

## OPTIMIZATION OF THE J-POLE ANTENNA DIMENSIONS

KLIMENT ANGELOV, DEYAN DAMYANOV

**Abstract.** *The classical J-Pole antenna has a several good properties, such as good matching, easy implementation and low cost. Thus, in the range of VHF the dimensions of the antenna can be too big and can bring a mounting and usage difficulties. In this study an optimization of the antenna dimensions has been made, on purpose to decrease them without losing the good matching.*

**Key words:** *J-Pole, antenna dimensions, antenna matching*

### ОТИМИЗИРАНЕ НА РАЗМЕРИТЕ НА J-POLE АНТЕНА

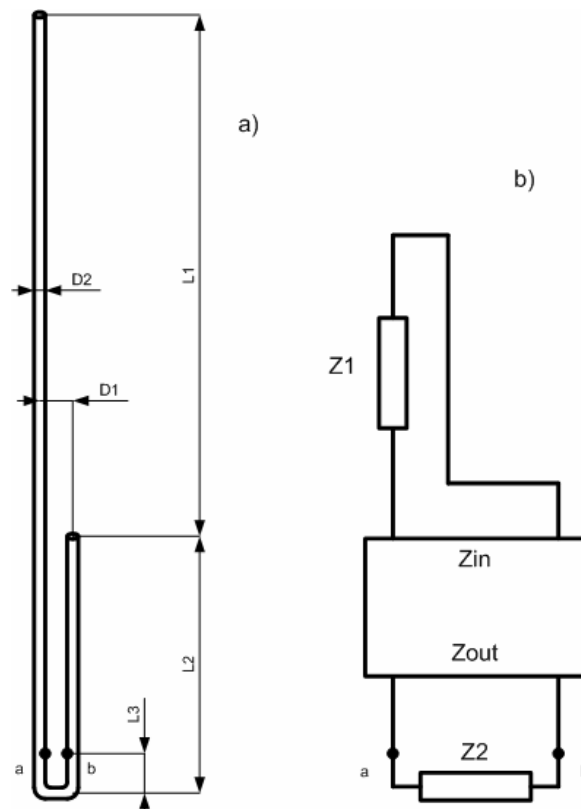
#### 1. Въведение

Обхвата на метровите вълни (VHF) се използва за различни приложения, като радио и TV разпръскване, радиовръзки и навигация в сферата на авиацията, радиолюбителски връзки както и от системи от фиксираната радиослужба [5]. При някои от тези приложения на електромагнитните вълни (ЕМВ) от този обхват се използват ненасочени антени с почти кръгова диаграма в хоризонтална равнина. Типични примери са диполните антени, коаксиалните антени, Ground Plane антените и др. [3]. В радиолюбителските среди широко се използват и J-Pole антените, които се характеризират с лесна реализация, много ниска себестойност и добри показатели. Неудобство на този тип антени е, че в нискочестотния VHF обхват размерите им стават значително големи, от порядъка на няколко метра, и затрудняват монтажа и експлоатацията им. Целесъобразно е да се потърси решение за намаляване на тези размери при запазване на останалите положителни параметри (ниска себестойност и добро съгласуване).

#### 2. Теоретичната обосновка

На фиг. 1 е показан общ вид на J-Pole антена, както и нейната еквивалентна схема. Захранването на антената се осъществява в точки **a** и **b**, като към тях се свързват съответно

активното жило и ширма на коаксиален кабел с вълново съпротивление  $Z_c = 50 \Omega$ .



Фиг. 1. J-Pole антена: а) общ вид;  
б) еквивалентна схема

Участъкът от антената с дължина  $L2$  може да се разглежда като симетрична линия, вълновото съпротивление на която може да се намери от зависимостта [1]:

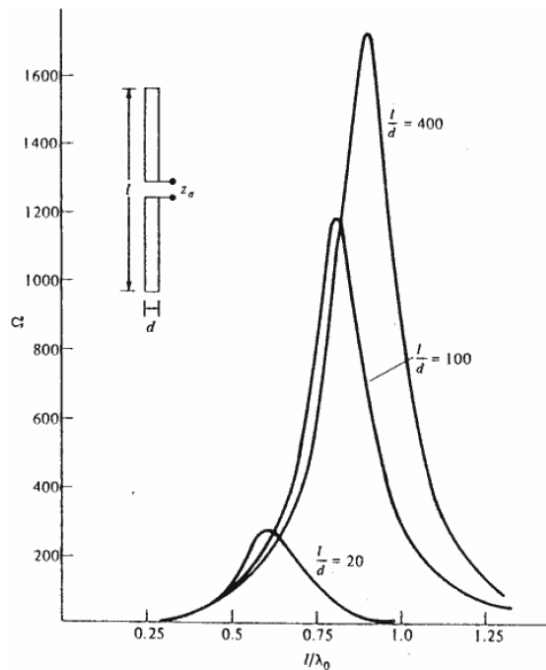
$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{2.D1}{D2} \quad (1)$$

В случая диелектричната изолация на двупроводната линия е въздух и относителната диелектрична проникваемост може да се приеме за  $\epsilon_r=1$ . Участъкът от линията надолу от точките на свързване на захранващия фидер може да се разглежда като двупроводна линия с дължина  $L3$ , която е дадена на късо в единия си край. При това положение нейният входен импеданс, който на фиг. 1b е означен с  $Z2$ , може да се определи от зависимостта [2]:

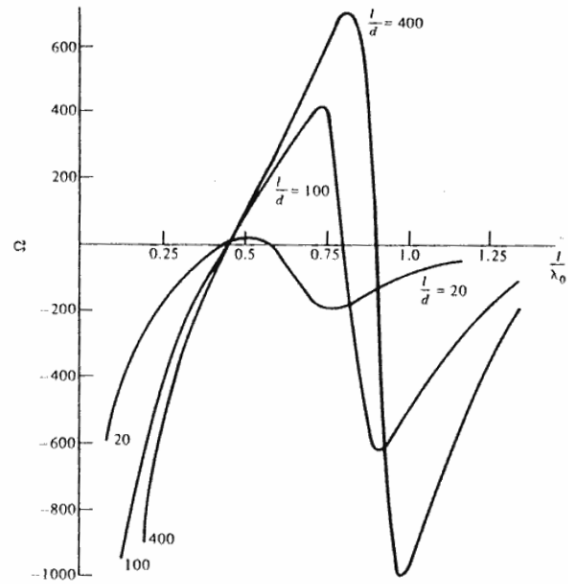
$$Z2 = jZ_0 \cdot \text{tg} \left( \frac{2\pi.L3}{\lambda} \right), \quad (2)$$

където  $\lambda$  е дължината на работната вълна.

Останалата част от двупроводната линия се явява натоварена с импеданса  $Z1$  на излъчващия елемент с дължина  $L1$ . Този импеданс може да се определи от графичните зависимости, показани на фиг. 2 и фиг. 3 [3], които дават връзките съответно на активната и реактивната съставка от електрическата дължина  $L1/\lambda$  на елемента.



Фиг. 2. Активна съставка на импеданса на излъчващ елемент с дължина  $l$  и диаметър  $d$ .



Фиг. 3. Реактивна съставка на импеданса на излъчващ елемент с дължина  $l$  и диаметър  $d$ .

При това положение изходният импеданс  $Z_{out}$  на участка от двупроводна линия нагоре от точките на свързване на захранващия фидер, който е с дължина  $L2-L3$ , може да се определи от зависимостта [2]:

$$Z_{out} = Z_0 \frac{Z1 \cos \left( \frac{2\pi(L2-L3)}{\lambda} \right) + Z_0 \sin \left( \frac{2\pi(L2-L3)}{\lambda} \right) j}{Z_0 \cos \left( \frac{2\pi(L2-L3)}{\lambda} \right) + Z1 \sin \left( \frac{2\pi(L2-L3)}{\lambda} \right) j}, \quad (3)$$

Импедансът в точката на захранване на антената се определя от паралелно свързаните  $Z2$  и  $Z_{out}$ . В такъв случай може да запишем:

$$Z_a = \frac{Z2 \cdot Z_{out}}{Z2 + Z_{out}} \quad (4)$$

За да може да има добро съгласуване,  $Z_a$  трябва да е чисто активно и равно на вълновото съпротивление на захранващия фидер  $Z_c$ . Нагледно съгласуването може да се покаже, като се изчисли коефициента на стояща вълна (КСВ) във захранващия фидер по зависимостта [1]:

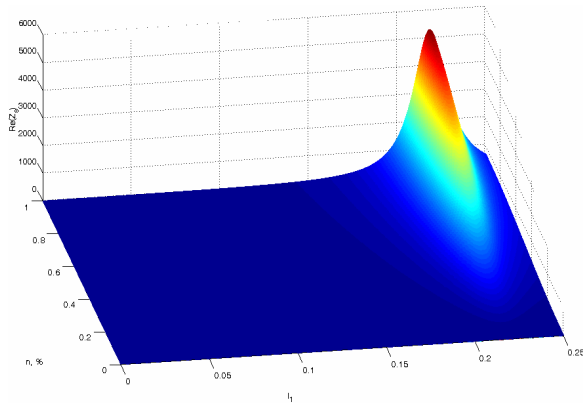
$$SWR = \frac{1 + |\dot{p}|}{1 - |\dot{p}|}, \quad (5)$$

където коефициента на отражение  $p$  се определя с формулата [1]:

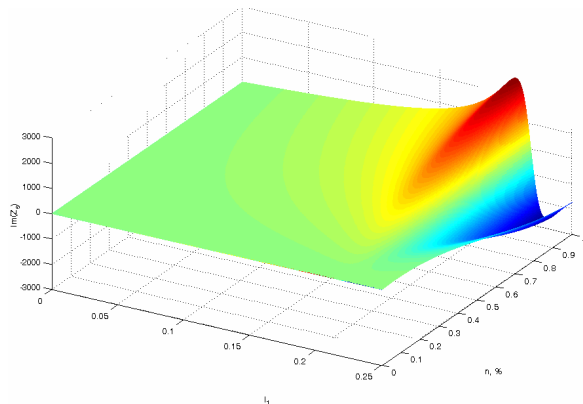
$$\dot{p} = \frac{Z_a - Z_c}{Z_a + Z_c} \quad (6)$$

### 3. Резултати

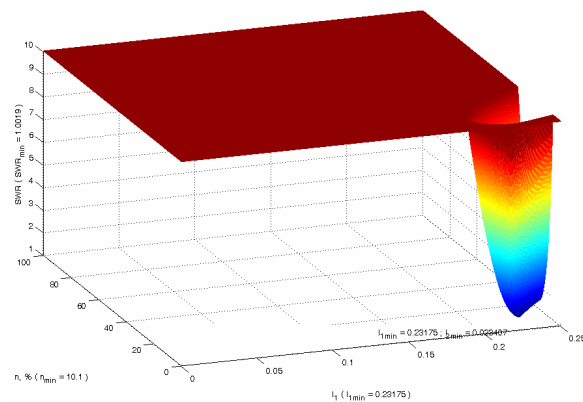
С помощта на програмния продукт MatLab [4] са получени резултати за съгласуването на класическа J-Pole антена, от които биха могли да се набележат методи за оптимизиране на размерите ѝ. На фиг. 4 и фиг.5 са показани съответно активната и реактивната съставка на входния импеданс на антената във функция от размера  $L2$  и нормираният размер  $L3$ , който е отразен като процент от дължината  $L2$ .



Фиг. 4. Активна съставка на входния импеданс на J-Pole антена.



Фиг. 5. Реактивна съставка на входния импеданс на J-Pole антена.



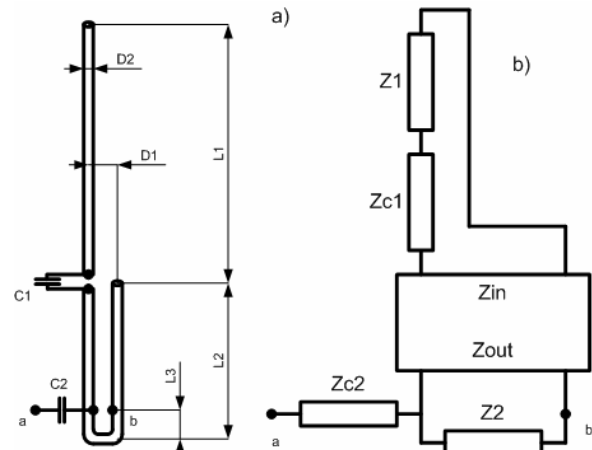
Фиг. 6. Съгласуване на J-Pole антена.

На фиг. 6 е показано и съгласуването на антената, чрез зависимостта на КСВ. Най-ниска стойност за КСВ се получава при стойности на изходните параметри, отразени в таблица 1. В този случай размерът, избран да бъде  $L1 = 0,472 \cdot \lambda$ , определя импеданса на този елемент да е  $Z1 = 655 - j 1740 \Omega$ . Така получените резултати отразяват напълно процесите в класическата J-Pole антена, във вида в който тя се цитира в многобройни източници, включително и любителски форуми [6, 7].

Таблица 1

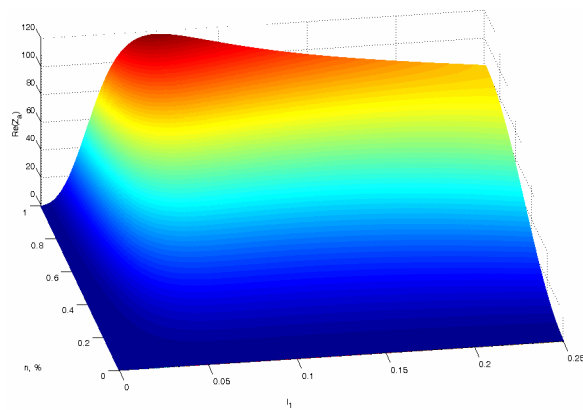
	Класическа J-Pole антена	Модифицирана J-Pole антена
L1	$0,472 \cdot \lambda$	$0,236 \cdot \lambda$
L2	$0,232 \cdot \lambda$	$0,163 \cdot \lambda$
L3	$0,024 \cdot \lambda$	$0,107 \cdot \lambda$
n	10,1 %	65,8 %
C1	-	$-j 75 \Omega$
C2	-	$-j 75 \Omega$

За да може да се постигне намаляване на размерите на антената е необходимо да се зададе по-малка стойност за размерите  $L1$  и  $L2$ . Това би довело до промяна на импеданса  $Z1$  от капацитивен в индуктивен, намаляване на трансформация ефект в четириполусника  $Zin/Zout$ , а оттам и до доминиране на индуктивната съставка в входния импеданс на цялата антена. С цел да се противодейства на така описаните ефекти, може да се добавят допълнителни реактивни елементи, които да възстановят баланса. На фиг. 7 е показано примерно предложение за добавяне на два капацитивни елемента, които в посочения радиочестотен обхват биха могли да се реализират чрез елементи със съсредоточени параметри.

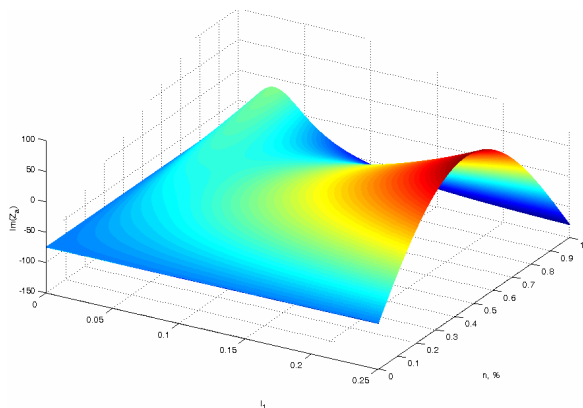


Фиг. 7. Модифицирана J-Pole антена: а) общ вид; б) еквивалентна схема

На фиг. 8 и фиг. 9 са показани съответно активната и реактивната съставка на входния импеданс на модифицираната антена. За дължината на излъчващия елемент е избрана половината от стойността на класическата J-Pole антена, следователно  $L1 = 0.236\lambda$ . Това обуславя импеданс  $Z1 = 80 + j20 \Omega$ . Капацитивните елементи са избрани с оглед импедансът им да е от порядъка на вълновото съпротивление на двупроводната линия, което би довело до по-широка честотна лента на цялата антена. Конкретните стойности при тези решения са  $Zc1 = 0 - j75 \Omega$  и  $Zc2 = 0 - j75 \Omega$ .



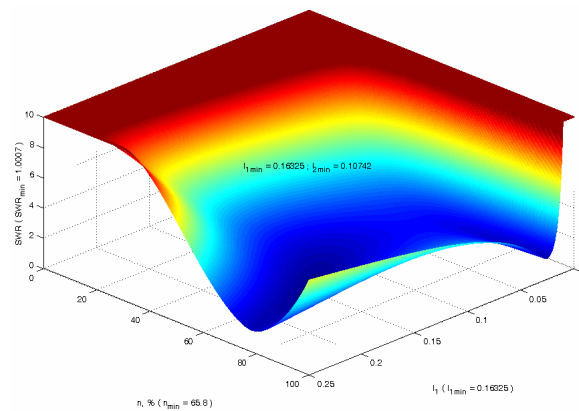
Фиг. 8. Активна съставка на входния импеданс на модифицирана J-Pole антена.



Фиг. 9. Реактивна съставка на входния импеданс на модифицирана J-Pole антена.

На фиг. 10 е показано съгласуването на модифицираната J-Pole антена. Стойността на КСВ достига много близки стойности до  $KCV = 1$ , което показва, че антената има добро съгласуване. Освен това се наблюдава и намаляване на размера  $L2$ , при който резонансът е най-добре изразен. Всички размери на модифицираната антена са поместени в таблица №1.

Като цяло, намаляването на размера на антената е от порядъка на 43 %.



Фиг. 10. Съгласуване на модифицирана J-Pole антена.

#### 4. Заключение

Въз основа на направените симулационни изследвания може да се направят следните изводи:

- Постигнато е намаляване на размерите на модифицираната J-Pole антена спрямо класическата с приблизително 43%;
- Получено е разширяване на честотната лента на модифицираната антена;
- Целесъобразно е, с помощта на експериментални изследвания, да се потвърдят направените симулации.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Додов Н., Антени и СВЧ устройства, София, Техника, 1998.
2. Фархи С., С. Папазов, Теоретична електротехника, Техника, 1990, част 2.
3. Collin R. E., Antennas and Radiowave Propagation, McGraw-Hill, 1985.
4. MATLAB IMAGE PROCESSING TOOLBOX. User's Guide, "The Math - Works Inc.", 2000. [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com).
5. [http://en.wikipedia.org/wiki/Radio\\_spectrum](http://en.wikipedia.org/wiki/Radio_spectrum)
6. <http://www.hamuniverse.com/jpole.html>
7. <http://www.qsl.net/ik1zoy/text/main8i.htm>

Department of Radiocommunications and Videotechnology  
 Technical University of Sofia  
 8 Kliment Ohridski Str  
 1000 Sofia  
 BULGARIA  
 E-mail: [kna@tu-sofia.bg](mailto:kna@tu-sofia.bg)  
 E-mail: [damyandevan@gmail.com](mailto:damyandevan@gmail.com)