

## 6.ANTÉNOVÉ SÚSTAVY

Veľký význam v anténovej technike majú anténové sústavy vytvorené z určitého počtu rovnakých a rovnako orientovaných prvkov(jednoduchších antén). Ako sme ukázali v kap.2.3 a tiež na jednoduchých príkladoch sústav lineárnych antén(kap.3.3), výsledné smerové charakteristiky sústav zdrojov závisia od amplitúd a fáz elektromagnetických vln vyžarovaných jednotlivými prvkami. Tieto amplitúdy a fázy sa pritom volia tak, aby sme získali požadovanú smerovú charakteristiku celej sústavy. Jednotlivé prvky anténovej sústavy môžu byť rozmiestnené ľubovoľne, v praxi sa však používajú sústavy určitých jednoduchých geometrických tvarov. Najväčší význam majú lineárne anténové sústavy,(v ktorých sú prvky rozmiestnené pozdĺž priamky) a plošné anténové sústavy. Tieto ďalej možno rozdeliť na sústavy pravouhlé, ktoré možno považovať za lineárne sústavy zložené z lineárnych sústav a na sústavy prstencové, v ktorých sú prvky umiestnené na obvode kruhu. Podstatný rozdiel medzi anténovými sústavami a plošnými anténami( parabolickými, šošovkovými) je v tom, že v prípade anténových sústav sa rozloženie fázy poľa v apertúre sústavy realizuje ešte pred jeho vyžiarovaním. Charakteristickou vlastnosťou anténových sústav je teda možnosť meniť rozloženie fázy poľa v apertúre sústavy. Táto vlastnosť sa využíva pri elektrickom vychyľovaní smerovej charakteristiky anténových sústav.

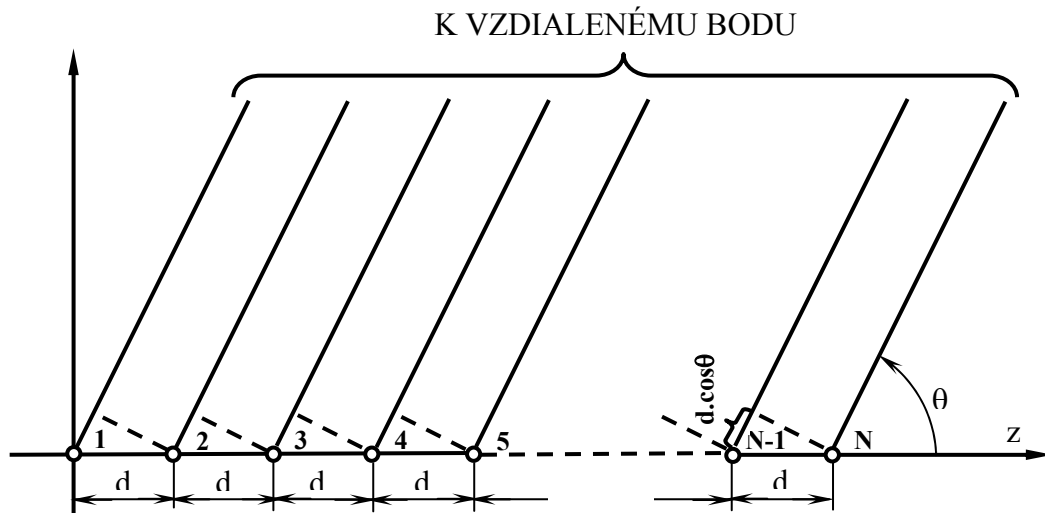
V súlade s princípom násobenia charakteristík(kap.2.3)smerová charakteristika anténovej sústavy je súčinom smerovej charakteristiky jedného prvku sústavy a smerovej charakteristiky rovnakej sústavy vytvorenej z izotropne vyžarujúcich antén, t. j. interferenčného činiteľa sústavy. V ďalšom sa preto budeme zaoberať len sústavami izotropne vyžarujúcich antén, t. j. budeme sa zaujímať o interferenčné činitele jednotlivých sústav.

## 6.1. LINEÁRNA ANTÉNOVÁ SÚSTAVA

Uvažujme sústavu  $A$  izotropne vyžarujúcich antén rovnomerne rozmiestnených pozdĺž osi  $z$  (obr.6.1). V súlade so vzťahom (2.68) môžeme smerovú charakteristiku takejto sústavy vyjadriť vzťahom

$$f(\Theta) = \left| \sum_{n=1}^N A_n e^{j[k(n-1)d \cos \Theta + \vartheta_n]} \right| \quad (6.1)$$

kde  $A_n e^{j\vartheta_n}$  je prúd v  $n$ -tom prvku sústavy a  $d$  je vzdialenosť medzi prvkami. Vzhľadom na osovú symetriu sústavy jej smerová charakteristika nezávisí od súradnice  $\Phi$ .



Obr. 6.1. Lineárna anténová sústava

Špeciálny význam má prípad, keď amplitúdy prúdov vo všetkých prvkoch sústavy sú rovnaké a fázy tvoria aritmetický rad

$$A_1 = A_2 = \dots = A_N = 1 \quad (6.2)$$

$$\vartheta_n = (n-1)\vartheta \quad (6.3)$$

Zavedením novej premennej

$$u = \frac{1}{2}(kd \cos \Theta + \vartheta) = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \Theta + \frac{\vartheta}{2} \quad (6.4)$$

po dosadení do vzťahu(6.1) môžeme vzťah pre smerovú charakteristiku homogénnej lineárnej sústavy antén napísať v zovšeobecnenom tvare

$$f(u) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2nu} \right| \quad (6.5)$$

Súčet vo vzťahu(6.5) môžeme vypočítať ako súčet geometrického rádu s kvocientom  $e^{j2u}$ . Potom

$$f(u) = \left| \frac{\sin Nu}{\sin u} \right| \quad (6.6)$$

Vzťah (6.6) pre  $u = 0$  nadobúda maximum rovné  $N$ . Normovanú zovšeobecnenú smerovú charakteristiku lineárnej anténovej sústavy dostaneme delením vzťahu(6.6) A

$$F(u) = \left| \frac{\sin Nu}{N \sin u} \right| \quad (6.7)$$

Funkcia  $F(u)$  je periodická s periódou  $\pi$  a symetrická vzhľadom na os  $u = 0$ . Hlavné maximá nadobúda pre  $u = 0; \pm\pi; \pm 2\pi \dots$ . Medzi týmito maximami leží  $N-1$  nulových bodov pre  $u = \pm(n/N)\pi; \pm[\pi + (n/N)\pi]; \pm[2\pi + (n/N)\pi]; \dots$ , kde  $a = 1, 2, \dots, N-1$ . Funkcia má  $N-2$  vedľajších maxim, ktorých poloha je daná vzťahom

$$N \operatorname{tg} u_m = \operatorname{tg} N u_m \quad (6.8)$$

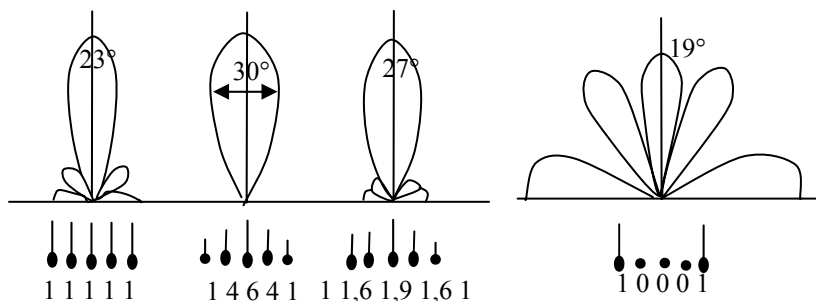
Úroveň postranných lalokov klesá so zväčšovaním vzdialenosti od hlavného maxima a nadobúda minimálnu hodnotu v strede medzi hlavnými maximami. Približný vzťah pre úroveň postranných lalokov má tvar

$$F_{p \max} \approx \frac{1}{N \sin \frac{2n+1}{2N} \pi}, \quad n = 1, 2, \dots, N-2 \quad (6.9)$$

Fyzikálny význam má len tá časť smerovej charakteristiky, pre ktorú zmeny  $u$  ležia v rozmedzí určenom intervalom uhlov od  $0^\circ$  do  $180^\circ$ , t. j.

$$-\frac{\pi d}{\lambda} + \frac{\vartheta}{2} \leq u \leq \frac{\pi d}{\lambda} + \frac{\vartheta}{2} \quad (6.10)$$

Charakteristickou vlastnosťou súfázových lineárnych anténových sústav je vznik hlavného laloku smerovej charakteristiky pri  $u = 0$  ( $\Theta = 90^\circ$ ), čo je smer kolmý na os sústavy. Preto sa súfázové lineárne sústavy nazývajú tiež sústavami s priečnym vyžarovaním. Ak je vzdialenosť medzi prvkami sústavy menšia ako vlnová dĺžka ( $d < \lambda$ ), potom má smerová charakteristika len jeden hlavný lalok. Pri  $d \geq \lambda$  vznikajú v smerovej charakteristike druhotné difrakčné maximá zodpovedajúce veľkostiam  $u = \pm\pi; \pm 2\pi \dots$ . Príklady smerových charakteristík súfázovej lineárnej sústavy vytvorenej z piatich prvkov napájaných prúdmi s rôznymi relatívnymi amplitúdami sú uvedené na obr.6.2. Vzdialenosť medzi prvkami sústavy je  $\lambda/2$ .

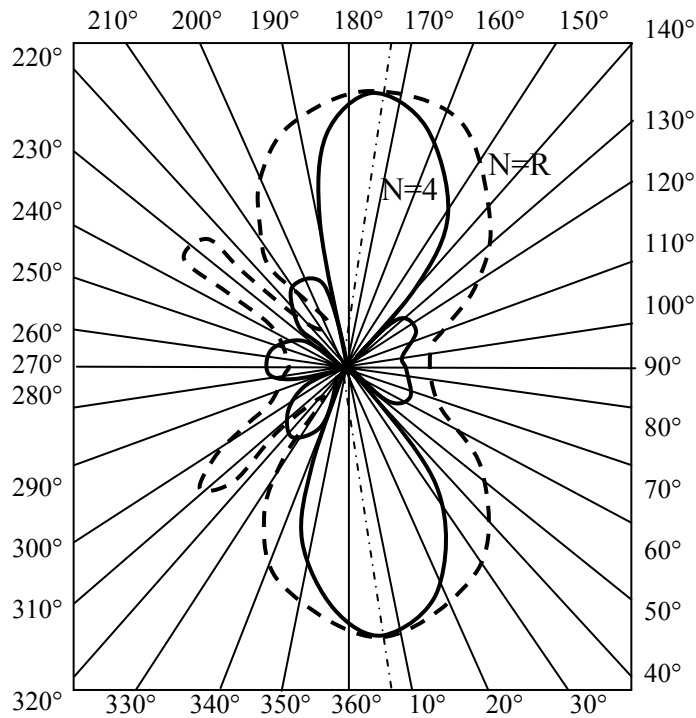


Obr.6.2.Smerové charakteristiky súfázovej lineárnej sústavy piatich antén napájaných prúdmi s rôznymi relatívnymi amplitúdami

Ak sú prvky napájané prúdmi s postupne rastúcou fázou ( $\vartheta \neq 0$ ), potom sa smer maximálneho vyžarovania odchyľuje od kolmice na os sústavy a možno ho napísať v tvare

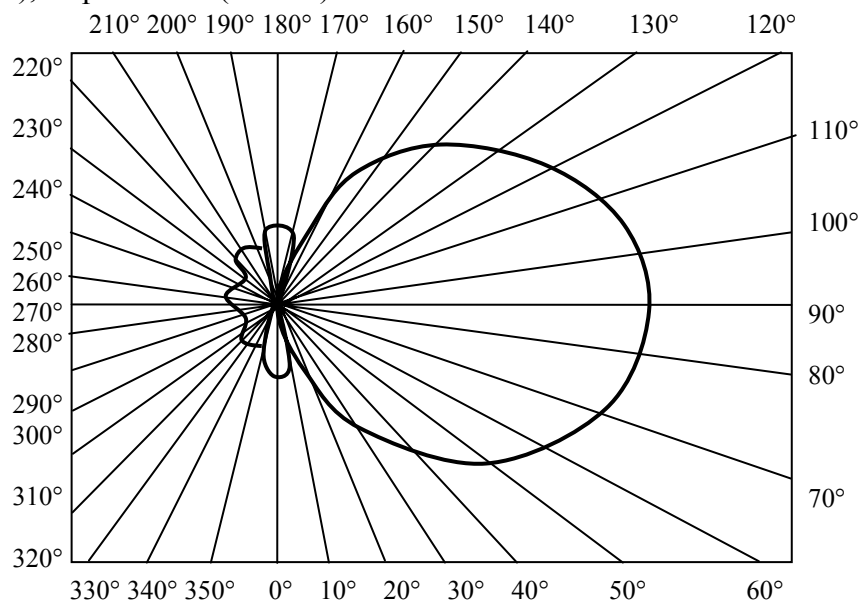
$$\Theta_m = \arccos\left(-\frac{\vartheta \lambda}{2\pi d}\right) \quad (6.11)$$

Závislosť smeru maximálneho vyžarovania od rozdielu fáz medzi prvkami sa využíva na elektronické vychýľovanie smerovej charakteristiky vo fázovaných anténových sústavách. V špeciálnom prípade, keď fázový posun medzi prvkami sústavy je rovnaký ako fázové oneskorenie, ktoré dosiahne vlna pri prekonaní dráhy od jedného prvku k susednému, smer maximálneho vyžarovania splýva s osou sústavy. Potom hovoríme o sústave s osovým vyžarovaním.



Obr.6.3. Horizontálne smerové charakteristiky 2 a 4 vertikálnych polvlnových antén( $d = \lambda/2$ ;  $\nu = 30^\circ$ )

Reálna smerová charakteristika s narastaním fázy v jednom smere nie je symetrická vzhľadom na smer  $u = 0$ . Pri veľkých odchýlkach od smeru kolmého na os sústavy dochádza rozšíreniu hlavného laloka. Vznik druhotných difrakčných maxím(lalokov sústavy) závisí vzdialenosti a fázového posunu medzi prvkami sústavy. Pre získanie jednolalokovej smerovej charakteristiky pre ľubovoľné fázové posuny je potrebné sústavu konštruovať tak, aby vzdialenosť medzi jej jednotlivými prvkami bola omnoho menšia ako vlnová dĺžka( $d \ll \lambda$ ). V reálnych sústavách táto vzdialenosť môže byť väčšia, pretože časť lalokov sústavy možno odstrániť použitím prvkov sústavy s neizotropnými smerovými charakteristikami. Príklady smerových charakteristík lineárnych anténových sústav vytvorených z 2, 4, a 6 zvislých polvlnových lineárnych antén sú znázornené na obr.6.3 a 6.4 ,kde sú zakreslené horizontálne rezy výslednými smerovými charakteristikami pre vzdialenosť antén  $d = \lambda / 2$  a fázový posun  $\vartheta = 30^\circ$  (obr.6.3), resp.  $\vartheta = 90^\circ$  (obr.6.4).



Obr.5.4. Horizontálna smerová charakteristika sústavy 6 vertikálnych polvlnových antén( $d = \lambda/2$ ;  $\nu = 90^\circ$ )

Pri analýze smerovej charakteristiky súfázovej lineárnej anténovej sústavy v rovine hlavného laloku vytvorenej z veľkého počtu prvkov možno funkciu  $\sin$  v menovateli vzťahu(6.7) nahraďiť jej argumentom. Potom

$$F(u) \approx \left| \frac{\sin Nu}{Nu} \right| \quad (6.12)$$

Ak označíme dĺžku sústavy  $L(L = Nd)$ , vzťah (6.12) je rovnaký ako vzťah pre rovnomerne ožiarenú obdĺžnikovú apertúru(5.16). Šírka hlavného laloka lineárnej súfázovej anténovej sústavy je potom

$$\alpha \approx 0,88 \frac{\lambda}{L} = 0,88 \frac{\lambda}{Nd} \quad (6.13)$$

a úroveň postranného laloka je  $-13,2\text{dB}$ . Pri vychýlení zväzku od smeru kolmého na os sústavy rastie šírka hlavného laloka približne nepriamo úmerne veľkosti  $\sin \Theta_m$ .

Súfázovosť lineárnej súfázovej anténovej sústavy možno určiť vo všeobecnom prípade ľubovoľného rozloženia amplitúd. Ak vo vzťahu(6.1) dosadíme  $\vartheta_n = 0$ , po dosadení do vzťahu(1.7) po integrovaní

$$D = \frac{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N A_m A_n}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N A_m A_n S_{mn}} \quad (6.14)$$

kde

$$S_{mn} = \frac{\sin[kd(m-n)]}{kd(m-n)} \quad (6.15)$$

Keď vzdialenosť medzi prvkami sústavy je  $d = \lambda/2$ , vzťah (6.14) možno napísať v tvare

$$D = \frac{\left[ \sum_{n=1}^N A_n \right]^2}{\sum_{n=1}^N A_n^2} \quad (6.16)$$

Ak okrem toho sú všetky amplitúdy rovnaké, smerovosť sa rovná počtu prvkov sústavy

$$D = N \quad (6.17)$$

Využitím vzťahu pre dĺžku sústavy možno vyjadriť smerovosť v tvare

$$D = 2 \frac{L}{\lambda} \quad (6.18)$$

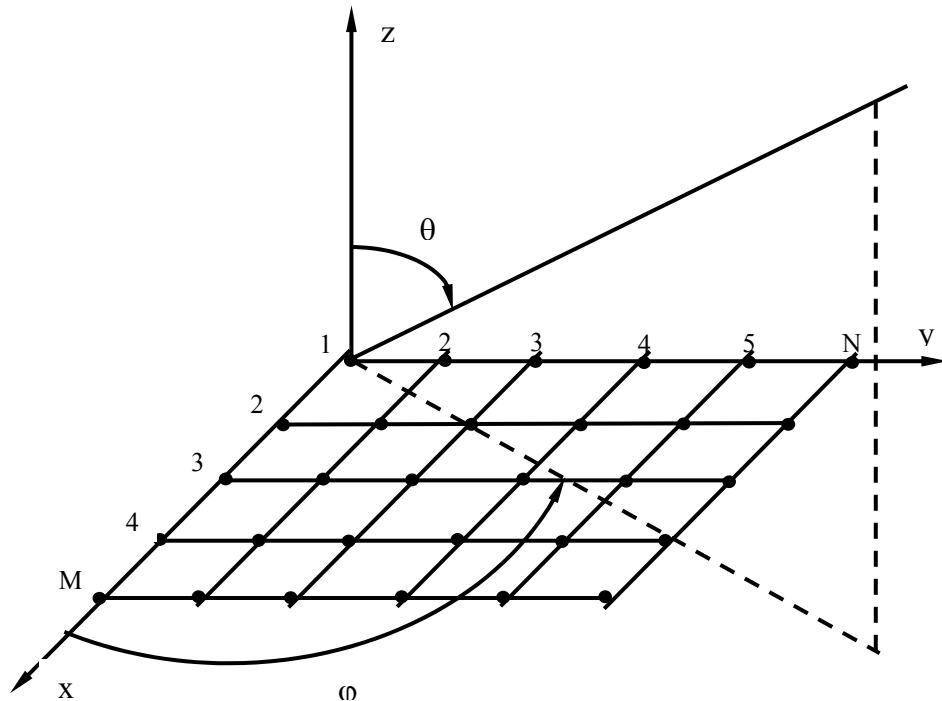
Delením vzťahu(6.18) číslom 1,64 dostaneme pre energetický zisk súfázovej lineárnej anténovej sústavy vzhľadom na polvlnový dipól.

$$G_{\lambda/2} \approx 1,22 \frac{L}{\lambda} \quad (6.19)$$

Vzťah (6.19) dáva prakticky použiteľné výsledky aj v prípadoch, keď vzdialenosť medzi prvkami je rôzna od  $\lambda/2$ .

## 6.2. PLOŠNÁ ANTÉNOVÁ SÚSTAVA

Uvažujme anténovú sústavu vytvorenú z  $M \cdot N$  izotropných žiaričov umiestnených v uzloch pravouhlej siete ležiacej v rovine  $x, y$  (obr.6.5).



Obr. 6.5. Pravouhlá plošná anténová sústava

Takúto sústavu môžeme chápať ako lineárnu sústavu vytvorenú z  $M$  prvkov, z ktorých každý je lineárnou sústavou z  $N$  zdrojov. V súlade s pravidlom násobenia charakteristík, interferenčný činiteľ pravouhlej plošnej anténovej sústavy môžeme napísať v tvare

$$F(\Theta, \Phi) = \left| \frac{\sin Mu_1}{M \sin u_1} \cdot \frac{\sin Nu_2}{N \sin u_2} \right| \quad (6.20)$$

kde

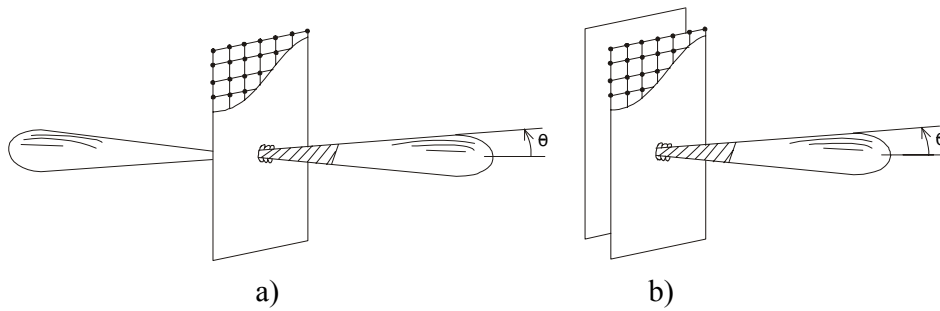
$$u_1 = \frac{\pi d_1}{\lambda} \sin \Theta \cos \Phi + \frac{\vartheta_1}{2} \quad (6.21)$$

$$u_2 = \frac{\pi d_2}{\lambda} \sin \Theta \cos \Phi + \frac{\vartheta_2}{2} \quad (6.22)$$

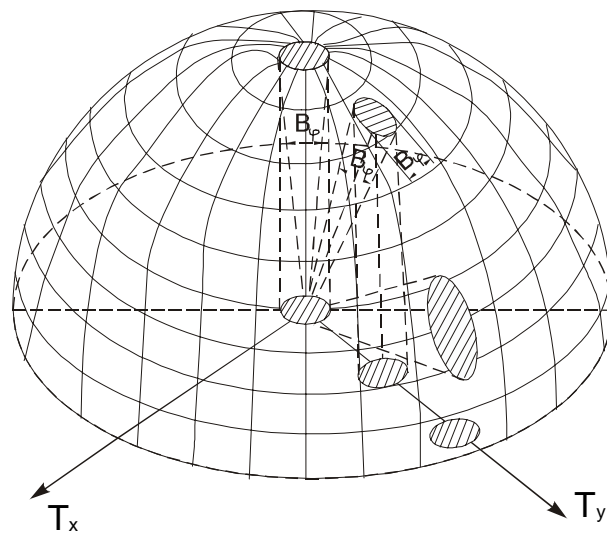
$d_1$  je vzdialenosť medzi prvkami v smere osi  $x$ ,  $d_2$  je vzdialenosť medzi prvkami v smere osi  $y$ .

Pri súfázovom napájaní všetkých prvkov sústavy je smer maximálneho vyžarovania kolmý na rovinu sústavy. Smerová charakteristika pritom má dva rovnaké hlavné laloky (obr.6.6a).

V mnohých praktických aplikáciách sa vyžaduje vyžarovanie len v jednom smere, ktoré možno dosiahnuť umiestnením plošnej sústavy antén pred plochý kovový reflektor (obr.6.6b). Prácu takejto sústavy možno popísať metódou zrkadlenia.



Obr.6.6.Smerová charakteristika plošnej pravouhlej anténovej sústavy(a- bez reflektora ,b- s reflektorom)



Obr. 6.7. Zväčšovanie šírky hlavného laloka smerovej charakteristiky pri jej vychyľovaní

Zmenou fáz prúdov v jednotlivých prvkoch sústavy možno meniť polohu hlavného laloka v priestore. Je dôležité si opäť uvedomiť, že vychyľovaním zväzku dochádza aj k zmenám jeho šírky, ako je to znázornené na obr.6.7, kde  $T_x, T_y$  sú smerové kosínusy hlavného laloka v rovine x, y.

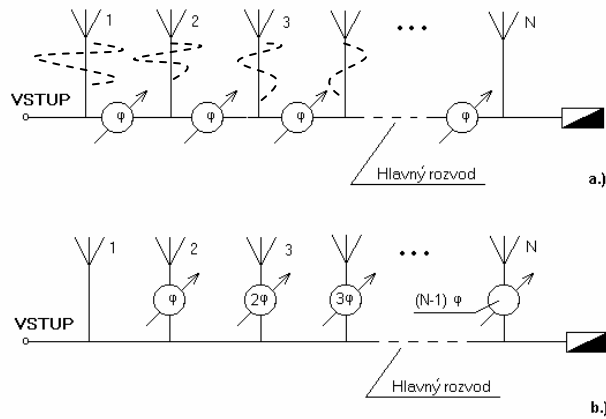
### 6.3.ZÁKLADNÉ ZAPOJENIA FÁZOVANÝCH ANTÉNOVÝCH SÚSTAV

Ako vyplýva z kap.6.1 a 6.2, zmenou fáz signálu v jednotlivých prvkoch anténovej sústavy možno v širokom rozsahu vychyľovať hlavný lalok smerovej charakteristiky sústavy. Táto vlastnosť sa využíva pri konštrukcii anténových sústav schopných veľmi rýchlo vychyľovať smerovú charakteristiku bez použitia mechanických konštrukčných prvkov, tzv. fázovaných anténových sústav. Fázované sústavy sa používajú predovšetkým v rádiolokácii. Zmeny fázy signálu v jednotlivých prvkoch fázovanej anténovej sústavy sa môžu uskutočňovať mechanicky alebo elektricky. V druhom prípade hovoríme o elektronickom vychyľovaní smerovej charakteristiky.

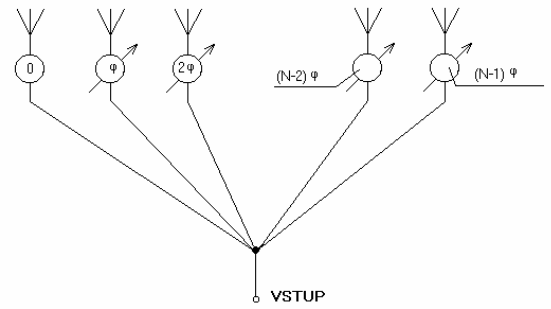
Okrem rýchlosti vychyľovania zväzku majú fázované anténové sústavy aj ďalšie výhody, napr. možnosť súčasného vyžarovania viacerých zväzkov pomocou jedinej apertúry, možnosť vyžarovania veľmi veľkých výkonov (prvky sústavy možno napájať z rôznych zdrojov – vysieláčov), možnosť potlačenia úrovne postranných lalokov, odstránenie tienenia apertúry, možnosť (teoreticky) prehľadávania celého polpriestoru. Najväčšou ich nevýhodou je vysoká cena a zložitosť. Napr. anténová sústava vyžarujúca zväzok so šírkou  $1^\circ$  musí obsahovať asi 10 000 prvkov; pri šírke zväzku  $0,1^\circ$  počet prvkov rastie do  $10^6$  (pri rovnomernom rozmiestnení prvkov).

Rozoznávame dva základné spôsoby napájania fázovaných anténových sústav: sériové a paralelne napájanie. Princíp sériového napájania je znázornený na obr.6.8. V zapojení podľa obr.6.8a sa výkon k jednotlivým prvkom sústavy privádza odbočením pomocou väzobných prvkov na hlavnom vedení, ktoré je ukončené prispôbenou záťažou. Rovnaké analógové posúvače fázy sú zaradené medzi väzobné prvky. Zapojenie je kompaktné, pričom všetky posúvače fázy sa riadia rovnakým signálom, pretože pre odklon zväzku pod určitým uhlom fázový posun medzi jednotlivými prvkami sústavy musí byť konštantný. V dôsledku toho sa veľmi zjednodušuje obvod ovládania posúvačov fázy. Toto zapojenie sa však vyznačuje i niektorými podstatnými nedostatkami. Napr. fázové chyby (nepresnosti) jednotlivých posúvačov fázy sa pozdĺž hlavného vedenia sčítajú. Sčítajú sa i tlmenia týchto prvkov. Preto je v takomto zapojení nutné použiť veľmi presné posúvače fázy s malými stratami. Okrem toho vznikajú veľké nároky na maximálny prenesený výkon, predovšetkým posúvača najbližšieho k vstupu. Tieto nevýhody odstraňuje zapojenie podľa obr.6.8b, ktoré je však komplikovanejšie.





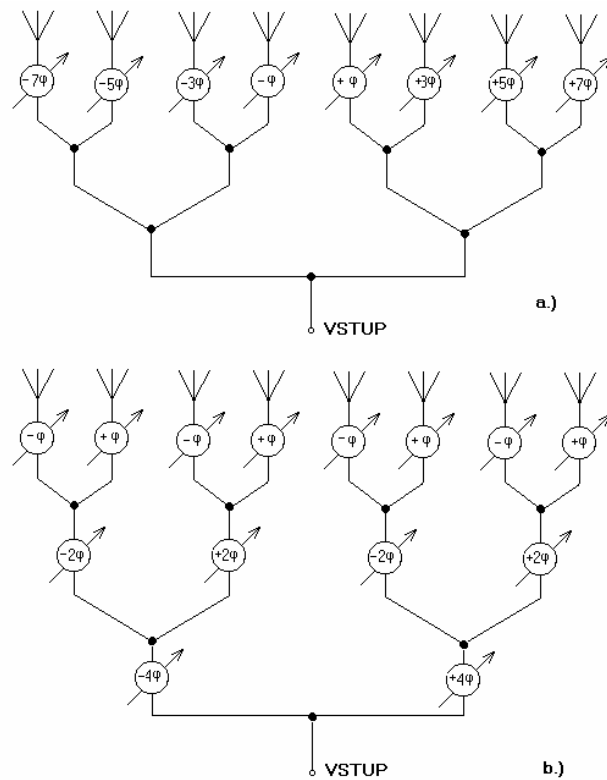
Obr.6.8. Sériové napájanie prvkov anténovej sústavy s posúvačmi fázy v hlavnom vedení a.) a vo vedľajších vetvách b.)



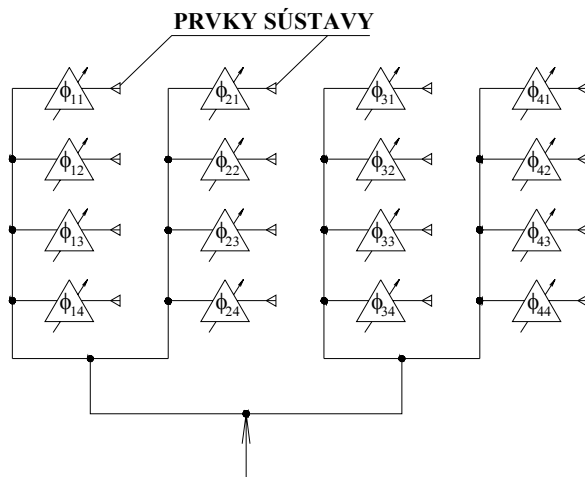
Obr.6.9. Paralelné napájanie prvkov anténovej sústavy

Paralelné napájanie anténovej sústavy je znázornené na obr.6.9 . Toto zapojenie má niekoľko výhod, napr. možnosť použiť málovýkonové posúvače fázy s pomerne veľkými stratami (1,0 – 1,5 dB). Významnou výhodou paralelného zapojenia je odstránenie kumulácie fázových chýb pozdĺž napájača. Jeho nevýhodou je zložitejší systém riadenia posúvačov fázy, pretože každý z nich musí byť nastavený na iný fázový posun. Špeciálnymi prípadmi paralelného zapojenia prvkov sú stromové zapojenia (obr.6.10).

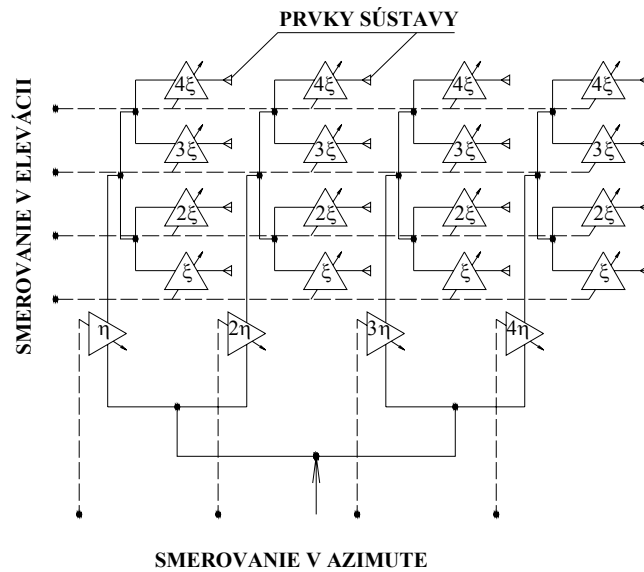
Dvojrozmerné prehľadávanie priestoru možno realizovať pomocou dvojrozsmernej anténovej sústavy zapojenej podľa obr.6.11. Každému prvku sústavy je priradený nezávisle riadený posúvač fázy. Príslušný program fázových zmien zabezpečuje prehľadávanie priestoru v elevačnom aj azimutálnom smere. Zníženie počtu posúvačov fázy a zjednodušenie riadiaceho elektronického systému možno dosiahnuť zapojením podľa obr.6.12. Všetky prvky nachádzajúce sa v jednom rade dostávajú rovnaký fázový posun pre odklonenie zväzku v jednej rovine.



Obr. 6.10. Stromové napájanie prvkov anténovej sústavy



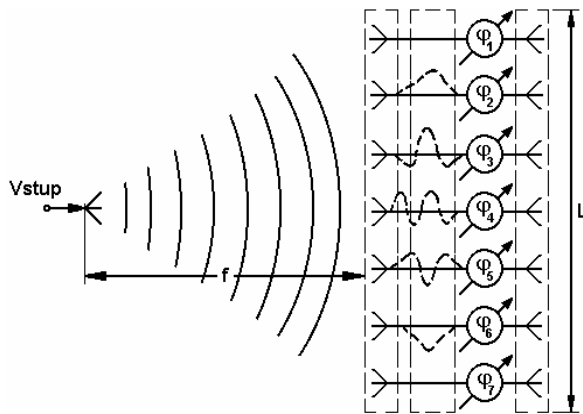
Obr. 6.11. Zapojenie dvojrozmernej fázovanej anténovej sústavy s nezávislými posúvačmi fázy



Obr. 6.12. Zapojenie dvojrozmernej fázovanej anténovej sústavy so závislými posúvačmi fázy

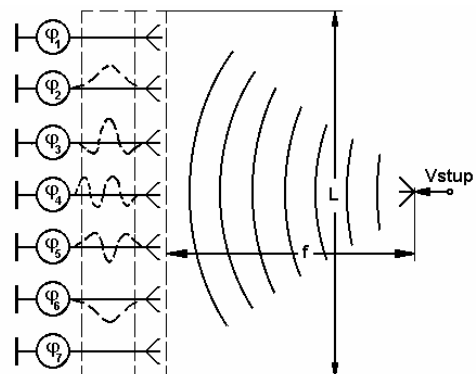
Podobne aj prvky nachádzajúce sa v jednom “stĺpci“ sú napájané s rovnakými fázovými posunmi, čím sa dosiahne smerovanie v ortogonálnej rovine.

Zvláštnym prípadom fázovaných anténových sústav sú tzv. sústavy optického typu, ktorých základné zapojenia sú na obr.6.13 a 6.14. Tieto sústavy pracujú podobne ako šošovkové a reflektorové antény s tým, že profil ekvivalentného “indexu lomu“, resp. ekvivalentného “zakrivenia“ je určený fázovými posunmi v úsekoch vedení napájajúcich jednotlivé prvky sústavy.



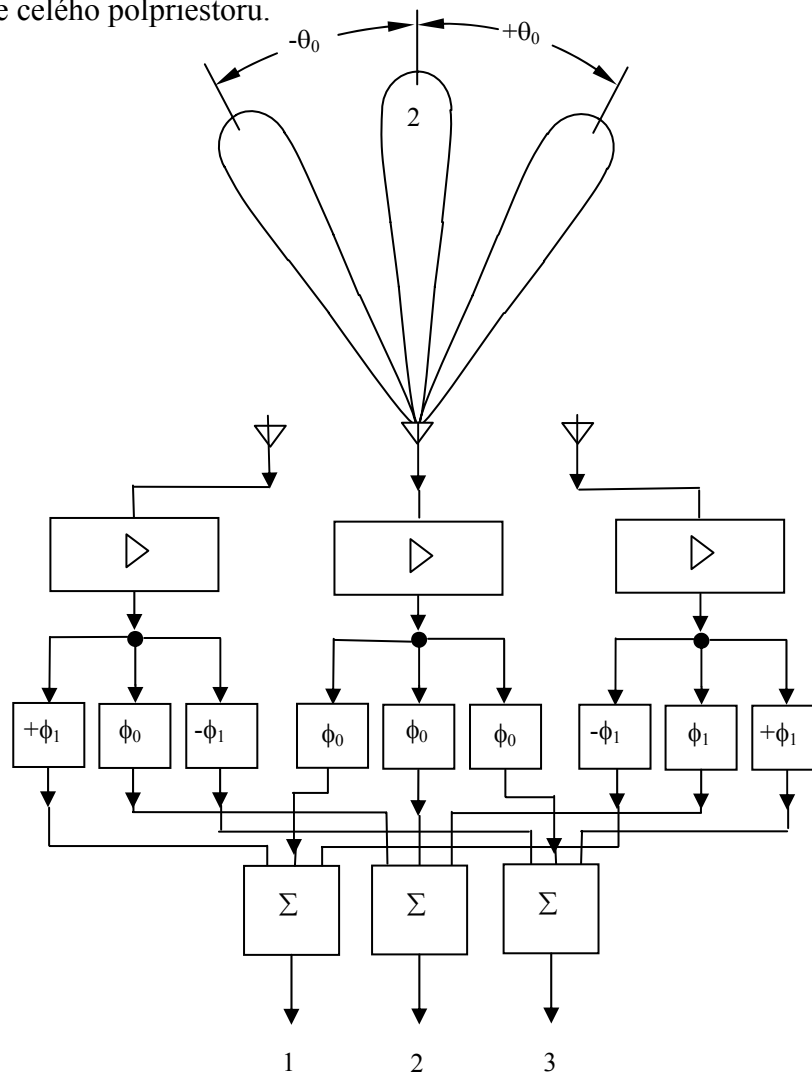
Obr.6.13.Zapojenie sústavy optického typu(analógia šošovky)

Obr.6.14.Zapojenie sústavy optického typu(analógia reflektora)



Sústavu na obr.6.13 môžeme považovať za diskrétnu analógiu šošovkovej antény. Je napájaná jedným primárnym žiaričom umiestneným v “ohnisku“. Sústavu tvoria dve plošné anténové systémy, z ktorých jedna je prijímaci a druhá vysiela. Tvar výslednej elektromagnetickej vlny na výstupe je určený fázovými posunmi  $\varphi_1$  až  $\varphi_N$ . Sústavu na obr.6.14 môžeme považovať za analógiu reflektorovej antény. Líši sa od predchádzajúcej sústavy len tým, že jej prvky sú zároveň prijímacie(pre primárnu vlnu) aj vysielaacie(pre výstupnú vlnu). Fázový posun medzi primárnou a výstupnou vlnou v každom prvku sústavy je určený dĺžkou príslušného úseku vedenia(na konci napr. skratovaného) a príslušným posúvačom fázy.

Pre niektoré rádiolokačné aplikácie sa ukazuje ako výhodné použiť namiesto sústavy s jedným vychýľovaným zväzkom sústavu s viacerými pevnými zväzkami(lalokmi). Tieto systémy umožňujú trvale sledovať určitú časť priestoru(rozdelenú na menšie časti) a odstraňujú hlavnú nevýhodu sústav uvedených vyššie – relatívne dlhý čas potrebný na prehľadanie celého polpriestoru.



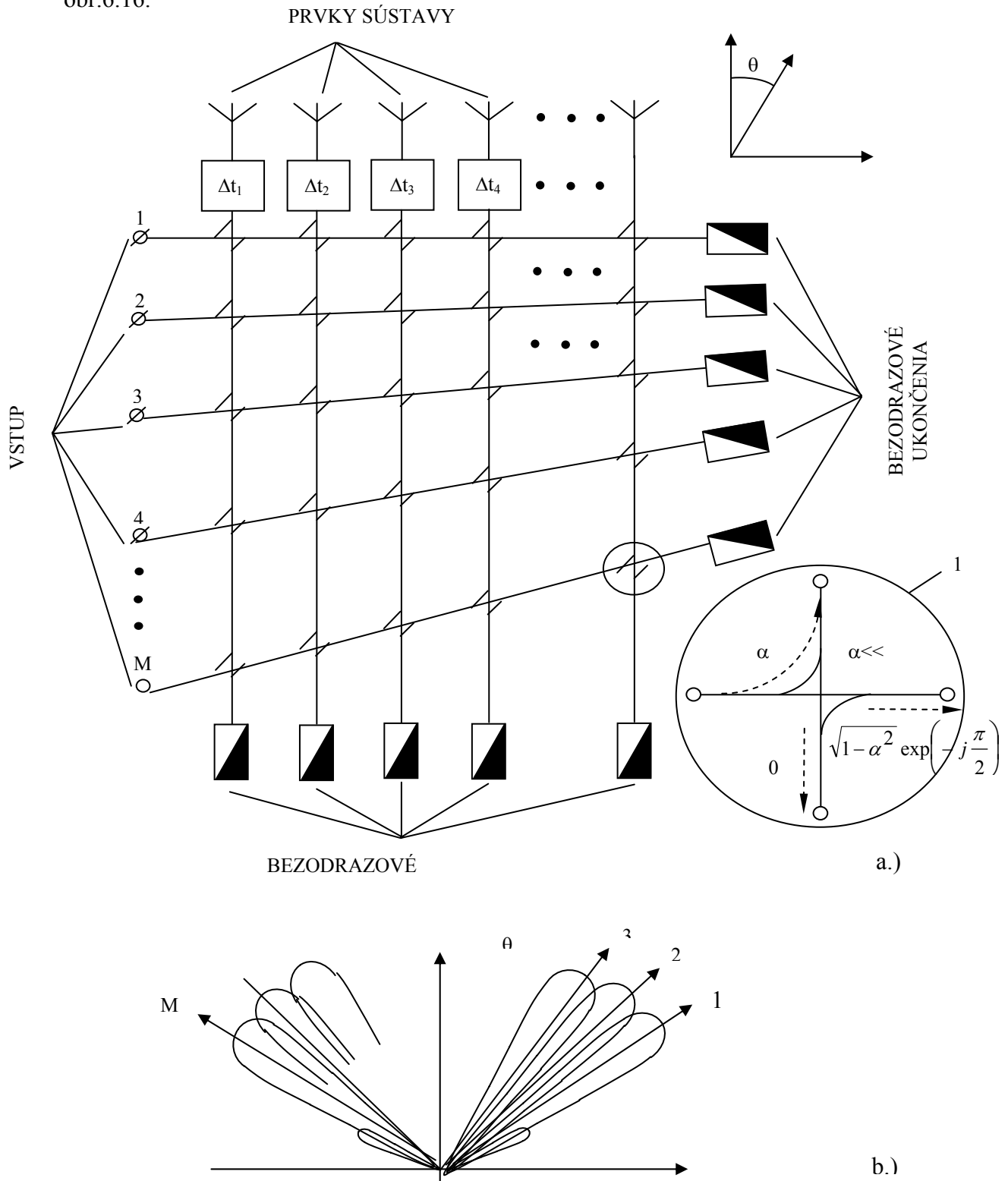
Obr. 6.15. Zapojenie trojzväzkovej anténovej sústavy

Princíp vytvárania mnohozväzkových sústav vysvetlíme na príklade sústavy vytvorenej z troch antén(obr.6.15). Každému prvku sú priradené tri posúvače fázy. Jedna sústava troch posúvačov vytvára zväzok kolmý na apertúru sústavy ( $\Theta = 0$ ). Druhá sústava troch

posúvačov vytvára zväzok so smerom  $\Theta = +\Theta_0$  a tretia sústava so smerom  $\Theta = -\Theta_0$ .

Každému zväzku je jednoznačne priradený práve jeden výstup zo sústavy.

Príklad zapojenia mnohozväzkovej mikrovlnovej anténovej sústavy je znázornený na obr.6.16.



Obr. 6. 16. Zapojenie mnohozväzkovej mikrovlnovej anténovej sústavy.