC - TV

Are schema din fig. 10 si principiul de refacere a purtatoarei prezentat in fig.11.

Purtatoarea are frecventa de 38 MHz (TVAN, Elcrom) sau 38,9 MHz (Telecolor, Cromatic) conform standardului OIRT, respectiv CCIR.

Semnalul videocomplex  $x(t)$  este prelucrat de un filtru de frecventa intermediara cu caracteristica speciala (FSC) care, printre altele, elimina distorsiunile pe care le-ar produce in lipsa lui, demodularea semnalului receptionat - cu benzi laterale asimetrice.

**Exercitiu** Folosind schema bloc : din fig.10, identificati blocurile A,B,C si punctele a,b,c,d, pe schema TV SCI, TV Telecolor, TV Cromatic si TV Elcrom

**Observatie :** Acelasi principiu este folosit si pentru demodularea semnalului de frecventa intermediara pe MA-la Tuner-ul Electronica (in interiorul CI TDA1046)

**Aplicatia 2 :** Demodulatorul stereo (Tuner, RCS002)

In stereofonie, cele doua canale S si D formeaza semnalele  $A=S+D$  si  $B=S-D$ , care se transmit (pentru compatibilitate cu varianta monofonica) impreuna: A in banda de baza (0-15 KHz), B prin modulare BLU cu o purtatoare de 38 MHz. In plus este transmis un semnal pilot de 19 KHz, pentru sincronizare.

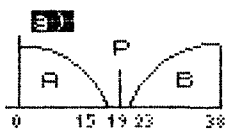


Fig. 13

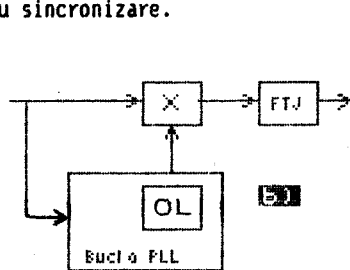


Fig. 10

Decodorul stereo trebuie asadar sa demoduleze informatia canalului B, cu ajutorul unei purtatoare de 38 KHz, sincronizata cu ajutorul pilotului. Refacerea purtatoarei se face de aceasta data cu ajutorul unui oscilator local, calat de o bucla PLL (compara cu fig.11).

In schemele RCS002 si Tuner, circuitul descris este incorporat in CI BA 758 (decodorul stereo).

**Aplicatia 3** Demodulatorul de cuadratura ("pre-PAL")

Revenim la schema din fig.12 precizind ca :

$x(t)$  - este semnalul de culoare (R-Y) ponderat

$y(t)$  - este semnalul de culoare (B-Y) ponderat

$\omega_p$  - frecventa purtatoarei de crominanta

Conform observatiei 4, se impuneo grija deosebita pentru refacerea purtatoarei, orice defazaj producind diafotie, si implicit perturbarea nuanțelor.

Si in acest caz se foloseste un oscilator local pe frecventa  $\omega$ , de buna calitate. Nu mai dispunem insa de posibilitatea separarii "spectrale" a semnalului de sincronizare ("burstului") ci se utilizeaza o poarta in timp (5 din cele 12 microsec. ale perioadei de intoarcere linii contin salva de sincronizare).

In ciuda folosirii buclei PLL pentru refacerea purtatoarei, nu au putut fi evitate defazajele parazite introduse chiar pe calea directa (distorsiuni de faza diferentiale).

Asadar, desi spectaculos, principiul demodularii in cuadratura nu este capabil, fara anumite perfectionari, sa asigure eliminarea efectelor defazajelor parazite. Perfectionarea adusa in sistemul PAL este folosirea unui dispozitiv de separare a informatiilor de culoare inaintea atacarii demodulatoroalelor ("furca PAL" - fig.14)

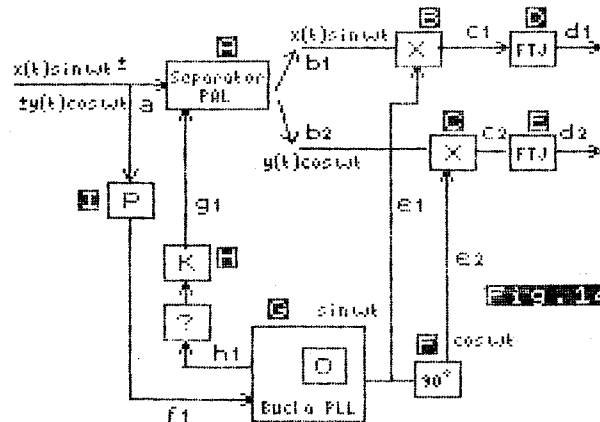


Fig. 14

Dispozitivul separator este realizat cu ajutorul unei linii de intirziere. Schema demodulatorului revine la cazul banal, virtutile "demodulatorului de cuadratura" nemaifacindu-se simtite decit la aparitia unor erori.

Separarea burst-ului este facuta cu ajutorul unei porti. Se realizeaza astfel calarea O.L. Functionarea corecta a separatorului de cai pretinde insa o comutare suplimentara, de la linie, a semnelui semnalului  $y(t)$ .

Pentru a anihila aceasta comutare, este folosit comutatorul K, care trebuie la rindul lui sincronizat

in faza cu informatia liniei receptionate. Pentru a se da posibilitatea acestei sincronizari (identificare PAL) burstul este si el transmis cu faza alternanta, de la linie la linie. (+135grd. pentru liniile +y si -135 grd. pentru cele cu -y).

**Exercitiu :** Pe schema decodorului TV Telecolor, identificati blocurile si punctele din figura 14.

3. Detector de faza si de coincidenta

Am remarcat deja sensibilitatea multiplicatorului la defazajul semnalelor de intrare si modul cum acest lucru poate fi utilizat pentru realizarea detectoarelor de faza :



Fig. 15

Reamintim citeva valori :

$\varphi$	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	$\pi$	$5\pi/4$	$3\pi/2$	$7\pi/4$	$2\pi$
	0	45	90	135	180	225	270	315	360
sin	0	0,71	1	0,71	0	-0,71	-1	-0,71	0
cos	1	0,71	0	-0,71	-1	-0,71	0	0,71	1

Remarcati ca detectorul livreaza la iesire o tensiune proportionala cu defazajul dintre semnalul in cuadratura cu cel de referinta (A2) si cel din intrarea A1 si aceasta numai pentru defazaje mici, care permit aproximarea  $\sin \varphi \approx \varphi$

Daca semnalele de atac nu sint sinusoidale, multiplicatorul poate lucra analog, furnizind o tensiune "de coincidenta" adica dependenta de pozitia in timp dintre cele doua intrari.

**Aplicatia 4** Identificare in PAL

Revenim la problema sincronizarii comutatorului din fig.14 cu ajutorul alternarii fazei burstului.

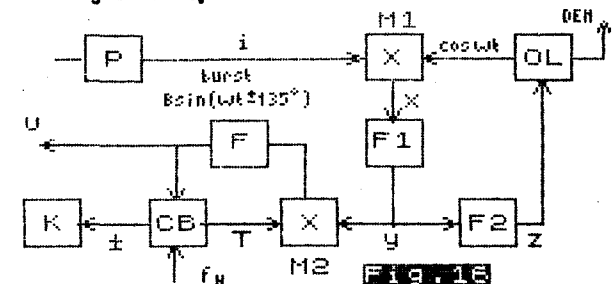
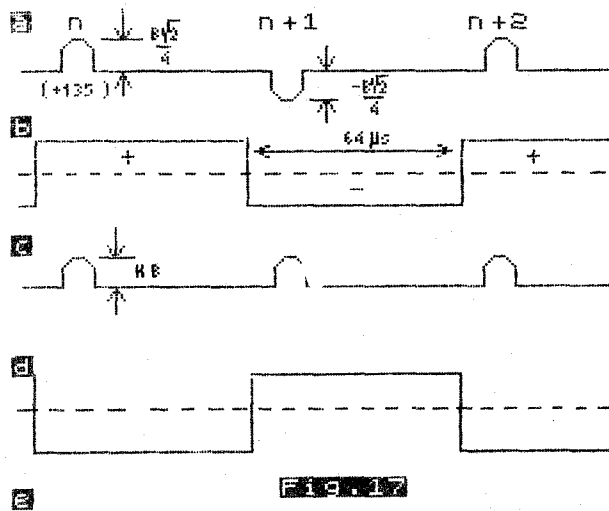


Fig. 16

Semnalul PAL receptionat este:  
 linia n:  $x(t)\sin \omega t + y(t)\cos \omega t + B\sin(\omega t + 135^\circ)$   
 linia n+1:  $x(t)\sin \omega t + y(t)\cos \omega t + B\sin(\omega t - 135^\circ)$

Vom presupune realizata sincronizarea oscilatorului PAL. In aceste conditii multiplicatorul sincron M1 care echipeaza bucla PLL lucreaza ca detector de faza pe linia n:  $x = \frac{B}{2} \sqrt{\frac{2}{2}} [\sin 135^\circ + \sin(2\omega t + 135^\circ)]$   
 deci  $Y_n = \frac{B}{2} \sqrt{\frac{2}{2}}$   
 pe linia n+1:  $x = \frac{B}{2} \sqrt{\frac{2}{2}} [\sin(-135^\circ) + \sin(2\omega t + 135^\circ)]$   
 deci  $Y_{n+1} = -\frac{B}{2} \sqrt{\frac{2}{2}}$   
 Asadar, trenul de impulsuri Y are aspectul a - fig.17



El are polaritatea alternanta si nivelul dependent de cel al burstului.

Pentru comanda comutatorului K, din doua in doua linii, se foloseste un circuit bistabil sincronizat in frecventa cu ajutorul impulsurilor de sincro linii. In ceea ce priveste faza sa, exista ambele

posibilitati: sa fie corecta (fig.17b) sau inversa celei necesare unei bune demodulari (fig.17d). Intra acum in joc detectorul de coincidenta, realizat cu multiplicatorul M2. Multiplicand semnalele a si b el livreaza trenul de impulsuri pozitive c) din care se obtine prin filtrare o tensiune pozitiva. Schema este astfel realizata, incit in acest caz nu este perturbata functionarea bistabilului (a fost detectat sincronismul).

Daca fazarea este gresita, multiplicandu-se

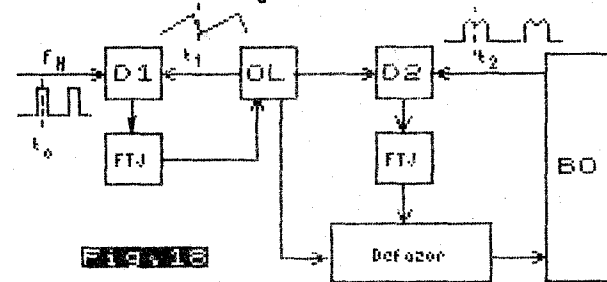
semnalele b) si d) se obtine trenul de impulsuri din e) din care se formeaza prin filtrare o tensiune negativa. Aceasta la rindul ei va comanda stabilirea fazarii corecte a bistabilului.

**Exercitiu:** Identificati schema din fig.16 - pentru cazul concret al decodurului TV Cromatic

**Aplicatia 5 Sincronizarea baleiajului orizontal**

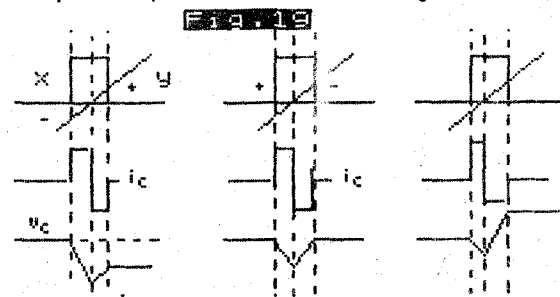
Pentru a se realiza un baleiaj orizontal corect, in concordanta cu emisiunea se utilizeaza un oscilator local, calat cu o bucla PLL, care foloseste ca referinta impulsul de sincro linii separat de restul semnalului receptionat.

La baza circuitului PLL sta un detector de coincidenta (D1 in fig.18):



Desi bucla cu M1 reuseste sa asigure coincidenta momentelor  $t_0$  si  $t_1$ , ea nu asigura automat si suprapunerea lui  $t_0$  peste  $t_2$  (adevaratul scop al etajului). Aceasta deoarece de la oscilator la bobinele de deflexie apar defazaje variabile.

Pentru suprapunerea lui  $t_1$  (si implicit  $t_0$ ) peste  $t_2$ , este folosit detect.de coincidenta D2. Tens. livrata de acesta depinde de decalajul sesizat si actioneaza prin intermediul defazorului in sensul reducerii lui. **Observatie:** Blocurile de coincidenta D1 si D2 au o functionare mai complexa decit a unui simplu multiplicator, asa cum se vede in fig.19:



Curentul generat de blocul detector are semnul egal cu produsul semnelor semnalelor comparate: x si y. El incarca un condensator exterior la o tensiune a carei valoare va depinde de decalajul intre x si y.

Am inclus totusi aceasta aplicatie printre exemplele de multiplicare efectiva pentru a se sesiza asemanarile de principiu.

**Aplicatia 6 Detectoare de faza in comutatie**

Poate fi dificil pentru cineva obișnuit să realizeze un multiplicator lucrind in regim sinusoidal sa sesizeze legatura cu cazul semnalelor periodice nesinusoidale. In acest sens este bine sa ne reamintim ca un semnal periodic are o descompunere spectrala:

$$x(t) = A_0 + A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + A_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots$$

(componenta continua + fundamentala + armonici)

Inmultind acest semnal cu un altul cu aceeași perioada, deci cu un spectru analog:

$$y(t) = B_0 + B_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + B_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots$$

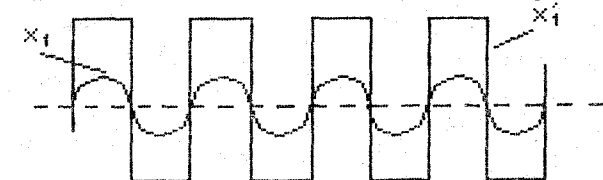
se vor obtine diverse combinatii de frecvente.

Filtrul trece jos de la iesirea multiplicatorului va sorta insa din acest amalgam doar semnalele de foarte joasa frecventa, un rol preponderent jucindu-l in conditii normale combinatia:

$$A_1 \sin(\omega t + \varphi_2) B_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \rightarrow \frac{A_1 B_1}{2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$$

In astfel de cazuri lucrurile se vor petrece ca si cum comparatia s-ar face numai intre fundamentale.

Aceasta remarca ne permite sa intuim de exemplu de ce inlocuirea semnalului  $x_1$  cu  $x_1'$  (in fig. 20):

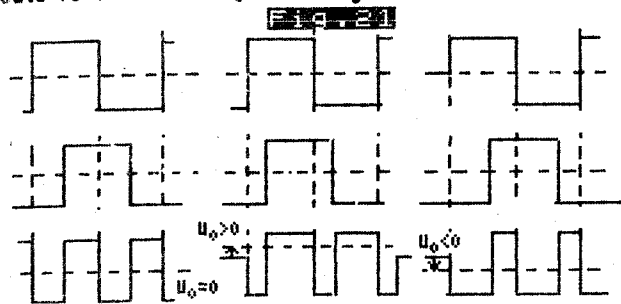


la o intrare a unui multiplicator, folosit ca detector de faza sau de frecventa, nu va afecta functionarea corecta a etajului.

Multiplicatoarele din circuitele integrate lucreaza deseori in acest regim (vezi de ex. demodulatorul de sunet din TAA 661). Amplificarea pina la limitare a semnalului nu perturba demodularea corecta de faza. Din contra, ea permite eliminarea unor modificari parazite a amplitudinii, fata de care

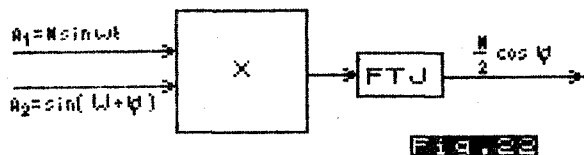
multiplicatorul sincron nu este protejat.

Daca ambele semnale sint dreptunghiulare se ajunge la un "detector de faza in comutatie", care poate fi inteles cu ajutorul fig. 21



#### 4. Detectorul de nivel

Are schema :



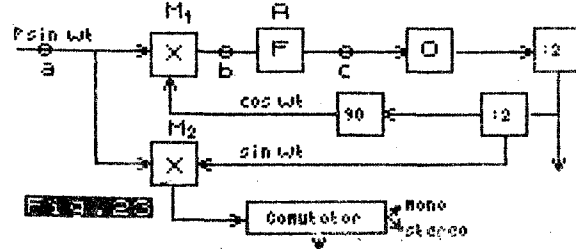
profitind de sensibilitatea multiplicatorului fata de amplitudinea semnalelor de intrare.

Semnalul A1 este nemodulat in amplitudine, nivelul sau depinzind de conditiile de receptie (ex: burstul, semnal MF etc). A2 este obtinut cu ajutorul unui oscilator local, presupus sincronizat in frecventa.

Eficacitatea detectiei va fi cu atit mai buna, cu cit valoarea lui φ este mai aproape de 0 (cos = 1)

Aplicatia 7 Detectorul de comanda a comutatorului stereo - mono.

In cazul receptionarii unui semnal stereo necorespunzator (sau mono), trebuie eliminata demodularea de tip stereo, care va produce distorsiuni (canalul B va fi cel afectat).



Semnalul pilot de 19 KHz are amplitudinea dependenta de nivelul de receptie. El ataca multiplicatorul M1, impreuna cu semnalul de 19 KHz furnizat (prin divizare) de la oscilatorul local. In plus, semnalul generat intern este defazat cu 90°. Acest regim de lucru, optim pentru o detectie de faza este impropriu pentru o detectie de amplitudine.

De aceea detectorul de nivel, realizat cu multiplicatorul M2 lucreaza faza, asigurandu-se eficacitatea maxima a detectiei!

Exercitiu : Gasiti blocul A si pinii ,b,c, din fig.23 pe schema tunerului.

Aplicatia 8 RAA culoare PAL

Revenim la fig.16, care explica formarea trenului de impulsuri din fig. 17 c (in cazul sincronismului si identificarii realizate).

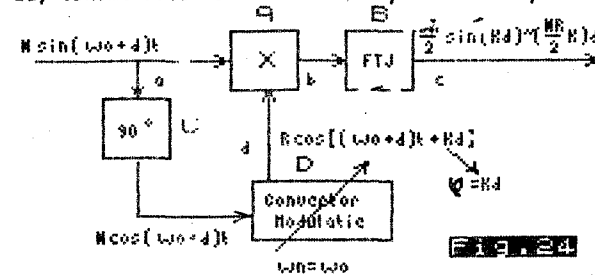
Reamintim ca burstul are amplitudinea B constanta. Nivelul sau va reflecta asadar conditiile de receptie a culorii. Dupa prima multiplicare s-a obtinut (fig.17a) un tren de impulsuri proportionale cu B. La fel pentru multiplicarea cu M2 - iesirea c fiind asadar dependenta de nivelul burstului.

De aceea, tensiunea continua U, (fig.16) obtinuta prin filtrarea semnalului 17c urmareste nivelul de receptie a cu orii, putind fi utilizata pentru reglajul amplificarii crominantei si pentru comanda de blocare a culorii (in cazul receptiilor necorespunzatoare).

Exercitiu : particularizati pe schema decodorului Elcrom

#### 5 Detectorul de frecventa

Daca folosim un circuit care sa transforme deviatii de frecventa d in deviatii proportionale de faza, schema detectorului de faza poate fi completata :



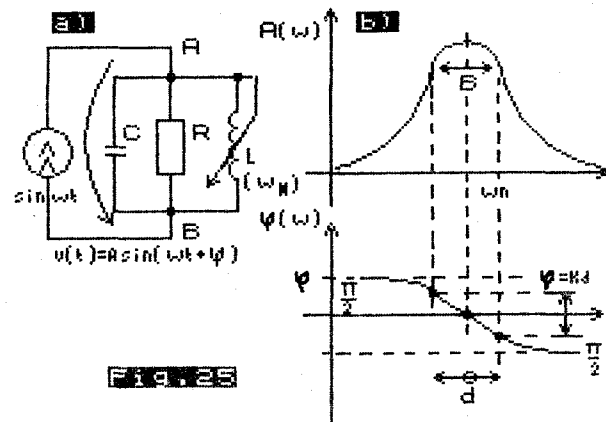
astfel incit semnalul de iesire sa fie proportional cu sinusul defazajului, deci aproximativ cu defazajul, care la rindul sau depinde de deviatia de frecventa d.

Observatii :

1) Pentru ca detectorul de faza sa lucreze normal, trebuie folosita o defazare suplimentara de la calea defazata

2) Tensiunea de iesire U este efectiv proportionala cu deviatia d a frecventei, numai daca transformarile  $d \rightarrow \varphi$  si  $\varphi \rightarrow u$  sint liniare. Aceasta inseamna insa o zona limitata de variatie pentru d. In afara acestei plaje convertorul de modulatie nu mai lucreaza linear si relatia  $\sin =$  isi pierde valabilitatea.

3) Convertorul de modulatie se bazeaza de obicei pe caracteristica faza - frecventa a unui circuit RLC. De ex.circuitul RLC paralel atacat in curent, raspunde

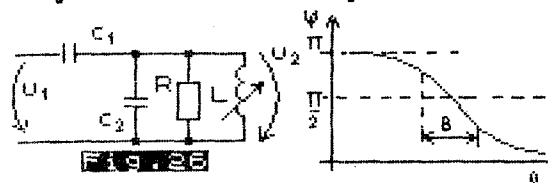


Remarcati modul de variatie a caracteristicii faza-frecventa in jurul valorii de rezonanta : deviatii de frecventa vor produce deviatii proportionale de faza.

Este de dorit ca variatia de amplitudine (vezi caract. de amplitudine) sa fie in acest timp cit mai redusa, pentru ca, asa cum se poate observa din fig.24, detectorul este sensibil si la aceste variatii.

4) Deseori celula tip , care realizeaza in acelasi timp conversia de modulatie si defazajul suplimentar

de 90 grd. are structura din figura 26 :



5) Nu trebuie sa credem ca pe calea defazata semnalul si-a pierdut deviatia de frecventa (vezi fig.24). El are insa o deviatie de faza, suplimentara.

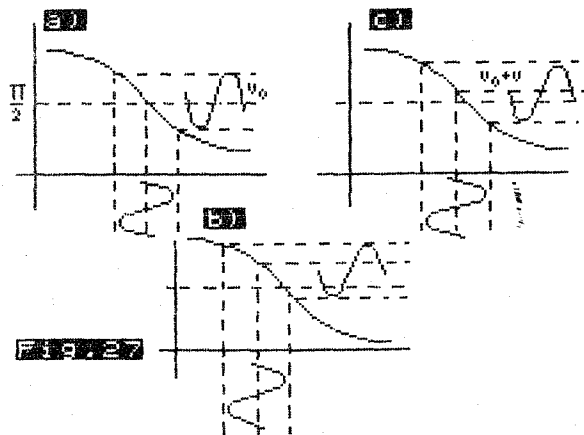
6) Pentru o functionare corecta a schemei, este foarte importanta realizarea coincidentei dintre frecventa de rezonanta a filtrului RLC si valoarea frecventei de referinta  $\omega_n = \omega_0$  (vezi fig. 27). In acest scop, sint prevazute elemente de reglaj.

#### Aplicatia 9 Demodularea sunetului TV

Sunetul este transmis in televiziune prin modularea in frecventa a purtatoarei de 6,5 MHz (OIRT) sau 5,5 MHz (CCIR). Demodulatorul are schema din figura 24, utilizind un convertor de modulatie ca in fig. 26

Exercitiu : Particularizati elementele figurilor 24 si 26 pe schema modulelor de sunet la TV SCI, Telecolor, Cromatic, Elcrom

Observatii 1) Pentru receptia bistandard se foloseste un filtru dublu selectiv ca celula convertoare de modulatie. El asigura o demodulare corecta pentru ambele zone de interes.



2) O usoara dereglare a frecventei de nul a filtrului RLC este permisa deoarece pe calea de sunet, componenta medie a semnalului nu are efecte. Totusi, daca diferenta creste, demodularea iese din zona liniara, producindu-se distorsiuni (vezi fig.27 -c)

3) Orice variatie a amplitudinii semnalelor multiplicata se transmite la iesirea detectorului. Din acest motiv se utilizeaza amplificarea prealabila a semnalului MF, pina in limitare. Multiplicatorul lucreaza acum in regim de comutatie (vezi aplicatia 6)

Aplicatia 10 Demodularea culorii - SECAM  
In SECAM, semnalele (R-Y) si (B-Y), dupa ce sufera anumite prelucrari, (devenind DR si DB) moduleaza in frecventa doua purtatoare de valori diferite (4,2 si respectiv 4,4 MHz).

Pentru demodulare se foloseste un circuit cu aceeaasi schema ca la aplicatia 9 (fig.24 si 26). Ca exercitiu - puteti cauta elementele concrete pentru decodorul televizorului Telecolor.

Ramin valabile si observatiile precedente cu o deosebire : situatia unui dezacord al filtrului RLC este acum mult mai separatoare (vezi fig.27 b), deoarece deriva componentei continue pe calea respectiva (rosu sau albastru) inseamna o dereglare a echilibrului care asigura fidelitatea redarii nuanțelor. Se cere deci un reglaj exact (fig. 27a).

#### Aplicatia 10 CAF la TV Cromatic si Elcrom

Buclea de CAF are ca parte principala detectorul de frecventa. La TV Cromatic si Elcrom acesta este realizat pe principiul descris anterior.

Exercitiu : Gasiti corespondentele fig.24 - 26 cu schemele respective.

Si de aceasta data un reglaj necorespunzator al punctului de nul al detectorului este inacceptabil : el produce functionarea buclei de CAF in sensul dezacordarii televizorului.

Aplicatia 11 Demodulatorul de frecventa si CAF -ul la Tuner

- Sensibilitatea detectorului la :
- deriva de frecventa  $\omega_i = \omega_0$
  - fluctuatia frecventei (semnalul util), surprinsa in fig.27 b este folosita ingenios : semnalul de iesire are :
  - o componenta continua - utila buclei de CAF

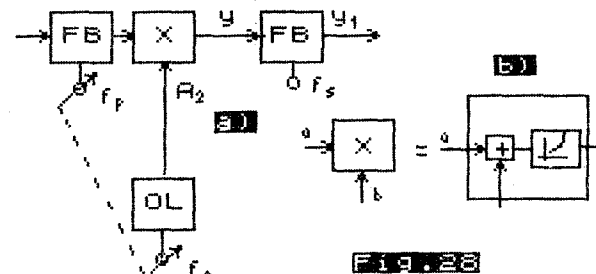
- o componenta alternativa - sunetul  
Dezacordurile importante produc distorsionarea sunetului, dar in acelasi timp o tensiune de corectura, pe care o poate folosi bucla de CAF pentru reabordare !

Exercitiu : Cautati corespondentele cu schema Tuner-ului

#### 6. Mixarea. Superheterodina.

Atacind multiplicatorul cu semnalele :

- $A1 = x(t) \sin \omega_p t$   
(postul receptionat pe frecventa lui purtatoare)  
 $A2 = \sin \omega_0 t$  (furnizat de un oscilator local), obtinem



$$y(t) = \frac{x(t)}{2} [\cos(\omega_0 - \omega_p)t - \cos(\omega_0 + \omega_p)t]$$

Se regleaza frecventa oscilatorului local astfel incit sa se asigure conditia de superheterodina :

$$\omega_0 - \omega_p = \omega_i$$

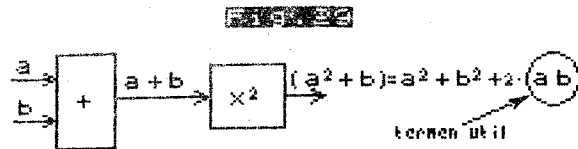
In acelasi timp filtrul selectiv de la iesirea multiplicatorului are frecventa centrala  $f_s = f_i$ .  
Obtinem:  $Y_1 = \frac{x(t)}{2} \cos(\omega_0 - \omega_p)t = \frac{x(t)}{2} \cos \omega_i t$

Asadar s-a reusit trecerea semnalului pe frecventa intermediara, de pe care va putea fi demodulat cu acuratete.

#### Observatii

1) Mixerele din aparatura noastra nu folosesc un multiplicator propriu-zis. Schema lor este insa cea din fig.28, avind la baza multiplicarea semnalelor de la intrare si de la oscilator, singura capabila sa efectueze translaarea de frecventa dorita !

Realizarea multiplicarii se face inasa indirect, ca efect secundar, produs de suprapunerea a doua semnale pe caracteristica unui element nelinier ("batai"). Fig. 29 surprinde esenta acestui proces in cazul simplu al aplicarii sumei semnalelor pe un element patrat.



Daca semnalele insumate (da unde si expresia improprie "mixer aditiv") sint aplicate intrarii unui etaj cu un tranzistor bipolar (sau dioda), neliniaritatea este mai complexa (exponentiala), semnalul de iesire avind pe linga componenta utila (produsul) si multe altele, care pot perturba functionarea. (fig.28b)

2) Eliminarea semnalelor perturbatoare, stabilizarea frecventei OL, asigurarea unei bune alinieri intre filtrul selectiv de intrare si cel care stabileste frecventa oscilatorului local vor face subiectul unui alt articol.

**Aplicatia 12 (exercitiu):** Gasiti corespondentele dintre schema de principiu din fig.28 si schema electrica a superheterodinei TV si radio la : TV 3CI, Telecolor, Cromatic, RCS001, Tuner.

### 7. Bucla PLL

Putem folosi dependenta iesirii multiplicatorului de pozitia in timp dintre cele doua semnale care il ataca, intr-o bucla de calare in faza si in frecventa

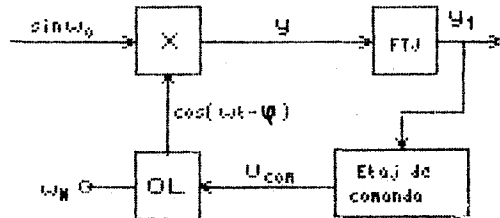


Fig. 29

$$\text{Avem: } y = \frac{1}{2} [\sin[(\omega - \omega_0)t + \varphi] + \sin[(\omega + \omega_0)t - \varphi]]$$

$$\text{si dupa FTJ: } y_1 = \frac{1}{2} \sin[(\omega - \omega_0)t + \varphi]$$

Filtrul trece jos va permite trecerea acestei tensiuni pulsatorii catre etajul de comanda a frecventei oscilatorului numai daca deviatia se incadreaza in gabaritul sau. Dupa un anumit regim tran-

zitoriu, bucla PLL reuseste sa fortazeze oscilatorul sa lucreze pe frecventa  $\omega_0$  - a semnalului de sincronizare cu ajutorul unei tensiuni de comanda  $U_{com}$ .

$U_{com}$  - este obtinuta in aceasta situatie (dupa sincronizarea de frecventa) cu ajutorul unui decalaj rezidual de faza, tensiunea  $y_1$  devenind :

$$y_1 = \frac{1}{2} \sin \varphi \quad \text{asadar:}$$

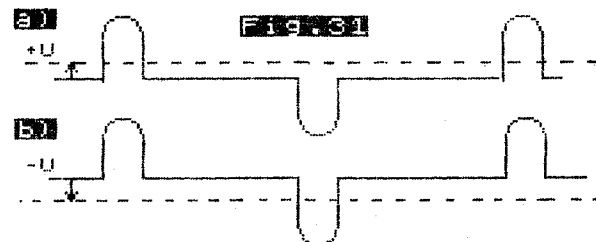
$U_{com} = K \cdot y_1 = K' \varphi$ , deci tensiunea de comanda depinde de deviatia finala de faza intre intrarile multiplicatorului. Atentie ! Putem fi tentati sa consideram ca, prin interventia buclei PLL, defazajul final se anuleaza. Aceasta insa ar insemna anularea tensiunii care comanda corectarea frecventei oscilatorului local. In lipsa corecturii, acesta ar reveni pe frecventa libera de oscilatie. Numai daca  $\omega_n$  (frecventa libera) este foarte aproape de  $\omega_0$ , putem presupune ca PLL-ul realizeaza, o sincronizare perfecta de faza si frecventa. In schimb la decalaje mari  $\omega_n - \omega_p$  bucla nu va mai lucra corect. Se ajunge astfel la notiunea de domeniu de prindere si de mentinere, care, impreuna cu alte aspecte de rafinament (eficacitate, protectie la perturbatii) fac obiectul unor alte articole ("Trucuri sub reflector", "Masurari pe bucla PLL", "Rationamente in bucla").

### Aplicatia 13 Sincronizarea oscilatorului PAL

Am descris (v.fig.14 si 16) importanta calarii corecte a oscilatorului PAL.

Revenim la schema din fig.16 si la consideratiile din aplicatia 4, presupunind de aceasta data existenta unui nesincronism intre burst si oscilator.

Prin interventia buclei PLL, se corecteaza aceasta deviatie, ramaind in final numai una de faza. La iesirea filtrului F1 semnalul nu mai are forma din fig.17a ci se prezinta ca in fig.31



a: oscilatorul in avans fata de burst

b: oscilatorul in intirziere

Rolul filtrului F2 este de a selecta doar valoarea medie z a semnalului  $y$ , mai ridicata sau mai coborita fata de valoarea de referinta, functie de relatia de faza sesizata. Aceasta tensiune caleaza oscilatorul.

**Exercitiu:** Aplicati cele de mai sus pe schema decodorului Telecolor

### Aplicatia 14 PLL la decodorul stereo

Revenind la figura 23 mai putem preciza ca :

- oscilatorul local lucreaza pe frecventa de 76 KHz
- cu ajutorul unui divizor se obtine semnalul de 38 KHz necesar demodularii canalului B
- o noua divizare furnizeaza semnalul de 19 KHz (in relatie de faza cu oscilatorul) care ataca, impreuna cu semnalul pilot, multiplicatorul care sta la baza buclei PLL.

Si in acest caz se dispune de o posibilitate de reglare exterioara a frecventei libere pe care oscileaza O.L. cu scopul de a usura "prinderea" buclei, adica intrarea in sincronizare.

### Aplicatia 15 (exercitiu) - B.O.

Revedeti schema din fig.18 pentru a analiza functionarea buclei PLL realizata cu D1.

Lamuriti sensul notiunilor "domeniu de prindere" "domeniu de mentinere" ; "eficacitate" ; "regim tranzitoriu" ; "efect de volant" pentru bucla PLL care echepeaza etajul sincroprocesor si cautati elementele care pot influenta acesti parametri la TV Cromatic.

### Incheiere

Am facut o prezentare sumara a schemelor bloc si a aplicatiilor, deoarece am dorit sa scot in evidenta unitatea de principiu, legaturile care se pot stabili intre situatii aparent diferite.

Deseori un efect separator intr-un anumit context este punctul de pornire pentru o alta aplicatie.

Multiplicatorul sincron da posibilitatea unor realizari complexe care se obtin printr-o subtila metodologie de combinatie. Rezultatul este un univers al schemelor bine structurat, spectacol plin de rafinament si de rigoare !

\*\*\*