

JEDNA PRIMENA PAT MULTIPLEKSERA U RADARIMA

Zdravko R. Živković, TOC KoV – Poligon Nikinci

Sadržaj – U ovom radu su prikazani principi tehnike multipleksiranja primenom elemenata sa površinskim akustičkim talasima (PAT) i njena primena u linearnim FM radarima. Razmotreni su PAT multiplekseri sa ofset višeelektrodnim sprežnicima za sortiranje akustičkog snopa u različite akustičke tragove shodno frekvenciji. Izložen je koncept radarskog sistema u kome je ostvareno poboljšanje rezolucije po daljini primenom PAT multipleksera.

1. UVOD

Upotreba akustičkih talasa u elementima koji izvode funkcije procesiranja signala u elektronskim sistemima ima tradiciju dugu nekoliko decenija. Elementi sa površinskim akustičkim talasima (PAT elementi) mogu obavljati raznovrsne funkcije u telekomunikacionim uređajima i sistemima i u procesiranju signala. Elementi sa površinskim talasima se koriste kao linije za kašnjenje sa konstantnim i disperzivnim kašnjenjem, filtri propusnici opsega sa fiksnim i promenljivim opsegom, konvolveri i korelatori, prilagođeni filtri i osnovni delovi oscilatora [1].

U nekim slučajevima ovi elementi nemaju premca. Tako u VHF/UHF području PAT komponente omogućuju filtriranje sa performansama koje nisu raspoložive ni sa jednom drugom tehnikom filtriranja. Glavne prednosti PAT filtera su njihove male dimenzije, visoka pouzdanost, visoki Q faktor, dobra reproduktivnost, temperaturna stabilnost, širok dinamički opseg i linearni fazni odziv.

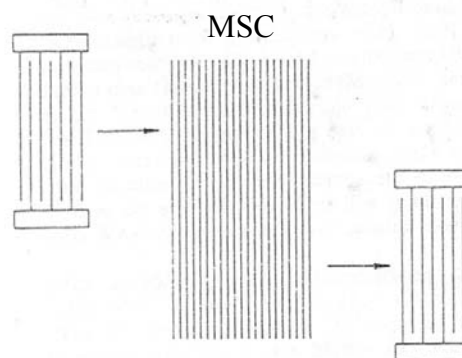
U ovom radu su prikazani principi tehnike multipleksiranja pomoću površinskih akustičkih talasa i primena PAT multiplexera u FM radarima. Naime, rezolucija po daljini u ovim radarima se može ostvariti primenom višekanalnih PAT filtera tako da je izložen koncept realizacije rezolucionih ćelija po daljini primenom PAT filtera. Uskopojasni PAT filtri se implementiraju u MF sekciju prijemnika, gde svaki filter predstavlja ćeliju po daljini koja je dimenzionirana proporcionalna daljini. Male dimenzije, niska potrošnja snage i stabilne karakteristike čine PAT filtre idealnim izborom za ove namene.

2. PRINCIPI PAT MULTIPLEKSERA

PAT elementima se može izvoditi funkcija sortiranja frekvencija. Naime, mogu se realizovati komponente koje omogućuju prihvatanje širokopolasnih ulaznih signala i njihovo deljenje u više uskopolasnih izlaznih signala. Elementi koji izvode funkciju sortiranja i kombinovanja frekvencija se koriste u takvim aplikacijama kao što su : kanalski prijemnici i multiplekseri sa frekvencijskom podelom.

Za primene gde je važno nisko uneseno slabljenje, deljenje širokopolasnog ulaznog signala u veći broj uskopolasnih izlaznih signala shodno frekvenciji ostvaruje se primenom više – elektrodnih sprežnika (MSC) [1,3]. Više – elektrodni sprežni element se sastoji od niza tankih paralelnih metalnih traka koje sprežu površinske talase sa jednog akustičkog puta na drugi, Sl. 1, i koje se u filterima postavljaju

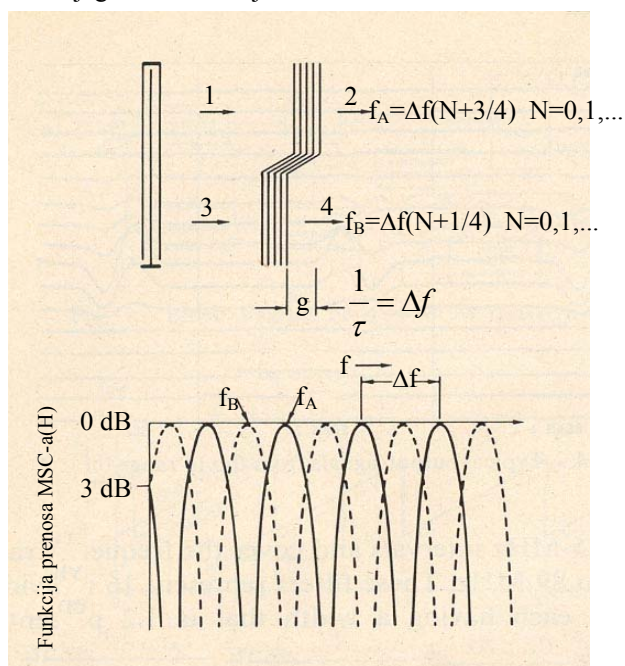
na međusobnom rastojanju koje odgovara polovini talasne dužine centralne učestanosti filtra.



Sl.1 Šema višeelektrodnog sprežnika

Funkcionisanje MSC-a se može objasniti na sledeći način : svaki susedni par traka – elektroda se može smatrati kao elementarni interdigitalni pretvarač (IDP) koji proizvodi naponsku razliku kao rezultat dolaska upadnog površinskog talasa u gornjem tragu. Ova naponska razlika se prenosi u donji trag gde pobuđuje takođe površinski akustički talas.

Manjom modifikacijom u strukturi MSC-a mogu se ostvariti PAT elementi pogodni za izvođenje funkcije multipleksiranja. Jedan pristup je zasnovan na uvođenju ofseta između dva kanala u jednako raspodeljenom sprežniku a drugi se zasniva na upotrebi MSC-a kao reflektujuće rešetke. Time se dobija PAT komponenta pogodna za aplikacije u kojima priroda funkcije koja se izvodi zahteva seriju razdvojenih akustičkih izlaznih kanala tj. omogućena je implementacija PAT multipleksera. Šematski prikaz ofset MSC-a i njegova frekvencijska karakteristika su dati na Sl. 2.



Sl.2 Ofset MSC i njegova funkcija prenosa

Ukoliko se ova PAT struktura pobudi uniformnim IDP-om, pojavice se fazna razlika između akustičkih talasa na ulazima 1 i 3 :

$$m_1 = M, \quad m_3 = M \cdot e^{-j\varphi} \quad (1)$$

gde je :

$$\varphi = \frac{2\pi f}{v} \cdot g \quad (2)$$

f – učestanost akustičkih talasa, v – fazna brzina.

Primenom osnovnih jednačina spreznika [1] dobija se :

$$n_2 = \frac{M}{\sqrt{2}} (1 - je^{-j\varphi}) \quad (3)$$

tako da je :

$$|n_2|^2 = M^2 (1 - \sin \varphi) \quad (4)$$

i slično :

$$|n_4|^2 = M^2 (1 + \sin \varphi) \quad (5)$$

Iz izraza (4) i (5) se vidi da je izlazni signal gornjeg kanala jednak nuli za $\varphi = \pi/2$ a donjeg kanala za $\varphi = 3\pi/2$. Izlaz će se stoga prebacivati s jednog kanala na drugi kad god se φ promeni za π , odnosno kada se učestanost promeni za Δf :

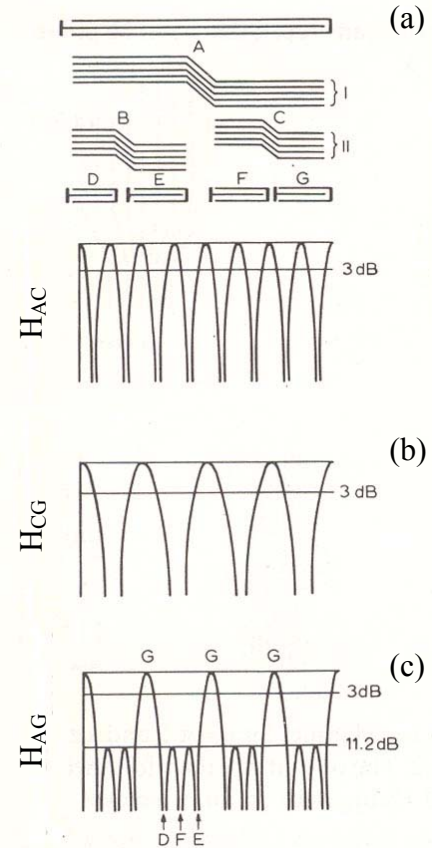
$$\Delta f = \frac{1}{2} \frac{v}{g} = \frac{1}{2\tau} \quad (6)$$

gde je τ vremensko kašnjenje vezano za ofset g . Ovakvo rešenje se stoga može upotrebiti za razdvajanje dva frekvencijska opsega koji se razlikuju za Δf . Međutim, ovakav sklop ima manu vezanu za multiplikaciju odziva kao i gubitke kontrole nad oblikom propusnog opsega. Isto se prevazilazi upotrebom serije spreznika sa progresivno manjim ofsetom koji se vezuju u kaskadu na način prikazan na Sl. 3.

Sl. 3 prikazuje primer dvostepenog multipleksera sa četiri izlazne frekvencije. U ovakvom rešenju koristi se širokopojasni ulazni IDP u vezi sa serijom ofset MSC-a koji usmeravaju različite frekvencijske komponente prema seriji uskopojasnih izlaznih IDP-a.

Operacije MSC multipleksera se zasnivaju na činjenici da signal prenet normalnim MSC-om sa jednog traga na drugi fazno prednjači za $\pi/2$ u odnosu na originalni trag. Shodno tome, kada su dva signala u susednim tragovima fazno pomaknuti za $\pi/2$ relativno jedan u odnosu na drugi, signal iz MSC-a će biti kompletno samo u jednom tragu (pretpostavljajući da je broj traka u MSC-u $N_T/2$, gde je N_T broj traka zahtevan za puni prenos). Bez narušavanja ovog principa fazni pomak može biti ugrađen u MSC unošenjem

ofseta kao što je prikazano na Sl. 2. Na taj način energija talasa koji stižu na ofset MSC će se pojaviti ili na gornjem ili na donjem tragu, zavisno od stepena ofseta i frekvencije signala. Time ofset MSC sa $N_T/2$ traka postaje osnovni element u multipleksu. Odziv MSC-a je definisan sa Δf , gde je Δf razdvajanje maksimuma u jednom kanalu. Δf je jednako $1/\tau$, gde je τ vremensko kašnjenje vezano za ofset.



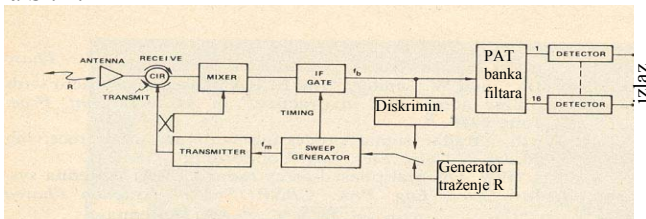
Sl. 3 PAT multiplekser i njegova funkcija prenosa

Da bi dobili bolje frekvencijsko razdvajanje, MSC-i sa sukcesivno manjim ofsetima se vezuju u kaskadu kao što prikazuje Sl. 3. Funkcija prenosa od MSC I između "A" i "C" je prikazana na Sl. 3a. Funkcija prenosa od MSC II između "C" i "G" je prikazana na Sl. 3b. Ofset ovog MSC-a je polovina onog od MSC I, tako da je frekvencijsko razdvajanje aproksimativno $2\Delta f$. Ova dva elementa su vezani u kaskadu i njihov ukupni odziv od "A" do "G" je prikazan na Sl. 3c. Odziv od "A" do bilo kog drugog izlaznog pretvarača je isti kao što je prikazano na Sl. 3c, osim za translaciju po frekvencijskoj osi. Daljim kaskadnim vezivanjem MSC-a funkcija prenosa se približava obliku $\sin x/x$.

3. PRINCIPI FMCW RADARA

U radarima sa linearno frekvencijski-modulisanim signalom, koji zrači kontinualno (FMCW) [2], predajnik emituje periodični predajni signal linearno promenljive učestanosti po vremenu. Frekvencijski modulisan signal se šalje iz radarske antene prema cilju pri čemu se deo signala reflektuje nazad u radarsku antenu. Učestanost signala odjeka primljenog u anteni se poredi sa odbirkom trenutne

učestanosti predajnog signala generišući diferencijalnu učestanost f_b , što je prikazano u blok šemi radarskog sistema na Sl. 4.

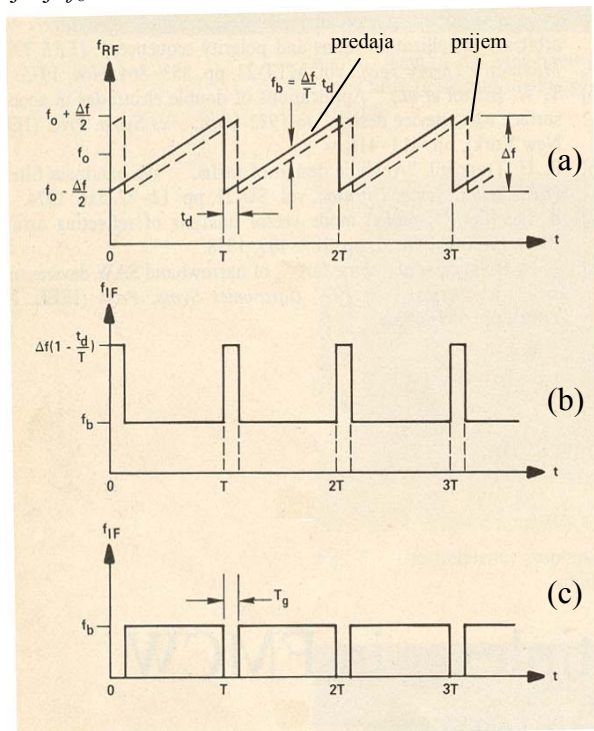


Sl. 4 Blok šema FMCW radarskog sistema

Pogodno je za analizu ponašanja FMCW radarskog sistema upotrebiti vremensko-frekvencijski dijagram kao što je prikazano na Sl. 5. Periodični predajni RF signal obuhvata frekvencijski opseg Δf centriran na nominalnoj nosećoj učestanosti radarskog signala, f_0 . Na Sl. 5a testerasti signal predstavljen punom linijom, predstavlja odstupanje od predajne učestanosti, dok signal predstavljen isprekidanom linijom označava učestanost prijemnog signala zakasnelog za tranzitno vreme t_d . Tranzitno vreme je zavisno od brzine prostiranja i daljine do cilja a veza između ovih parametara je data sledećim izrazom :

$$t_d = \frac{2R}{c} \quad (7)$$

gde je R daljina do cilja a c brzina svetlosti. Efekat tranzitnog kašnjenja izaziva pomak prijemnog signala po vremenskoj osi uzrokujući pojavu razlike između učestanosti predajnog i prijemnog signala u bilo kom trenutku vremena. Diferencijalna učestanost prikazana na Sl. 5b je međufrekventna učestanost i označićemo je kao frekvenciju izbijanja f_b .



Sl. 5 Talasni oblici signala FM radara

- Vremensko-frekvencijski dijagram kašnjenja
- Diferencijalno kašnjenje bez kontrole
- Diferencijalno kašnjenje sa kontrolom

Za vreme dok predajni signal putuje do cilja i nazad diferencijalna učestanost je proporcionalna opsegu promene predajne učestanosti pomnožene sa tranzitnim vremenom. Stoga za vreme perioda svipovanja T , učestanost MF signala je data izrazom :

$$f_b = \Delta f \frac{t_d}{T} \quad (8)$$

Obično se period svipovanja bira tako da bude mnogo veći od kašnjenja zbog signala odjeka tj. T je puno veće od t_d a deo vremena za koji je diferencijalna učestanost jednaka $\Delta f \left(1 - \frac{t_d}{T}\right)$ je mali i u suštini nije od interesa. Tokom tog vremena MF signal može biti kontrolisan kao što je prikazano na Sl. 5c, gde je $T_g \geq t_d$. Trajanje MF impulsa učestanosti f_b onda postaje $T - T_g$.

S obzirom da je modulirani signal periodičan sa periodom T , učestanost modulacije f_m je data izrazom :

$$f_m = \frac{1}{T} \quad (9)$$

Zamenom izraza (7) i (9) u (8) dobijamo :

$$f_b = \frac{2R \cdot \Delta f \cdot f_m}{c} \quad (10)$$

što je osnovna jednačina pogodna za analizu radara sa linearnim FM signalom.

Iz izraza (10) se vidi da ukoliko se modulaciona frekvencija f_m i devijacija učestanosti predajnika Δf drže konstantnim onda male promene u rastojanju R rezultuju u malim promenama učestanosti izbijanja f_b . Stoga, primenom banke uskopojasnih MF filtara centriranih oko nominalne učestanosti izbijanja možemo definisati ćelije po daljini u radarskom snopu.

Podesnim preuređivanjem izraza (10) dobija se sledeća relacija :

$$R = \frac{f_b c}{2\Delta f \cdot f_m} \quad (11)$$

Iz ovog izraza se vidi da ukoliko se učestanost izboja f_b i devijacija predajne učestanosti Δf drže konstantnim, onda je daljina do cilja R inverzno proporcionalna modulacionoj frekvenciji f_m .

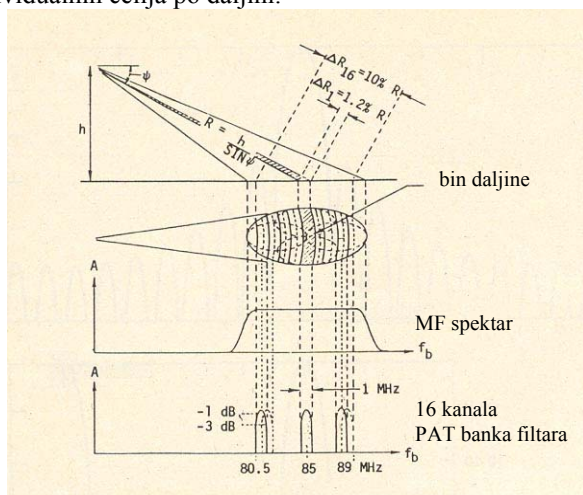
Shodno ovome, može se zaključiti da se rastojanje do cilja može odrediti merenjem učestanosti modulacije. Traženje rastojanja i njegova akvizicija se mogu ostvariti promenom učestanosti testerastog signala sve dok se signal odjeka od cilja ne primi na selektovanoj MF učestanosti. Diskriminator učestanosti onda obezbeđuje praćenje daljine kontrolisanjem modulacione frekvencije. Implementacija ovog koncepta u linearnom FM radaru je prikazana blok šemom kao što je dato na Sl. 4.

4. PRIMENA PAT MULTIPLEKSESA ZA OSTVARENJE REZOLUCIJE PO DALJINI

Za ostvarenje tražene rezolucije radarskog sistema po daljini, posebno su važni frekventijski opseg MF signala i karakteristike uskopojsnih MF filtara. Pri tome će rezolucija biti utoliko bolja što spektralna širina signala odraza bude manja a banka uskopojsnih filtara bude imala odgovarajuće ekvivalentne performanse. Važni parametri uskopojsnih filtara su centralna učestanost, propusni opseg, faktor oblika i frekventijska stabilnost.

Pri izboru filtara za banku filtara treba uzeti u obzir specifičnost primene, u linearnom FM radaru. Centralna učestanost filtra je određena devijacijom predajne frekvencije, potrebnim radnim opsegom i stepenom modulacije. Tipične centralne učestanosti filtara su od 30 do 200 MHz. Rezolucija po daljini je proporcionalna odnosu širine propusnog opsega filtra prema centralnoj učestanosti tako da je potreban relativni propusni opseg reda 0,1 do 5%. Uzimajući u obzir zahtevani relativni propusni opseg i željenu centralnu učestanost proizilazi da su za te namene najpogodniji PAT filtri koje u odnosu na npr. LC filtre karakterišu i druge prednosti kao što su reproduktivnost, pouzdanost, relativna frekventijska stabilnost između filtara u banki kao i manji prostor za smeštaj.

Primena banke PAT filtara za formiranje 16 rezolucionih ćelija po daljini u FMCW radaru ilustrovana je grafički na Sl. 6. U ovom slučaju antenski snop je usmeren prema zemlji pod fiksnim uglom depresije a 16 rezolucionih ćelija su prikazani po dužini prihвата antenskog snopa. Prijemni MF spektar je centriran na 85 MHz a binovi daljine su formirani upotrebom 16 individualnih filtara u banci, svaki sa 3-dB-skom širinom 1 MHz. Ovi filtri predstavljaju 16 individualnih ćelija po daljini.

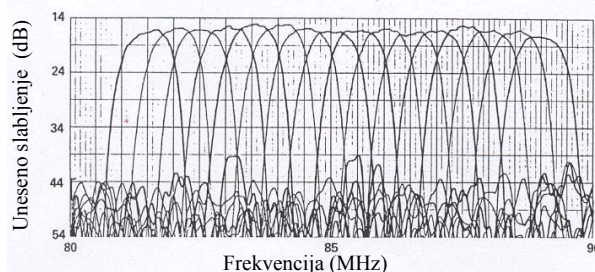


Sl. 6 Formiranje rezolucionih ćelija u linearnom FM radaru

Rezolucija po daljini linearnog FM radara, upotrebom prethodno opisane 1,2 procentne ćelije i uz odgovarajuće karakteristike PAT filtara može se ostvariti u opsegu 0,5 do 0,1 %.

Potrebno filtriranje za 16 binova po daljini omogućuje primena tehnike PAT MSC multipleksa. Ovom tehnikom se izvodi multipleksiranje sa frekventijskom podelom pri čemu ofset MSC struktura sortira akustički signal u različite kanale shodno frekvenciji, i gde se svaki kanal onda detektuje uskopojsnim izlaznim IDP-om. PAT MSC struktura, u suštini izvodi operaciju filtriranja oblika $\sin x/x$. Realizaciju traženih operacija omogućuje aplikacija PAT multipleksa

izvedenog kao što je dato u [3]. PAT element ovakvog tipa ima 16 kanala, sa razdvajanjem između kanala od 0,5 MHz i pokrivanjem traženog frekventijskog opsega. Svaki kanal ima 3-dB-sku širinu 1 MHz, uneseno slabljenje 16 dB i potiskivanje u nepropusnom opsegu 30 dB. Amplitudski odziv ovog PAT multipleksa je prikazan na Sl. 7.



Sl. 7 Amplitudska karakteristika PAT multipleksa sa 16 kanala

Podloga za ovu PAT strukturu je litijum niobat, materijal sa jakim piezoelektričnom spregom, što je neophodno kako bi broj elektroda u MSC-u bio dovoljno mali. Relativno malo slabljenje se dobija stoga što se signal usmerava na izlaz zavisno od njegove učestanosti, umesto da se deli između seta paralelnih filtara.

5. ZAKLJUČAK

U ovom radu su izloženi principi tehnike multipleksiranja pomoću elemenata sa površinskim akustičkim talasima i PAT multiplekseri zasnovani na ovim principima. Razmotrena je primena ove tehnike u radarima sa linearnim FM signalom i pokazano da se primenom PAT multipleksa sa ofset sprežnikom dobija tražena rezolucija po daljini, uporedljiva sa onom kod impulsnih radara. Pomoću individualnih filtara iz banke PAT filtara ostvaruje se formiranje rezolucionih ćelija po daljini a poboljšana rezolucija redukuje signal klatera i poboljšava sposobnost detekcije radarom unutar klaterskog okruženja.

LITERATURA

- [1] D. P. Morgan, "Surface Wave Devices for signal processing", Elsevier, Amsterdam 1985.
- [2] A. W. Rihaczek, "Principles of high-resolution Radar", McGraw Hill, New York 1986.
- [3] C. K. Campbell, "Applications of SAW and SBAW devices", Proc. IEEE, vol.77, no.10, pp.1453-1483, 1989.

Abstrakt – Principle of multiplexing techniques using SAW devices and their usage in linear FM radar are presented in this paper. The SAW 16-channel multiplexer which uses the offset multistrip coupler for sorting the acoustic beam in to various acoustic tracks according to frequency is explained. The basic radar system design concept with application of SAW multiplexer for obtaining improved range resolution is discussed.

AN APPLICATION OF SAW MULTIPLEXER IN RADAR

Zdravko R Živković