

ПРОЕКТИРАНЕ НА АНТЕНА ЗА 24 GHz, С ПОДОБРЕНИ ПАРАМЕТРИ И ПРИЛОЖЕНИЕ В АВИАЦИОННАТА ИНДУСТРИЯ.

София С. Узунова, Михаил П. Желязов

София, България, sofia.uzunova@abv.bg

София, България, mjeliazov@abv.bg

DESIGN OF AN ANTENNA FOR 24 GHz, WITH IMPROVED PARAMETERS AND APPLICATION IN THE AVIATION INDUSTRY.

Sofia S. Uzunowa, Mihail P. Zhelyazov

ABSTRACT:

The main component of any wireless communication system is the antenna. In the report, after a theoretical study, a method for miniaturization was chosen, a model of a printed antenna was selected, computational procedures were performed, and a directional action diagram with improved characteristics in the vertical and horizontal planes was simulated.

Key words: wireless communication, model of a printed antenna, computational procedure, directional action diagram, vertical and horizontal planes.

УВОД

При метода за анализа „full wave“ (на цялата вълна) съществуват различни инструменти за анализи и симулация на антената, базирани на различни електромагнитни изчислителни техники.

Софтуерът за дизайн на антената може да бъде избран въз основа на типа и размера на антената.

Изборът на подходяща техника е важен, тъй като чрез неподходящ софтуер може да се получат грешни резултати, или пък симулацията ще отнеме твърде много време за изчисляване.

През годините са разработени няколко важни технологии за електромагнитна симулация:

- Симулация чрез моментен метод (MoM);
- Симулация чрез метод на крайния елемент (FEM);
- Симулация чрез метод на разликата във времевата област (FDTD).

Тези методи се използват почти във всички търговски организации за електронно проектиране (EDA).

По принцип тези технологии за анализ на цялата вълна могат да бъдат използвани за решаване на един и същ проблем, но често има добри практически причини поради които един симулатор е по-подходящ за решаване на определен тип проблем.

ИЗЛОЖЕНИЕ: Критериите за избор

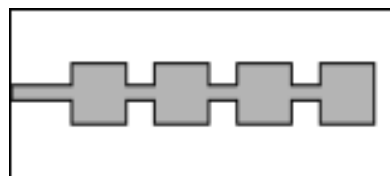
се основават на геометрията на антената - дали е плоска - двуизмерна, или триизмерна.

Избрана е технологията „FDTD“ като най-подходяща за антени, които са предназначени за инсталиране на въздухоплавателни средства [1].

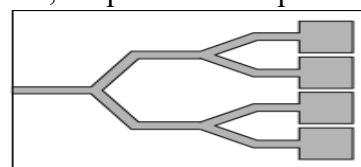
Антенна решетка - микролентовите антени се използват не само като единични елементи, но те често се срещат и в масиви.

Използват се, когато се търсим ефективност, която не може да се постигне с един елемент. Особено ефективни са при сканиране.

Елементите могат да бъдат захранвани в серия (фиг. 1 а) или чрез мрежа (фиг. 1 б)



а) Елементи, захранвани в серия



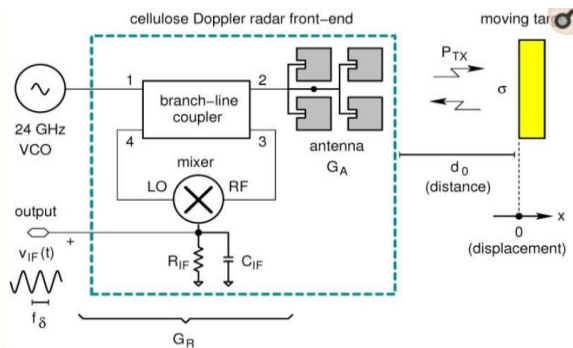
б) Елементи, захранвани в мрежа.

Фиг. 1. Видове захранване на елементите в антенната решетка.

С дизайна от фиг. 1 б) се получава по-голям контрол върху амплитудата и фазата и така той става подходящ при фазово сканиране.

Фазата на всеки елемент може да се контролира с помощта на фазови превключватели, докато амплитудата може да се регулира с усилватели и атенюатори [4]

На фиг. 2 е показан пример за приложение на антенна решетка в блок-схема на доплеров радарен сензор.



Фиг.2. Приложение на антенна решетка в блок-схема на доплеров радарен сензор.

При доплеровия радар, когато се променя разстоянието между приемната и предавателната антена, се наблюдава ефект на Доплер. Когато предавателят и приемникът се приближават или отдалечават един спрямо друг със скорост v , приемната вълна се разпространява със скорост $c+v$, или $c-v$ (в зависимост дали се приближават или отдалечават). За честотата на приетия сигнал може да се изпише: $f_r = f_t \pm \Delta f$, където Δf – е доплерово отместване. Доплеровото отместване в радиолокацията е $\Delta f = 2f \frac{v}{c}$, защото вълната изминава двойно по-голям път ($2 \times d_0$) [14].

На фиг.2 доплеровото отместване се извлича от смесителната верига. Дадената блок-схема се състои от външен осцилатор, настроен на 24 GHz, смесител, квадратурен разклонител и антенна решетка.

Във веригата се използва квадратурен мост (характерно за него е фазова разлика (90°) между рамо 2 и 3, а рамо 4 остава изолирано).

Входни данни за проектиране на ПАЧ антена.

- Централна честотата на която ще работи печатната антена; $f_0 = 24 \text{ GHz}$
- Работна честотна лента - 2% за $VSWR \leq 2$;
- Оптимизация на коефициента на усилване: не по-малко от 6 dBi;

Изчислителни процедури

- Изчисляване на λ_0 - дължина на вълната;

$$(1) \quad \lambda_0 = c / f_0 \text{ GHz} = 3 \cdot 10^8 / 24 \cdot 10^9 = 0,125 \cdot 10^{-1} \text{ м} = 0,0125 \text{ м}, = 1,25 \text{ см}$$

където: където $c = 3 \cdot 10^8$ – скоростта на светлината, λ_0 – дължина на вълната;

- Избор на диелектричен материал – Избира се RO3003

Property	RO3003
Dielectric Constant, ϵ_r , Process	3.00 ± 0.04
(2) Dielectric Constant, ϵ_r , Design	3.00

$\epsilon_r = 3$ – диелектрична константа, характеризираща диелектричния материал.

- Избор на дебелината на платката за печатна антена:

Standard Thickness	Standard Panel Size
RO3003/RO3035: 0.005" (0.13mm) 0.010" (0.25mm) 0.020" (0.50mm) 0.030" (0.75mm) 0.060" (1.52mm)	12" X 18" (305 X 457mm) 24" X 18" (610 X 457mm)

За печатна антена се избира дебелина на платката = 0.5мм;

- Изчисляване на практическата ширина на микролентовия пач:

$$(2) \quad W = c / 2 f_0 \sqrt{2 / \epsilon_r + 1} = 3 \cdot 10^8 / 2 \cdot 24 \cdot 10^9 \sqrt{2 / 3 + 1} = 0,00441942$$

Практическата ширина на микролентовия пач - **0,00441942 м. = 0,4 см.**

- Изчисляване на ефективната диелектрическа проницаемост:

$$(3) \quad \epsilon_{\text{reff}} = \epsilon_r + 1 / 2 + \epsilon_r - 1 / 2 [1 + 12 h / W]^{-1/2} = 3 + 1 / 2 + 3 - 1 / 2 [1 + 12 \cdot 0,0005 / 0,00441942]^{-1/2} = 2,65127$$

– ефективна диелектрична проницаемост.

Ефективна диелектрична проницаемост $\epsilon_{\text{reff}} = 2.65127$;

- Изчисляване на ΔL - разликата между действителната и практическата дължина;

$$(4) \quad \Delta L / h = 0,412 \cdot (\epsilon_{\text{reff}} + 0,3) / (\epsilon_{\text{reff}} - 0,258) \cdot (W / h + 0,264) / (W / h + 0,8) = (2,65127 + 0,3) / (2,65127 - 0,258) \cdot (0,00441942 / 0,0005) / (0,00441942 / 0,0005) = 0,00023985 \text{ м.}$$

Разликата между действителната и практическата дължина е

$$\Delta L = 0,00023985 \text{ м.};$$

(4) е формулата, показваща връзката между ΔL и W/h , като L_e действителна дължина, а ΔL е разликата между действителната и практическата дължина;

- Изчисляване на L - действителна дължина на микролентовия пач.

$$(5) L = (c / 2 f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \cdot 1 / \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}) - 2 \Delta L = (3.10^8 / 2.24.10^9 \sqrt{2,65127} \cdot 1 / \sqrt{1}) -$$

- $2 \cdot 0,00023985 = 0,00335872$ м. - действителна дължина на микролентовия пач, като μ_0 е магнитна проницаемост във вакуум, а ϵ_0 е диелектрична константа във вакуум;

$L = 0,00335872$ м. - действителна дължина на микролентовия пач;

- Изчисляване на L_{eff} - ефективна дължина на антената

$$(6) L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L = 0.00335872 + 2 \cdot 0.00023985 = 0.00383842 \text{ м}$$

- ефективната дължина на антената, като тя е по-голяма от действителната заради начина по който функционират слотовете;

$L_{\text{eff}} = 0.00383842$ м. - ефективна дължина на антената;

- Изчисляване на G_1 - проводимост на слот 1

(7) $Y_1 = G_1 + jB_1$ - еквивалентен прием от слот 1,

където G - проводимост, B - чувствителност;

$$(8) G_1 = L_1 / 120 \pi^2, \text{ където } L_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 w}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta,$$

при $W \ll \lambda_0$, $G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{w}{\lambda_0}\right)^2$, следователно $G_1 = 1/90 (0,00441942 / 0,0125)^2 = 0,00138$ s. - проводимост на слот 1

$G_1 = 0,00138$ s. - проводимост на слот 1;

- Изчисляване на взаимната проводимост между слот 1 и слот 2 - G_{12} ;

$$(9) G_{12} = 1 / 120 \pi^2$$

$$\int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 w}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \text{Jo}(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta =$$

$$= 1 / 120 \pi^2 \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{2\pi w}{\lambda} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2$$

$$\text{Jo}(2\pi / \lambda L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta =$$

$$= 120 \pi^2 \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{2 \cdot 0.00441942}{0.0125} w \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2$$

$$\text{Jo}(2\pi / 0,0125 \cdot 0,00335872 \cdot \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta =$$

$$= 0,00081 = 8.1 \cdot 10^{-4} - \text{взаимна}$$

проводимост между слот 1 и слот 2;

Взаимната проводимост между слот 1 и слот 2 е $G_{12} = 0.00081 = 8.1 \cdot 10^{-4}$

- Изчисляване на еквивалентен прием за слот 2 и общ еквивалентен прием:

(10) $Y_2 = G_2 + jB_2 = G_1 - jB_1$ - еквивалентен прием от слот 2. От това следва, че: $G_2 = G_1$ и $B_2 = B_1$

$$(11) Y_{\text{in}} = Y_1 + \tilde{Y}_2 = G_1 + jB_1 + G_1 - jB_1 = 2G_1$$

Общият еквивалентен прием е: $Y_{\text{in}} = 2G_1$

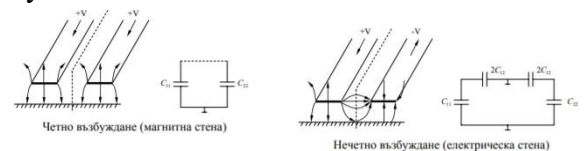
- Изчисляване на входния импеданс:

$$(12) Z_{\text{in}} = 1 / Y_{\text{in}},$$

Следователно: $R_{\text{in}} = G_1 / 2 \rightarrow R_{\text{in}} = 1/2 (G_1 \pm G_{1,2}) = 1/2 (0,00138 + 8,1 \cdot 10^{-4}) = 228,3105 \Omega$ при нечетен мод;

- Входното съпротивление е $R_{\text{in}} = 228,3105 \Omega$.

В израза за входното съпротивление G_{12} е взаимната проводимост между двата слота, като обикновено $G_{1,2} \ll G_1$. В зависимост дали е четен (even) или нечетен (odd) мод, знакът в знаменателя между двете проводимости ще е различен: при нечетен +, за четен - . Разликата между четно и нечетно възбуждане е:



Фиг. 3. Разлика между четно и нечетно възбуждане.

$$(13) R_{\text{in}(y=y_0)} = 1 / 2 (G_1 \pm G_{1,2}) \cdot \cos^2 (\pi / L \cdot y_0)$$

Изчисляване на разстоянието, което е необходимо за да се вгради захранващата линия и да се получи входно съпротивление - $R_{\text{in}} = 50 \Omega$;

$$50[\Omega] = 228,3105[\Omega] \cdot \cos^2 (\pi / 0,00335872 \cdot y_0), \text{ следователно: } y_0 = 0,0011569 \text{ м.}$$

Разстоянието, което е необходимо за да се вгради захранващата линия и да се получи входно съпротивление - $R_{\text{in}} = 50 \Omega$ е $y_0 = 0,0011569$ м.

Изчисляване ширината на срез:

$$(14) f_r = \frac{c}{\sqrt{2 \cdot \epsilon_{\text{reff}}} g} \frac{4.6 \cdot 10^{-14}}{g} + \frac{f}{1.01} - \text{резонансна}$$

честота, като при $f_r = f$

$$24.10^9 - \frac{24.10^9}{1.01} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{2.65127}} \frac{4.6 \cdot 10^{-14}}{g},$$

следователно $g = 0.0008407$ м - ширината на

среза (обикновено истинската стойност се установява експериментално);

Ширилата на среза е $g = 0.0008407$ м - (обикновено истинската стойност се установява експериментално).

Изчисляване на ширината на захранващата лента:

$$(15) \quad w_0 = \frac{7,48 \cdot h_0}{e^{\left(\frac{R_{in} \sqrt{\epsilon_r + 1.41}}{87}\right)}} - 1,25 \cdot t = \frac{7,48 \cdot 0,5}{\left(\frac{50 \sqrt{3+1,41}}{87}\right)} - 1,25 \cdot 0,035 = 1.07497435 \text{ мм.}$$

Ширилата на захранващата лента, при дебелина 35 μm е 1, 075 мм.

След оразмеряване на антената с получените параметри и размери вида на проектираната антена.

$$(16) \quad E_\phi = +j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos\phi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos\phi} \right\} \cos\left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin\phi\right)$$

– за E – равнина,

$$(17) \quad E_\phi \sim +j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \text{ – за H – равнина.}$$

За E – равнина (x-y): ($\theta = 90^\circ, 0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$ и $270^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$) и за H- равнина (x-z): ($\phi = 0^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$), където $k_0 = 2\pi/\lambda$ - константата на разпространение, $V_0 = h \cdot E_0$. Изразите от формула (3.16) показват излъчените полета за E - и H - равнина;

$$(18) \quad D_0 = U / U_0 = 4\pi U / Prad,$$

където D_0 - насоченост на слота, U - интензивност на излъчване, U_0 - интензивност на излъчване на изотропен източник, $Prad$ - обща излъчена мощност. В конкретния случай D_0 се определя от:

$$(19) \quad D_0 = (2\pi W / \lambda_0)^2 1 / I_1,$$

където:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 w}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^3 \sin^3 \theta d\theta = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 w \cdot 0.00441942}{0.0125} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^3 \sin^3 \theta d\theta = 1,6433$$

Коефициента на насоченост по електрическа съставна на ъгъл θ - $I_1 = 1,6433$

$$D_0 = (2\pi \cdot 0,00441942 / 0,0125)^2 1 / 1,643 = 3.00049$$

В децибели, съответно: $D_0 = 10 \cdot \log_{10} 3,00049 = 4,77192 \text{ dB.}$

$$(20) \quad D_{AF} = 2/1 + g_{12},$$

където D_{AF} е насоченост на масив (слот 1 и слот 2), а

$$g_{12} = G_{12} G_1,$$

където: G_{12} е взаимната проводимост между двата слота, а G_1 е проводимостта от слот 1. Т.е:

$$g_{12} = G_{12} G_1 = 0.00081 \cdot 0.00138 = 0.586957, \text{ следователно:}$$

$$D_{AF} = 2/1 + 0.586957 = 1.26027$$

В децибели, съответно: $D_{AF} = 10 \log_{10} 1.26027 = 1.00464 \text{ dB.}$

Пояснение: При извършените по-горе изчисления са приети следните стойности: за $\phi = 0^\circ$, и съответно за $\theta = 90^\circ$.

$$(21) \quad D_2 = D_0 \cdot D_{AF} \text{ и } D_2 = (2\pi W / \lambda_0)^2 \cdot \pi / I_2 = 2 / 15 \text{ Grad} (W / \lambda_0)^2,$$

Където: D_2 - е насочеността от двата слота, а Grad - е радиационна проводимост,

$$(22) \quad I_2 = \iint_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 w}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^3 \sin^3 \theta \cos^2 \theta \left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin\theta \sin\phi \right) d\theta d\phi = \sin^3 \theta \cos^2 \theta \left(\frac{2\pi \cdot 0.00383842}{2} \sin\theta \sin\phi \right) d\theta d\phi = 3.6281$$

Коефициента на насоченост по електрическа съставна на ъгъл θ -

$$I_1 = 1,6433, I_2 = 3.6281$$

Пояснение: При извършените по-горе изчисления са приети следните стойности за ъгъл - $\phi = 0^\circ$, и съответно за ъгъл - $\theta = 90^\circ$.

Тъй като:

$$(23) \quad D_2 = D_0 D_{AF} \text{ Т.е. } D_2 = 3.00049 \cdot 1,26027 = 3,7814278 = 10 \log_{10} 3,781428 = 5,77656 \text{ dB, } D_2 = 5,77656 \text{ dB,}$$

или от друга страна:

$$(24) \quad D_2 = (2\pi W / \lambda_0)^2 \pi / I_2 = (2\pi \cdot 0,00441942 / 0,0125)^2 \cdot \pi / 3,6281 = 4,266583 = 10 \log_{10} 4,266583 = 6,3008 \text{ dB; } D_2 = 6,3008 \text{ dB;}$$

$$(25) \quad G = 4\pi U(\theta, \phi) / Pin, \text{ където:}$$

- G – усилване,
- U - интензивност на излъчване,
- Pin - входна мощност на изотропен източник без загуби.

Тъй като: $Prad = e_{cd} \cdot Pin$, като $Prad$ е общата излъчена мощност,

а $e_o = e_r e_{cd}$, където:

- e_o – общата ефективност;
- e_r – ефективност на отражение;
- $e_r = (1 - |\Gamma|_2) e_c$ – ефективност на

проводимостта;

- ϵ_d – диелектрична ефективност.

Обикновено ϵ_c и ϵ_d са достатъчно трудни за изчисляване, то те могат да бъдат определени експериментално. Но дори и чрез измервания е много трудно да се намерят двете поотделно и най – често се записва ϵ_{cd} – радиационна ефективност на антената. Този параметър се използва за връзка между насочеността (Directivity) и усилването (Gain). Като $\epsilon_{cd} = \eta$ (за това, в повечето изрази се използва η).

P_{in} – входната мощност на изотропен източник без загуби. Тъй като :

$$(26) \quad P_{rad} = \epsilon_{cd} P_{in} [2], \text{ като}$$

- P_{rad} е общата излъчена мощност,

- $\epsilon_o = \epsilon_r \epsilon_c \epsilon_d \epsilon_o$ – общата ефективност,

където ;

- ϵ_r – ефективност на отражение: $\epsilon_r = (1$

- $|\Gamma|^2) \epsilon_c$ – ефективност на проводимостта

- ϵ_d – диелектрична ефективност

Обикновено ϵ_c и ϵ_d са много трудни за изчисляване, но могат да бъдат определени експериментално.

Дори и чрез измервания е много трудно да се намерят двете поотделно и се записва ϵ_{cd} – радиационна ефективност на антената.

Този параметър се използва за връзка между насочеността (Directivity) и усилването (Gain). $\epsilon_{cd} = \eta$ (в повечето формули се използва η).

От [1] и [2] следва, че:

$$(27) \quad G(\theta, \phi) = \epsilon_{cd} [4\pi \cdot U(\theta, \phi) / P_{in} \epsilon_{cd}] =$$

$$\epsilon_{cd} [4\pi \cdot U(\theta, \phi) / P_{rad}] = \epsilon_{cd} D = \eta D = 6,2 \text{ dB},$$

$$(28) \quad 1 / Q_t = 1 / Q_{rad} + 1 / Q_c$$

$$+ 1 / Q_d + 1 / Q_{sw},$$

където:

- Q_t – общ качествен фактор

- Q_{rad} – качествен фактор породен от

радиационни загуби;

- Q_c – качествен фактор на

проводимостта

- Q_d – качествен фактор породен от

диелектрични загуби Q_{sw} – качествен фактор поради повърхностни вълни

- $Q_{rad} = 2\omega \epsilon_r / h G_t / L = K$, където

- ϵ_r е диелектрична проницаемост,

- a_h е височината на диелектрика,

- G_t / L е общата проводимост за една

дължина, като:

$$G_t / L = \text{Grad} / W, \text{ където:}$$

- L и W са съответно дължината

и ширината на микролентовия пач,

$K = L/4$ за доминантен мод TM_{010} , или:

$$(29) \quad K = \frac{\iint_{area} |E|^2 dA}{\oint_{perimeter} |E|^2 dl}$$

и

$$Q_c = h \sqrt{\pi f \mu \sigma},$$

където:

- h е височината на основата,

- μ е магнитната проницаемост на диелектричния материал, а

- σ е проводимостта на проводниците, които са свързани със заземената равнина и пача;

- $Q_c = h \sqrt{\pi f \mu \sigma}$, където:

- h е височината на основата,

- μ е магнитната проницаемост на диелектричния материал, а

- σ е проводимостта на проводниците, които са свързани със заземената равнина и пача;

- $Q_d = 1 / \tan \delta$, където δ са тангенциалните загуби, свързани с диелектричния материал, в конкретния случай $\delta = 0.0010$;

$$(3.30) \quad \frac{\Delta f}{f_0} =$$

$\frac{VSWR-1}{Q_t \sqrt{VSWR}}$, където:

- f_0 е централната честота, а

- $\Delta f = f_2 - f_1$, като:

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}}} \quad \text{и} \quad f_2 = f_0 + \sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}}, \text{ а}$$

$Q_t = 1 / 0.02 \sqrt{2} = 35.3553$ – за 2% работна честотна лента и VSWR 2:1

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}}} = \frac{24 \cdot 10^9}{\sqrt{1 + \frac{1}{35.3553}}} = 23,3398 \text{ GHz};$$

$$f_2 = 24 \cdot 10^9 + \sqrt{1 + \frac{1}{35.3553}} = 24,6788 \text{ GHz} -$$

са двете резонансни честоти;

В микролентовите антени се използват единични елементи и масиви. По този начин се получават антени с многолъчево сканиране, които се различават от параболичните, при които е един лъч. Броят на елементите е от съществено значение за формата на фазовата диаграма.

При класическите антенни решетки в режим на приемане се използва суматор. Този метод се нарича адитивен.

Другите два метода, които са се наложили в практиката, са довели до синтезирането на мултипликативни (корелационни) антени и антени с логически синтез. При мултипликативните, върху приемната антена, състояща се от два ненасочени излъчвателя, пада плоска вълна под ъгъл θ спрямо нормалата:

В този случай индуцираните напрежения (u_1 и u_2 - на двата излъчвателя) се умножават и усредняват (това става в умножителя и интегратора), в резултат на което се получава корелационната функция :
 (31) $F(\Theta) = \frac{1}{2} \cdot \sin(2kd \cdot \sin \Theta) / \sin.kd \cdot \sin \Theta$,
 което и представлява ДНД на корелационната система с два елемента. Диаграмата на излъчване прилича на тази при адитивната решетка, при която обаче разстоянието между елементите е два пъти по-голямо.

Това означава, че с използване на умножителя и интегрирането, конфигурацията на антенна решетка ще бъде два пъти по-малка. Разликата във формулата на насочени и ненасочени елементи е, че когато имаме насочени функцията се умножава с израза на отделния елемент.

Когато антенната решетка се състои от повече от два елемента се налага последователна работа на умножителя и интегратора. За тази цел можем да използваме променлив дефазатор, с помощта на който се извършва фазова модулация. Необходима е, тъй като след еднократно умножаване и усредняване се получава постоянно напрежение, което не разрешава следващите операции.

При антените с логически синтез сигналите, които се приемат, се подават за обработване най-често от типа "да-не".

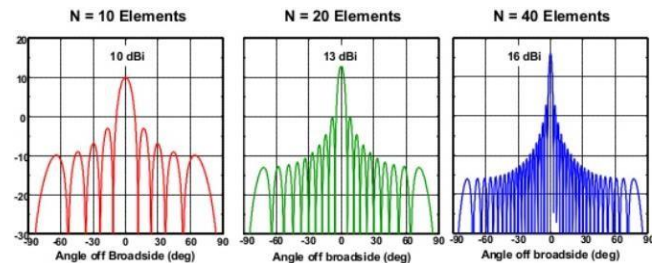
В самолетните антени също се използват антенни решетки, разположена на различни части от тялото на самолета. Всяка една антена приема по определен ъгъл.

В зависимост от положението на фюзелажа на самолета спрямо предавателя на Земята, изходните сигнали на отделните елементи ще имат различна стойност. С помощта на логическо устройство се включва само антената, чийто сигнал е най-силен.

В случая излъчвателите са изместени

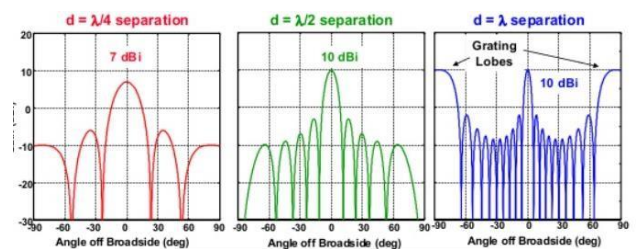
на 30° с помощта на фазов превключвател и се намират на разстояние d един от друг. N показва поредния номер на излъчвателите.

Както беше споменато с увеличението на броя на елементите N , се увеличава и броя на страничните листа, но нивото им с увеличаването на N респ. намалява. Тази зависимост е показана на фиг.4. за 10, 20 и 40 елемента:



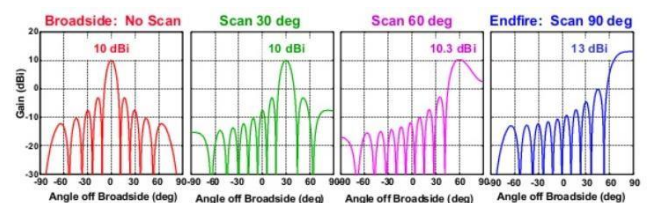
Фиг.4. Зависимост на броя на странични листи от броя на елементите в масива за 10, 20 и 40 елемента.

Разликата в насочеността и ширината на главния лъч и страничните листи, при различно разстояние между елементите ($d = \lambda/4, \lambda/2$ и λ) е показана на фиг.3.7. Има ограничаващо условие за $d < \lambda$, за да не се получат широки странични листа (пошироки и от главния насочен лъч).



Фиг.5. Разлика в насочеността и ширината на главния лъч и страничните листи, при различно разстояние между елементите ($d = \lambda/4, \lambda/2$ и λ)

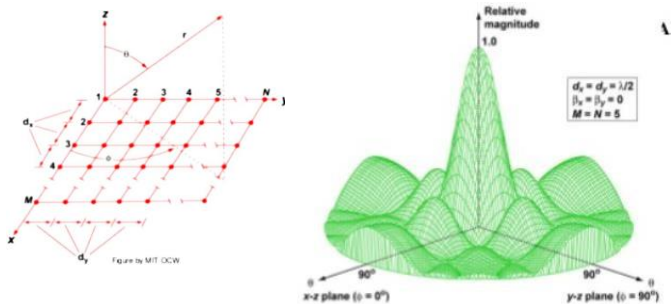
Главния насочен лъч претърпява фазово изместване, в зависимост от ъгъла на сканиране – фиг.6.



Фиг.6. Фазово изместване на главния лъч, в зависимост от ъгъла на сканиране.

На фиг.7.а) е показана антенна решетка в планарна равнина. $M \times N$ показван правоъгълен модел. С цел потискане на страничните листа: $d_x < \lambda/2$ и $d_y < \lambda/2$ – и по

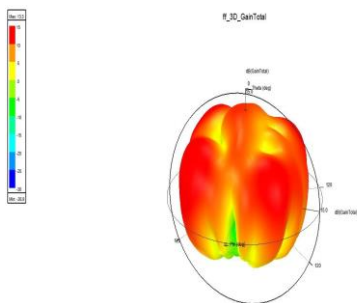
двете оси. Ако $\lambda/2 = d_x = d_y$ – фиг.7.б)



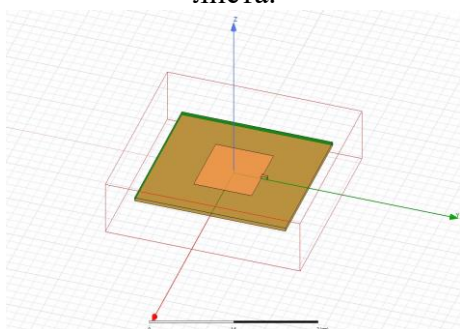
а)

фиг.7

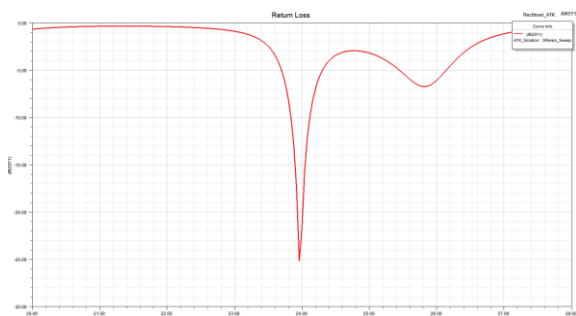
б)



Фиг.8. Радиационен модел на пач антената с главния лист и страничните листа.

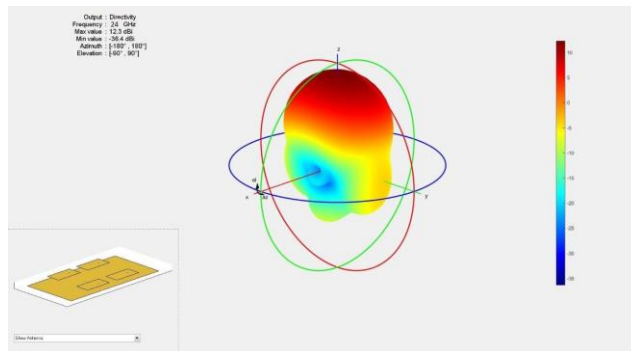


Фиг.9. Моделираната пач антена в



Фиг.10. Загуби в антената

По-нататък, са направени HFSS симулации за конкретния случай на базата на зададените и изчислени стойности:



фиг.11. Симулация за 4 елементна решетка.

Фиг. 9,10,11, показват резултатите от симулацията. На първата е показана моделираната пач антена в триизмерна равнина, която е реализирана с Ansys HFSS. На фиг.10 са показани загубите в антената, които достигат до -25. На фиг. 8. е показан радиационен модел на пач антената с главния лист и страничните листи. Както се вижда, страничните листи са леко завишени. На фиг.3.13. е направена симулация за 4 елементна решетка чрез Ansys HFSS

ЗАКЛЮЧЕНИЕ. Миниатюризацията на технологиите е една от основните тенденции на развитие във всички области на радиоелектрониката, включително и в антенната техника. И е важна за развитието на съвременните авиационни, космически, мобилни и други портативни радиотехнически средства.

При антените свойствата са в пряка зависимост от относителните геометрични размери на антенното устройство. Характерното е, че с $\uparrow f$ се \downarrow размерите на антената

Процесът на проектиране е съпроводен с множество компромиси, които трябва да се предприемат. С увеличаване на честотата се увеличава и шумовата температура на компонентите, а колкото шумовата температура е по-висока, толкова коефициентът на качество се влошава. Навлизането на пач антените подобрява комуникацията между подвижните превозни средства, т.к. е невъзможно върху повърхността на самолет, или автомобил да се монтира голяма параболична антена.

Предимството на пач антените пред останалите е простата конструкция, малката маса и обем, голямата точност и ниската цена.

Цената е определящ фактор при всички комуникационни апаратури. Най-важното

условие от гледна точка на потребителя е да параметри и цената.
бъде постигнат баланс между необходимите

ЛИТЕРАТУРА

1. Мария Ненова - лекционен материал НСК;
2. Марин Неделчев, лекционен материал МВЕУ;
3. Никола Додов, "Антени и СВЧ устройства" (2006);
4. Петър Петков, лекционен материал МПСК;
5. Перевезенцев Л. Т., Огарков В. Н. Радиолокационные системы аэропортов: Учеб. Для вузов гражданской авиации.— 2-е изд., перераб. И доп.— М.: Транспорт, 1991. — 360 с.
6. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. — 2-е изд., перераб. И доп. — М.: Радио и связь, 1983. — 536 с.,
7. Balanis C.A,"Antenna Theory - Analysis and Design”;
8. R.E. Hester and R.M. Harrison, "Electronic Waste Management" (2009);
9. Anil Pandey, “Practical microstrip and printed antenna design artech house” (2019);
10. (Artech House Antennas and Propagation Library) Sener Uysal - Nonuniform Line Microstrip Directional Couplers and Filters-Artech Print on Demand (1993);
11. Ghoshal Subrata 8051 Microcontroller: Internals, Instructions, Programming & Interfacing // Pearson Education India, 2010 - 512 стр.
12. [Режим на достъп]: <http://www.ti.com/lit/ds/schs154d/schs154d.pdf>
13. <https://ieeexplore.ieee.org/document/958922>;
14. D. G. Fang, “Antenna Theory and Microstrip Antennas-CRC Press” (2009);
15. <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC5621086>;
<https://www.microwaves101.com/encyclopedias/history-of-microstrip>;
16. <https://bg.wikipedia.org>;