



# BYDGOSKI BIULETYN MIKROFALOWY

---

Nr 2 (9) ( czerwiec 2005 r)

Ukazuje się od 2003 roku.

Maciej Białecki SP2RXX ul. Stawowa 15A/45  
tel. (0...52) 348-61-07, tel. kom. 0600-835-268

85-323 Bydgoszcz  
e-mail: sp2rxx@wp.pl

---



**SP9XUD**

---

# SPIS TREŚCI:

## **1. Aktualności, nowości, wydarzenia:**

- 1.1 Uniwersalny moduł transceivera na pasmo ISM 2,4 GHz.
- 1.2 Tanie wzmacniacze GaAs MMIC na zakres częstotliwości do 6 GHz.
- 1.3 Tanie sondy różnicowe na pasmo 1,5 GHz.
- 1.4 Pierwsza łączność EME stacji z SP w paśmie 3 cm.
- 1.5 Pierwsze QSO w paśmie 47GHz emisją CW przy wykorzystaniu odbicia od powierzchni Księżyca.
- 1.6 44 Zjazd PK UKF i VII Zjazd Techniczny UKF.

## **2. Podstawy techniki mikrofalowej:**

- 2.1 Praktyczne uwagi dotyczące stosowania linii transmisyjnych;
- 2.2 Złącza w.cz.

## **3. Porady techniczne:**

- 3.1 „Co siedzi w falowodzie ?”
- 3.2 Układ Cassegraina;
- 3.3 Blokada apertury;
- 3.4 Band Plany pasm 9 i 6 cm.

## **4. Dział techniczny:**

- 4.1 Preskaler do 13 GHz;
- 4.2 Liniowy wzmacniacz mocy 40 W, 23 cm;
- 4.3 Antena Yagi na 23 cm wg S53MV.

## **5. Referat:**

- 5.1 SP6LB – „Anteny mikropaskowe – Patch” – cz.1.

## **6. Ogłoszenia:**

---

# 1. AKTUALNOŚCI, NOWOŚCI, WYDARZENIA:

---

## 1.1 Uniwersalny moduł transceivera na pasmo ISM 2,4 GHz.

Toshiba wprowadziła na rynek moduł transceivera na pasmo ISM 2,4 GHz, mogącego służyć jako rozwiązanie referencyjne dla wprowadzonego do sprzedaży w maju 2003 roku monolitycznego transceivera TB32301AFL lub jako moduł gotowy do wykorzystania w urządzeniach komunikacji bezprzewodowej. TB32301M udostępnia szereg funkcji sprzętowych, w tym oscylator VCO o zakresie częstotliwości 4...20 MHz dla odstepu międzykanałowego 1 MHz, blok automatycznego dostrajania oraz kompletny interfejs do procesora baseband. TB32301M umożliwia realizację łączności cyfrowych o małym zasięgu i szybkości transmisji do 1 Mb/s. Wymaga minimum zewnętrznych elementów współpracujących. Jest całkowicie zgodny z e specyfikacjami FCC.

Ważniejsze parametry:

- pasmo – 2,4...2,5 GHz,
- częstotliwość p.cz. – 10,7 MHz, 11 MHz,
- czułość - -88 dBm przy BER=10<sup>-3</sup>
- moc wyjściowa –9 dBm...+2 dBm,
- napięcie zasilania – 4...12 V,
- pobór prądu – 48 mA w torze TX, 37 mA w torze RX,
- wymiary – 34,3 mm x 30,35 mm.

<http://www.toshiba.com/taec/>

## 1.2 Tanie wzmacniacze GaAs MMIC na zakres częstotliwości do 6 GHz.

Agilent Technologies wprowadziła do sprzedaży kolejne tanie wzmacniacze GaAs MMIC o oznaczeniach MGA-61563 i MGA-62563, przeznaczone do zastosowań w różnego typu urządzeniach komunikacji bezprzewodowej pracujących w paśmie do 6 GHz. Są to wzmacniacze niskoszumowe, łatwe w zastosowaniu i cechują się bardzo dobrą liniowością. Zostały zrealizowane na podłożu z arsenku galu w procesie E-pHEMT. Ich główną zaletą jest łatwość implementacji. Zawierają wewnętrzne obwody dopasowujące do linii 50 Ω, a regulacja prądu polaryzacji i związanych z nim parametrów odbywa się pojedynczym zewnętrznym rezystorem.

---

MGA-61563 może być stosowany jako niskoszumowy przedwzmacniacz na pasmo do 6 GHz. Przy 2 GHz wykazuje punkt OIP3 na poziomie mocy wyjściowej +28,5 dB. Maksymalna moc wyjściowa w punkcie 1-decybelowej kompresji wynosi +16 dBm, wzmacnienie mocy 16,6 dB, a współczynnik szumów 1,2 dB.

MGA-62563 jest rekomendowany do wykorzystania jako wzmacniacz p.cz. na pasmo do 3 GHz. Przy 500 MHz wykazuje punkt OIP3 na poziomie +32,9 dBm. Maksymalna moc wyjściowa w punkcie 1-decybelowej kompresji wynosi +18 dBm, wzmacnienie mocy 22 dB, a współczynnik szumów 0,9 dB.

Oba układy są dostępne w obudowach SOT-363.

<http://www.agilent.com>

### **1.3 Tanie sondy różnicowe na pasmo 1,5 GHz.**

Firma Agilent zaprezentowała różnicowe sondy oscyloskopowe na pasmo 1,5 GHz o znakomitych parametrach i bardzo niskiej cenie. System pomiarowy oparty na oscyloskopach MSO i DSO oraz nowych różnicowych sondach InfiniiMax 1130A zapewnia inżynierom największą dokładność testowania i weryfikacji szybkich systemów cyfrowych.

Różnicowe sondy InfiniiMax 1130A o paśmie 1,5 GHz oferują większą elastyczność zastosowań od asymetrycznych i różnicowych sond wcześniejszej serii 1130 oraz pozwalają na pełne wykorzystanie możliwości pomiarowych oscyloskopów Infiniium MSO i DSO serii 54830. Dotychczas stosowane sondy powodowały ograniczenie pasma do 600 MHz.

Podczas gdy tradycyjne sondy pozwalają na przeprowadzenie pomiarów w trybie asymetrycznym lub różnicowym (nigdy w obu tych trybach jednocześnie), elastyczna architektura sond 1130A pozwala na stosowanie trybu asymetrycznego i różnicowego z wykorzystaniem tego samego wzmacniacza. Ponieważ większość projektantów ma do czynienia z obydwojema typami sygnałów, możliwość ta w znacznym stopniu obniża koszt systemu pomiarowego. Dodatkowe zalety to:

- płaska charakterystyka częstotliwościowa w całym paśmie,
- bardzo małe obciążenie linii,
- technologia resistor tip kompensująca indukcyjność i pojemność końcówek pomiarowych,
- obszerny zestaw opcjonalnych głowic pomiarowych i akcesoriów,
- zmienny rozstaw wyprowadzeń i elastyczna konstrukcja głowic pomiarowych, pozwalające na ich zaadoptowanie do różnych aplikacji.

<http://www.agilent.com>

#### 1.4 **Pierwsza łączność EME stacji z SP w paśmie 3 cm.**

W dniu 5 kwietnia 2005 roku kolega Czesław SP7JSG przeprowadził pierwszą łączność EME w paśmie 3 cm, emisją CW ze stacją IQ4DF.

GRATULACJE!

<http://kolos.math.uni.lodz.pl/~maciekm/sp7jsg/>



#### 1.5 **Pierwsze QSO w paśmie 47GHz emisją CW przy wykorzystaniu odbicia od powierzchni Księżyca.**



16 kwietnia AD6FP, W5LUA i VE4MA przeprowadzili z RW3BP pierwsze QSO w paśmie 47GHz emisją CW przy wykorzystaniu odbicia od powierzchni Księżyca. Informacja ze strony klubu OK2KKW.

<http://www.home.karneval.cz/ok2kkw/47ghzeme.htm>

#### 1.6 **44 Zjazd PK UKF i VII Zjazd Techniczny UKF.**

W dniach 21-24 kwietnia 2005 roku w Szczytnej k/Dusznik Zdrój odbył się 44 Zjazd Polskiego Klubu UKF i VII Zjazd Techniczny UKF. Organizatorami Zjazdu byli PK UKF i koledzy z SP6 w osobach Stasia SP6GWB i Stasia SP6 MLK. Przedstawicielem Prezydium PZK na Zjazd była Ewa SP1LOS v-ce Prezes ds Organizacyjnych. Większość uczestników zjazdowych przybyła w piątek po południu. Wieczorem w piątek zamiast ogniska, które odwołano z powodu warunków atmosferycznych odbyło się spotkanie kameralne. W sobotę w godzinach porannych odbyły się obrady 44 Zjazdu PK UKF. Uczestników przywitał prezes PK UKF Jerzy Łukasz SP1I. Przewodniczącym Zjazdu został Radosław Soroka SP1O. Następnie głos zabrała Ewa SP1LOS, która podziękowała za zaproszenie

przedstawiciela Prezydium PZK. V-ce Prezes wspomniała o owocnej współpracy PK UKF z Polskim Związkiem Krótkofalowców. Przedstawiła także propozycję PZK dla PK UKF o rozważenie ponownego wstąpienia PK UKF w struktury Polskiego Związku Krótkofalowców. PK UKF z członka wspierającego PZK mógłby się stać Specjalistycznym Ogólnopolskim Klubem PZK. Prezes PK UKF powiedział, że klub rozważy taką możliwość na Zjeździe Sprawozdawczo-Wyborczym. W czasie obrad ogłoszono wyniki "Interkontest UKF 2004" i "Współzawodnictwa 10 najaktywniejszych Stacji UKF w 2004 r." oraz wręczono nagrody. Wystąpiono z uchwałą aby logi za zawody UKF od 2006 roku były tylko w formie elektronicznej. Osobom, które nie mają komputerów członkowie Klubu przyjdą z pomocą. Rozmawiano także o nowej Tablicy Częstotliwości. Przypomniano, że jeżeli ktoś będzie zainteresowany 9 cm, to wystąpi indywidualnie o przyznanie pozwolenia na prace na tej częstotliwości. Starania te będą wspierane przez PK UKF. Podziękowano kolegom SP5XMU, SQ5BE, SP7NJX, SP6VVGJ, SQ5BPM za stworzenie nowej strony internetowej PK UKF. W czasie trwania Zjazdu czynna była giełda elektroniczno-sprzętowa. Były także spotkania techniczne, które przeprowadzili SP6GWB - Procedury prowadzenia łączności WSJT via EME, SP6LB - "FAI-Field Alignment Irregularities", SP6OPN "Wzmacniacz dużej mocy na 23 cm", SQ5GVY "Bicon MGM SP5PIP", SP5XSC "APRS", SQ4AVS- "Analityzator widma wg.S53MV", Czesław SP7JSG pokazał swoją pierwszą łączność na 10 GHz przez księżyc. Zjazd postanowił uhonorować pamiątkową plaketką kolegów Zdzisława Bieńkowskiego SP6LB i Jerzego Mitkiewicza SP9FG za szczególny wkład w rozwój UKF w Polsce. W godzinach popołudniowych zrobiono wspólne zdjęcie uczestnikom Zjazdu. Gościem spotkania był także Henryk Pacha SP6ARR, który podczas zjazdu realizował następny odcinek Krótkofalowców bis. Górskie powietrze i atmosfera Zjazdu przyczyniły się do owocnych obrad. Ewa SP1LOS V-ce Prezes ds Organizacyjnych PZK.



---

## 2. PODSTAWY TECHNIKI MIKROFALOWEJ:

---

### 2.1 Praktyczne uwagi dotyczące stosowania linii transmisyjnych.

Krótkofalowiec zajmujący się mikrofalami najczęściej spotyka się z kablami współosiowymi o pełnym ekranie. Kable mogą być wypełnione powietrzem lub dielektrykiem. Rodzaj wypełnienia nie wpływa znacząco na zmianę parametrów elektrycznych kabla. Za najlepsze w radiokomunikacji profesjonalnej (choć najdroższe w eksploatacji ze względu na osuszanie i kompresję) uważane są kable powietrzne. Najtańsze w eksploatacji są kable z dielektrykiem spienionym, które mają nieco większe tłumienie. Największe tłumienie mają kable z dielektrykiem stałym. Na tłumienie ma wpływ także skuteczność ekranowania, które ogranicza promieniowanie energii na zewnątrz. Kable dobiera się w zależności od częstotliwości pracy i przenoszonych mocy. Tłumienie kabli maleje wraz ze wzrostem ich średnicy, a rośnie wraz z częstotliwością i temperaturą. Chcąc osiągnąć takie samo tłumienie kabla na wyższej częstotliwości, należy wybrać kabel o większej średnicy. Kable dłuższe również powinny mieć większą średnicę. Dopuszczalna moc przenoszona rośnie ze średnicą kabla.

Do konstrukcji mikrofalowych należy używać kabli z litym (rurowym) ekranem wykonanym z miedzi. Ekran wykonany z plecionki miedzianej lub folii aluminiowej nie zapewnia odpowiednio dużego poziomu ekranowania sygnałów. Ponadto na styku dwóch różnych metali (lub nawet tych samych ze względu na występowanie na ich powierzchni tlenków lub siarczków) mogą powstawać **zniekształcenia intermodulacyjne** sygnału. Z tego powodu należy unikać używania kabli których żyła środkowa jest wykonana z plecionki. Należy również z powodu intermodulacji wyeliminować połączenia lutowane. Najczęściej używa się dziś złączy zaciskanych. Dobre przewody koncentryczne wytrzymują ponad 20 lat pracy.

Należy pamiętać, że kable koncentryczne mogą pracować tylko do pewnej częstotliwości granicznej. Powyżej niej w kablu nie propaguje się tylko fala typu TEM, lecz również rodzaje falowodowe typowe dla falowodu kołowego.

Należy wspomnieć, że duże znaczenie podczas użytkowania przewodów koncentrycznych mają ich właściwości mechaniczne, a szczególnie minimalny promień zgięcia kabla. Promień ten nie może powodować mechanicznego

---

uszkodzenia kabla oraz wzrostu WFS ponad dopuszczalną wartość. Należy jednak pamiętać, że zgięcie kabla wprowadza wewnątrz jego niejednorodność, co powoduje odbicia sygnału. Kable należy zatem zginać po jak największych łukach.

#### LITERATURA:

-Jarosław Szóstka – „Fale i anteny” – WKiŁ – Warszawa 2000 - wyd. 1.

## **2.2 Złącza w.cz.**

Do połączeń kabli koncentrycznych używa się wielu standardów złączy, z których najpopularniejszymi są: BNC, TNC, N, SMA, F, UHF, EIA, 7/16. Dobór typu złącza zależy od standardu używanego w danym sprzęcie, od mocy, częstotliwości, dokładności wykonania i poziomu zniekształceń intermodulacyjnych.

Dobre zaprawienie końcówki kabla i umieszczenie na niej gniazda lub wtyku nie jest, wbrew pozorom, prostą sprawą. Często potrzebne jest do tego celu specjalne oprzyrządowanie. Jeśli nie będzie zachowana technologia zalecana przez producenta, to WFS w złączu może przekroczyć wartości katalogowe i spowodować dodatkowe straty.

Nie należy także zapominać o uziemieniu kabla.

### **WARTOŚCI ZNAMIONOWE MOCY SZCZYTOWEJ ORAZ CZĘSTOTLIWOŚCI GRANICZNE DLA RÓŻNYCH ZŁĄCZY KONCENTRYCZNYCH.**

Parametr Rodzaj złącza	Napięcie przebicia [ kV ]	Średnia moc (przy 900 MHz) [ kW ]	Moc szczytowa [ kW ]	Częstotliwość graniczna [ GHz ]
SMA	1,0	0,1	2,5	18 - 26,5
BNC	1,5	0,1	5,6	4
TNC	1,5	0,3	5,6	11 - 18
UHF	2,0	0,3	10,0	0,15 – 0,30
N	2,0	0,6	10,0	12,4 - 18
HN	4,0	0,6	40,0	
SC	4,2	1,2	44,0	
7-16 DIN	4,0	3,0	40,0	
LC	5,0	3,5	63,0	
4,5 IEC	21,0	19,0	1100,0	

#### LITERATURA:

- Jarosław Szóstka – „Fale i anteny” – WKiŁ – Warszawa 2000 - wyd. 1.

- „Świat Radio” nr 7/2000 oraz notatki własne.



## 3. PORADY TECHNICZNE:

### 3.1 „Co siedzi w falowodzie?”

Falowód to najbardziej typowa linia przesyłowa w zakresie mikrofal. W uproszczeniu jest to najczęściej rura metalowa pusta w środku. Falowody, nie mając wewnętrznego przewodu, są łatwiejsze w konstrukcji i bardziej wytrzymałe niż linie współosiowe, jednak te zalety znikają przy mniejszych częstotliwościach, gdyż dla poprawnego działania falowód musi mieć wymiar poprzeczny równy, co najmniej połowie długości fali. We wnętrzu falowodu nie rozchodzą się fale TEM, w których składowe elektryczna i magnetyczna pola są prostopadłe do kierunku propagacji fali (fala w wolnej przestrzeni). Możliwa jest natomiast propagacja fali elektromagnetycznej, w której składowa elektryczna (TM) lub magnetyczna (TE), albo nawet obie, są równoległe do kierunku rozchodzenia się fali. Każdy z możliwych rozkładów pola E i H w falowodzie nazywany jest rodzajem i oznaczany literami TE lub TM z odpowiednimi indeksami. Rodzaj o największej dla danego falowodu długości fali granicznej jest rodzajem podstawowym falowodu. Graniczna długość fali (związana z wymiarami falowodu) jest jednym z podstawowych parametrów falowodu. Falowód zachowuje się jak filtr górno przepustowy i przenosi sygnały o długości fali mniejszej od długości granicznej. W przypadku falowodu kołowego dla różnych rodzajów graniczna długość fali określają wartości :

- > TE 11    1,71d
- > TM 01    1,31d
- > TE 01    0,82d
- > TE 21    1,03d
- > TM 11    0,82d

gdzie d - średnica falowodu kołowego? Wynika z tego, że dla rury o średnicy 20mm i rodzaju TE 11 graniczna długość fali wynosi 3,42cm i fale o długości większej od granicznej nie będą przenoszone. Dla rodzaju TE01 długość graniczna fali wynosi już tylko 1,64cm. Na wybór optymalnych wymiarów falowodu oprócz tłumienności ma wpływ konieczność zachowania jednoznacznego rodzaju fali w falowodzie. W falowodzie określona jest impedancja charakterystyczna. Pojawienie się w falowodzie rodzajów innych niż podstawowy ma wpływ na impedancje falowodu i może utrudnić dopasowanie falowodu. Optymalne wymiary falowodów dla różnych częstotliwości są znormalizowane i znaleźć je można w publikowanych wielokrotnie tabelach. Odpowiadając na pytania : Dlaczego średnica falowodu

wynosi 20-22 mm. a nie 30 mm. Może wynosić 30mm, jednak mogą pojawić się w tym przypadku rodzaje wyższe i będzie to powodem niewłaściwej pracy falowodu i niedopasowania. Jak obliczyć wspomniana średnice dla innych częstotliwości ? Obliczenia opisujące rozkład pola elektromagnetycznego w falowodzie wymagają dobrej znajomości teorii pola. Pokusić się można o przybliżone określenie granicznej długości fali według przedstawionych powyżej reguł. W praktyce najłatwiej sięgnąć do tabel znormalizowanych wymiarów falowodów.

73! Zenek SP3JBI

### **3.2 Układ Cassegraina.**

Jest to układ dwu-reflektorowy. Składa się z parabolicznego reflektora głównego i reflektora pomocniczego. Reflektor pomocniczy ma kształt hiperboliczny. Reflektor hiperboliczny ma dwa ogniska, w tym jedno pozorne. Wiązka promieni wychodzących z ogniska rzeczywistego reflektora hiperbolicznego po odbiciu się od reflektora tworzy wiązkę rozbieżną ze źródłem w ognisku pozornym. Ognisko to pokrywa się z ogniskiem rzeczywistym reflektora parabolicznego.

### **3.3 Blokada apertury.**

Blokada apertury jest to wyeliminowanie części powierzchni reflektora z odbioru fal elektromagnetycznych, co powoduje zmniejszenie powierzchni skutecznej anteny. Blokowania apertury unika się stosując antenę podświetlaną.

### **3.4 Band Plany pasm 9 i 6 cm.**

#### **BAND PLAN 3400 - 3475MHz**

<b>Band plan IARU Region 1</b>	<b>Sposób wykorzystania (usage)</b>
<b>3400,000</b> Mody wąskopasmowe	3400.100 Centrum aktywności
<b>3402,000</b> <b>3402,000</b> <b>mody</b> <b>3475,000</b>	<b>Wszystkie</b> 3420,000-3430,000 Komunikacja cyfrowa 3450,000-3455,000 Komunikacja cyfrowa

**BAND PLAN 5650 – 5850 MHz**

<b>Band plan IARU Region 1</b>	<b>Sposób wykorzystania (usage)</b>	
<b>5650,000</b> Amatorska Służba Satelitarna (up-link)		
<b>5668,000</b>		
<b>5668,000</b> Służba Amatorska Satelitarna (up-link) i mody wąskopasmowe (a)	5668,200	Centrum aktywności wąskopasmowej
<b>5670,000</b>		
<b>5670,000</b> Cyfrowe		
<b>5700,000</b>		
<b>5700,000</b> ATV		
<b>5720,000</b>		
<b>5720,000</b> mody Wszystkie		
<b>5760,000</b> wąskopasmowe (a)	5760,200	Centrum aktywności wąskopasmowej
<b>5762,000</b> mody Wszystkie		
<b>5790,000</b>		
<b>5790,000</b> Służba Amatorska Satelitarna (down- link)		
<b>5850,000</b>		

**NOTY DO BAND PLANU 5650 – 5850 MHz**

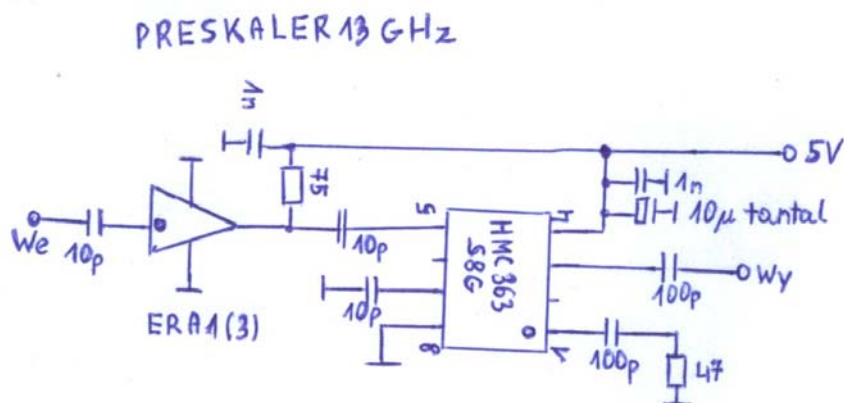
1. Odnośnik
  - a. Organizacje są proszone o poinformowanie swoich członków, że stacje ewentualnie powinny być w stanie pracować w obu segmentach wąskopasmowych.

*(W Polsce dopuszczone jest całe pasmo na zasadach drugiej ważności)*

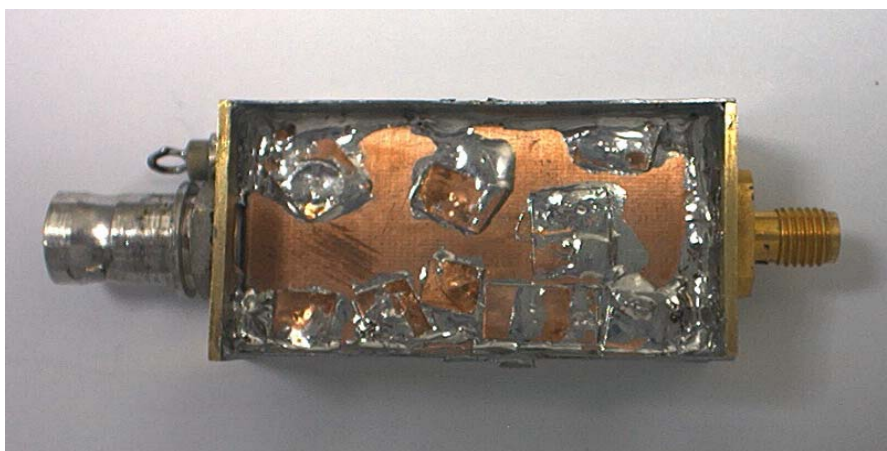
## 4. DZIAŁ TECHNICZNY:

### 4.1 Preskaler do 13 GHz

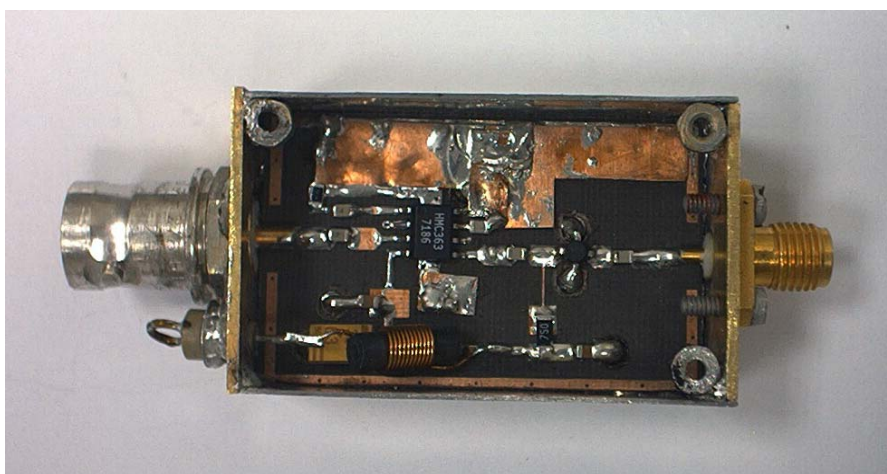
Jednym z największych problemów jaki stoi przed krótkofalowcami dokonującymi pomiarów w zakresie mikrofalowym jest pomiar częstotliwości. W ostatnim czasie pojawiły się preskalery pracujące nawet do 40GHz -cena ich sięga nawet ponad tysiąc złotych za sztukę w ilościach półhurtowych. Przykładem układu o akceptowalnej cenie jest układ firmy Hittite HMC363S8G, dzielnik przez 8 do 13GHz. Zastosowany stopień podziału umożliwia wykorzystanie jako drugiego dzielnika np. popularnego i taniego układu U893BSE. Opisany układ wykonano w typowej aplikacji producenta na laminacie teflonowym 0,8mm.



Jedyna różnica pomiędzy opisany układem a zaleceniami producenta polega na zastosowaniu laminatu bez metalizacji otworów. Przelotki wykonano przez wywiercenie wiertłem 2,5mm otworów, przyłutowanie od spodu foli miedzianej i wypełnienie powstałego otworu cyną (zdjęcie 1).



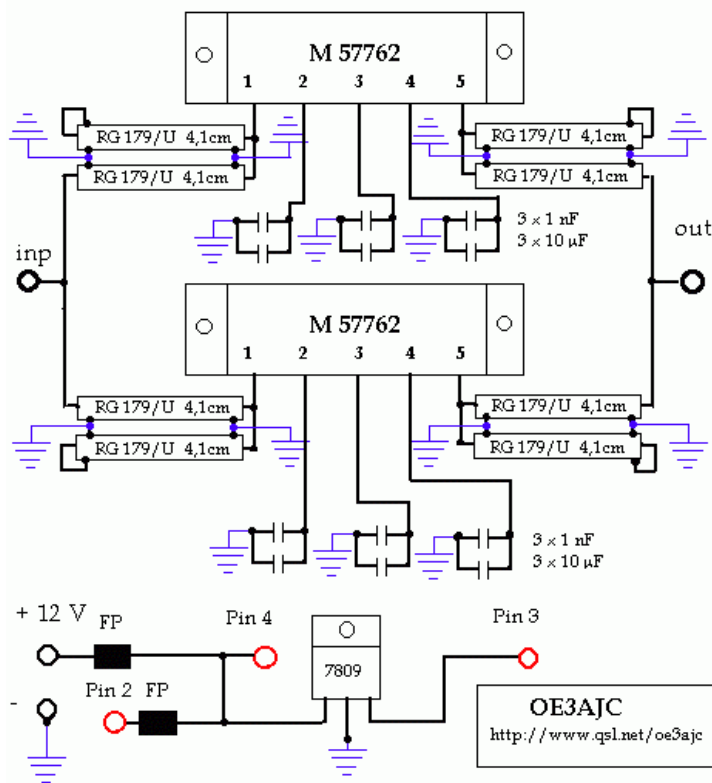
Taki sposób wykonania przelotki zapewnia jej małą indukcyjność. Układ ERA3 można zastąpić bez wpływu na zakres mierzonych częstotliwości układem ERA1, w tym przypadku należy jednak liczyć się z nieco gorszą czułością w dolnym zakresie (i tak wysoką). Układ ERA zabezpiecza kosztowny preskaler przed uszkodzeniem. W przypadku silnych sygnałów wejściowych wchodzi on w zakres nasycenia. Niezwykle ważne dla działania układu jest odpowiednie przylutowanie preskalera gdyż zapewnia ono szybkie odprowadzanie ciepła (w układzie traci się około 0,4W). Najpierw smaruje się pastą do lutowania powierzchnię pod scalakiem (ostatecznie można pocynować i pokryć roztworem kalafonii w czystym spirytusie), lutuje dwie skrajne nóżki scalaka po jednej stronie, grzeje lutownicą powierzchnie miedziane z boku preskalera i dociska preskaler a następnie lutuje pozostałe nóżki scalaka. Dodatkowe przylutowane kawałki folii miedzianej pełnią funkcję radiatora (zdjęcie 2).



Funkcję radiatora może pełnić szersza powierzchnia masy na górze płytki. Tak zmontowany układ nie nagrzewał się nigdy powyżej 36 stopni Celsjusza. Montując preskaler należy pamiętać, że jest on czuły na ładunki elektrostatyczne (jak większość współczesnych układów scalonych). Zmontowano dwa tego typu układy i oba działają bez zarzutu. Z odległości około 3 cm mierzą poprawnie częstotliwość heterodyny tv-sat (antenka 3 cm). Oscylacje preskalera można stłumić montując równoległe do kondensatora odsprzęgającego (pin 7) rezystor około 82kom (im mniejsza jego wartość tym silniej tłumione są oscylacje, maleje jednak nieco czułość preskalera). Oscylacje mogą się jednak pojawić nawet po zastosowaniu rezystora tłumiącego przy długich kablach sygnałowych. Wszystkie zastosowane w układzie elementy są typu 0805.

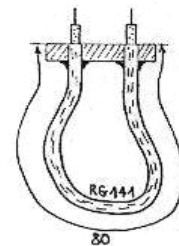
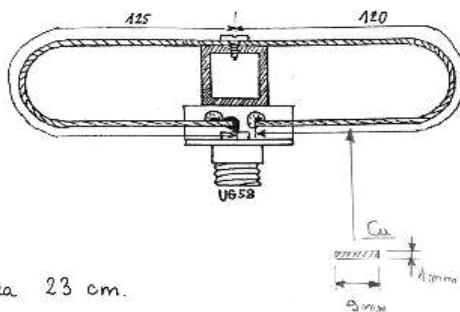
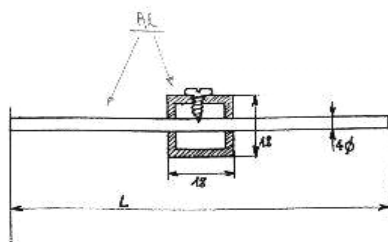
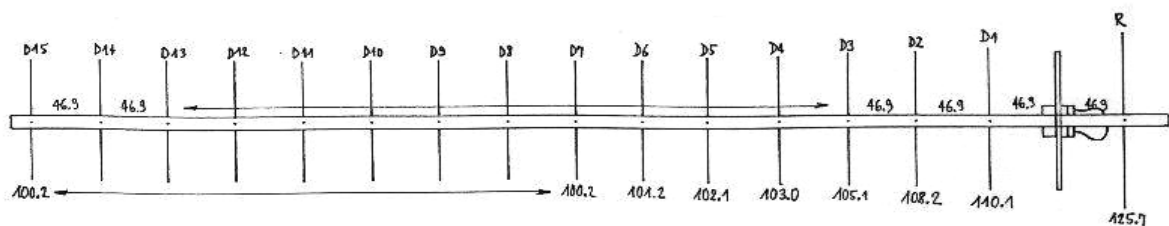
Rafał Orodziński SQ4AVS  
Kontakt [sq4avs@wp.pl](mailto:sq4avs@wp.pl)  
lub 602 456 937

## 40W 23cm lin. PA



## 553MV NBS 23cm Yagi antenna

<http://ice.hamradio.si/~s51kq>



Slika 22 - Yagi antenna za 23 cm.

---

# 5. REFERAT:

---

Zdzisław Bieńkowski, SP6LB, wrzesień 2004

## **Anteny mikropaskowe – Patch – cz.1**

### **1. Wprowadzenie**

Pierwotnie, w lampowych układach mikrofalowych stosowano falowody wnękowe, których podstawy teoretyczne, i praktyczne układy, były szeroko opisane w literaturze. Z chwilą pojawienia się tranzystorów, zdolnych pracować w pasmach mikrofalowych, zaczęto stosować, w uzupełnieniu do obwodów wnękowych także linie paskowe. Są one znacznie tańsze, lżejsze, łatwiejsze do wykonania i pozwalają na optymalne połączenie z wyprowadzeniami z tranzystorów. W latach 60-tych nastąpił rozwój techniki mikrofalowej z liniami paskowymi, lecz były to przeważnie linie symetryczne, gdyż linie asymetryczne *"mają większe pole rozproszenia, będące przyczyną promieniowania pola elektromagnetycznego. Promieniowanie to należy przez odpowiednią konstrukcję zredukować ..."* [1] (rys. 1). Wkrótce po tym powstało wiele konstrukcji mikrofalowych z wykorzystaniem tranzystorów, gdzie asymetryczna linia paskowa stanowiła liniowy obwód rezonansowy. Kilka konstrukcji dla mikrofalowych pasm amatorski opisanych jest przez OK1AIY [2].

Pole rozproszone linii asymetrycznych, pierwotnie oceniane jako szkodliwe, intrygowało jednak konstruktorów, którzy zastanawiali się jak wykorzystać pole rozproszone dla emisji i odbioru promieniowania elektromagnetycznego, czyli jak wykorzystać linię paskową jako antena.

Na wyższych częstotliwościach mikrofalowych linie paskowe (strip line) wyróżniają się pewnymi charakterystycznymi parametrami (ściśle wymiary, stratność, cienkie dielektryki, wąskie paski) i dlatego otrzymały nazwę wyróżniającą – linie mikropaskowe (micro-strip line). Jak to dalej zostanie opisane, odpowiednio zwymiarowana i zasilana linia mikropaskowa staje się anteną. Element promieniujący może przyjmować różne kształty (rys 2) najczęściej postać prostokątnego lub kołowego płátka folii metalowej, o ściśle określonych wymiarach, wytrawionego na płytce z laminatu dwustronnego [3]. Element promieniujący nazwany został przez Amerykanów "patch" – czyli "łátka, płatek". W polskiej literaturze nie utrzymało się jeszcze właściwe określenie, zaś "patch" (pacz) nie daje się w polskim języku na piśmie dobrze odmieniać, stąd powstaje potrzeba przyjęcia jakiegoś określenia, np. "antena mikropaskowa", lub "antena płatkowa" gdyż określenie "antena łatkowa" wydaje się być gorsze.

W dalszej części opisana zostanie budowa anten płatkowych, zasada ich działania i podane będą podstawowe zależności. Związane z opisem rysunki znajdują się na osobnych stronach w załączniku. W opisach zastosowano wzory uproszczone, natomiast wzory dokładne znajdują się w przywołanej literaturze. Na koniec podano informacje o metodach projektowania i badania anten promiennikowych programami komputerowymi.

### **2. Geneza anteny płatkowej**

W dziedzinie anten UKF-owych znany jest sposób przekształcania anteny z postaci pionowego dipola, który charakteryzuje się polaryzacją pionową (wektor pola elektrycznego E) i dookólną charakterystyką promieniowania, do postaci poziomego krążka, który także promieniuje z zachowaniem pionowego położenia wektora pola elektrycznego E. Obrazuje to rys. 3 [4].

Antenę taką zbudował i wypróbował w paśmie 70cm DJ5AT [5] wycinając odpowiedni otwór w (zardzewiałym) dachu samochodu. (rys. 4). Dobrze się ona sprawowała i miała nad poprzednią anteną 5/8λ tę przewagę, że była nie wrażliwa na parcie wiatru przy szybkiej jeździe.

### **3. Budowa anteny płatkowej (patch)**

Antena mikropaskowa płatkowa (patch) składa się z metalowej masy (Cu), podłoża dielektrycznego i promiennika (patch) metalowego. Na rys. 5 pokazano podstawową strukturę

---

anteny. W antenie tej istotne są następujące parametry: długość promiennika ( $L$ ), jego szerokość ( $W$ ), jego grubość ( $t$ ), wysokość podłoża ( $h$ ) oraz przenikalność elektryczna  $\epsilon_r$ , a także stratność materiału dielektrycznego. Sam promiennik może przybierać różne kształty (rys. 6), lecz dla dalszych objaśnień zasady działania rozpatrywana będzie antena z promiennikiem prostokątnym. Wyróżnić można cztery podstawowe sposoby zasilania promiennika energią elektryczną [6], [7]:

- linią mikropaskową (rys. 7.a)
- linią koncentryczną (kablem) (rys. 7.b)
- sprzężenie szczelinowe z linią mikropaskową (rys. 7.c)
- sprzężenie zbliżeniowe z linią mikropaskową (rys. 7.d)

Przy zasilaniu linią mikropaskową (rys. 7a) promiennik i linię wykonuje się w jednym procesie trawienia na podkładzie (substracie). Linia mikropaskowa jest znacznie węższa od szerokości promiennika. Masą (Ground Plane) jest folia miedziana na drugiej stronie dielektrycznego podkładu. Zaletą układu jest możliwość zespolenia promiennika i linii zasilającej z elementami aktywnymi (tranzystorami), jednak układy elektroniczne mogą być zakłócone przez promieniowanie pochodzące z anteny. Istnieje ponadto wzajemne sprzężenie pomiędzy promiennikiem i linią zasilającą. Niemożliwe jest również pogodzenie optymalnych parametrów podłoża dla promiennika i linii mikropaskowej. Ze względu na sprawność anteny pożądane jest aby przenikalność elektryczna podłoża była jak najmniejsza (rys. 8). Natomiast aby ograniczyć pole rozproszenia linii mikropaskowej i zmniejszyć jej wymiary geometryczne należy stosować materiały o jak największej przenikalności elektrycznej  $\epsilon_r$ . Przy rosnącej grubości dielektryka podłoża wzrasta także fala powierzchniowa i promieniowanie pasożytnicze z linii zasilającej, zniekształcając charakterystykę promieniowania, oraz maleje sprawność, natomiast rośnie pasmo przepuszczania, które w tych antenach jest stosunkowo małe.

Promiennik zasilany linią współosiową (rys. 7b) jest łatwiejszy do wykonania. Dopasowanie impedancji uzyskuje się odpowiednio dobierając punkt zasilania, o czym będzie później. Zasilac można kablem koncentrycznym, którego ekran jest przylutowany do masy, zaś żyła środkowa przechodzi przez otwór w podłożu do promiennika. W miejscu tym powstaje zakłócenie ciągłości impedancji i stosowane są różne sposoby skompensowania tego zakłócenia. Zamiast kabla stosuje się także gniazda SMA. Antena tak zasilana ma niski poziom niepożądanego promieniowania (około  $-30\text{dB}$ ) i wąskie pasmo pracy B (typowo ok. 3%).

W antenie z promiennikiem zasilanym szczelinowo (aperturowo) (rys. 7c) sprzężenie linii i promiennika odbywa się po przez szczelinę wyciętą w płaszczyźnie masy. Układ ten pozwala na optymalizację stosowanych dielektryków: podłoże dolne (substrat 2) na którym wykonana jest linia mikropaskowa z płaszczyzną masy od góry, ma dużą przenikalność elektryczną, oraz drugi dielektryk (substrat 1) na którym znajduje się promiennik (patch) ma małą przenikalność elektryczną i jest grubszy. Wielkość i kształt szczeliny wyciętej w masie (apertura/slot) decyduje o parametrach anteny. Ponieważ płaszczyzna masy oddziela promiennik od linii mikropaskowej promieniowanie niepożądane jest zminimalizowane, ale pasmo pracy jest wąskie (1 – 4%) Ten typ anteny nastęrcza jednak pewne trudności technologiczne.

W antenie ze zbliżeniowym zasilaniem promiennika (rys. 7.d) linia mikropaskowa wykonana na podłożu dolnym (substrat 2) z masą od spodu wchodzi na określonym odcinku pod promiennik. Między linią paskową i promiennikiem występuje sprzężenie elektromagnetyczne. Dwa różne materiały dielektryczne pozwalają na optymalizację. Produkcja anteny z dwoma dielektrykami stanowi jednak pewną trudność technologiczną i wymaga odpowiedniego dopasowania. Ponieważ antena taka jest grubsza, to uzyskuje się większą szerokość pasma (do 13%) przy stosunkowo niskim poziomie promieniowania niepożądanego.

#### 4. Antena płatkowa zasilana linią mikropaskową

Jeśli promiennik ma długość  $L = \lambda/2$  to wpada on w rezonans, a na jego obu końcach pojawiają się pola elektromagnetyczne w fazach przeciwnych, tak jak w dipolu półfalowym (rys. 9). Występujące pole rozproszone, dające efekt antenowy, przedłuża jednak promiennik po obu stronach o pewną wartość przedłużenia  $\Delta L$ . Skutkiem tego fizyczna długość promiennika w rezonansie wynosi [3] i [6]:

$$L = 0.5 \lambda - 2\Delta L \quad (1)$$

Ponieważ obecność dielektryka o względnej przenikalności elektrycznej  $\epsilon_r$  spowalnia falę elektromagnetyczną długość fali na przewodniku wynosi:

$$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{reff}} \quad (2)$$

gdzie  $\lambda_0$  – długość fali w próżni określona jest częstotliwością  $f_0$  i szybkością światła w próżni  $c_0$ :



$$\lambda_0 = c_0 / f_0 \quad (3)$$

natomiast względna skuteczna przenikalność elektryczna  $\varepsilon_{rsff}$  zależy od szerokości promiennika  $W$  i grubości dielektryka  $h$ :

$$\varepsilon_{reff} = (\varepsilon_r + 1) / 2 + (\varepsilon_r - 1) \sqrt{4 + 48h / W} \quad (4)$$

Dla dielektryków teflonowych wzmocnionych włóknem szklanym względna przenikalność elektryczna w zależności od typu (Duroid 5870 i 5880) wynosi  $\varepsilon_r = 2.32$  lub  $2.23$  i skuteczną przenikalność elektryczną  $\varepsilon_{reff}$  zamiast obliczać wzorem (4) można wyznaczyć z wykresu jak na rys. 10 [8].

Na koniec wielkość przedłużenia  $\Delta L$  można obliczyć z zależności [6]:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (5)$$

W praktyce przy  $h \ll \lambda_0$  można przyjąć że :

$$\Delta L = h/2 \quad (5a)$$

lub odczytać z wykresu na rys. 11 dla materiału o  $\varepsilon_r = 2.23$  [8].

Następną wielkością, którą należy wyznaczyć jest szerokość promiennika  $W$ . W teorii korzysta się z wzorów dla linii długich, jednak tu będą podane tylko wnioski końcowe. Na rysunku 12 pokazano schemat zastępczy anteny z rys. 9. Linia zasilająca mikropaskowa ma impedancję  $Z_{L2}$ , jest ona dołączona do promiennika o długości  $L$  i impedancji  $Z_{L1}$ . Impedancje linii paskowych zależą od: szerokości paska  $W$ , jego grubości (wymiar  $t$  na rys. 5), wysokości podłoża ( $h$  na rys. 5) oraz przenikalności elektrycznej podłoża  $\varepsilon_r$ . Wzory obliczeniowe są bardzo złożone, ale dla wyznaczenia tej impedancji dla przypadku gdy  $\varepsilon_r = 2.23$  do  $2.32$  i dla  $t = 17,5\mu\text{m}$  do  $35\mu\text{m}$  można skorzystać z wykresu na rys. 13 [3].

Na końcach promiennika występują pola rozproszone reprezentowane przez rezystancje promieniowania  $R$  i pojemności  $C$ . Pojemność  $C$  powoduje konieczność skrócenia promiennika o  $\Delta L$ , co było już powyżej objaśnione. Natomiast rezystancja promieniowania  $R$  zależy od wielkości szczeliny  $\Delta L \times W$ . Według [3] rezystancja promieniowania przy szerokościach przewodnika  $W < \lambda/2$  wynosi:

$$R = \frac{180}{\sqrt{\varepsilon_{reff}} \times (\lambda / W)^2} \quad [\Omega] \quad (6a)$$

zaś przy  $W > 1.5\lambda$

$$R = \frac{240}{\sqrt{\varepsilon_{reff}} \times (\lambda / W)} \quad [\Omega] \quad (6b)$$

Zgodnie ze schematem na rys. 12 rezystancja promieniowania występuje na obu końcach linii  $\lambda/2$ , a więc w miejscu zasilania będą one połączone równolegle dając wartość obciążenia na wejściu

$$R_s = R/2 \quad [\Omega] \quad (7)$$

Jak z powyższego wynika na rezystancję wejściową w miejscu zasilania linią mikropaskową wpływać możemy zmieniając szerokość promiennika  $W$ . Podane powyżej wzory nie uwzględniają wszystkich elementów anteny i dlatego należy traktować je jako przybliżoną wskazówkę. Często zasilającą linię mikropaskową wykonuje się o dwóch szerokościach, z których jeden, długości  $\lambda/4$ , służy jako ćwierćfalowy transformator impedancji np. z  $200\Omega$  na  $50\Omega$ .

Na rysunku 14 pokazano wykres rezystancji  $R_s$  w zależności od szerokości promiennika  $W$  przy częstotliwości  $10.35\text{GHz}$ , dla podłoża grubości  $0.5\text{mm}$  i przenikalności  $\varepsilon_r = 2.23$ . Dla innych częstotliwości, przy tym samym materiale, szerokość  $W$  będzie się zmieniała proporcjonalnie do długości fali  $\lambda$ .

Przy dużej szerokości  $W$  promiennika impedancja wejściowa maleje, ale może to spowodować pojawienie się wyższych rodzajów pola, zakłócających charakterystykę i parametry anteny. W takich przypadkach stosuje się dopasowanie impedancji przez wycięcie wzdłuż linii paskowej szczeliny długości  $X$ , która redukuje impedancję (rys. 15) [7].

Zysk dobrze dopasowanej anteny płatkowej, przy mało stratnym podłożu osiąga  $6\text{dBi}$ , jest więc nieduży. Większy zysk uzyskać można łącząc anteny w układy. Pokazano je na rysunku 16.

Maksymalny zysk układów antenowych dochodzi do 20dBi i jest ograniczony rosnącymi stratami na połączeniach, oraz skutkiem wzajemnych sprzężeń. Na rysunku tym pokazano także promiennik z polaryzacją kołową. Płatek promiennika jest zasilany przez sprzęgacz hybrydowy dający przesunięcie fazy o 90°. Jeśli zasila się port 1 a port 2 jest obciążony rezystancją, to otrzymuje się polaryzację prawoskrętną, przy zamianie portów otrzymuje się polaryzację lewoskrętną.

## 5. Antena płatkowa zasilana linią koncentryczną

Antena płatkowa może być zasilana linią koncentryczną dołączoną "od spodu" za pomocą złącza koncentrycznego lub kablem (rys. 7.b). Dopasowanie impedancji polega na dobraniu punktu zasilania. Obliczenie położenia tego punktu, podobnie jak zaprojektowanie dopasowania anteny z zasilaniem linią mikropaskową, jest bardzo skomplikowane. Stosowane są trzy metody obliczeń komputerowych, lecz dają one nieco różniące się wyniki. O tym będzie jednak później.

W najprostszym przypadku przyjmuje się, że punkt ten znajduje się na osi głównej promiennika i wyznacza się jego odległość (a) od krawędzi promieniującej (rys. 17). Tak jak w poprzedniej antenie rezystancja promieniowania  $R_{prom}$ , zależy od wielu czynników, w tym przede wszystkim od szerokości promiennika W. W przykładach obliczeń takiej anteny przyjmowano  $R_{prom} = 400\Omega$ .

## 6. Metody obliczeń

Metody obliczeń podane są w literaturze [3, 4, 6, 7, 8, 9, 10 i 11]. Oparte są one na różnych modelach anteny:

- model linii transmisyjnej (microstripline)
- model wnękowy (cavitu)
- model pełnofalowy – metoda momentów.
- technika FDTD (Finite Difference Time Domain)

**Model linii transmisyjnej**, najstarszy historycznie, jest najprostszy i daje najszybciej wyniki, ale może być stosowany tylko do płatków prostokątnych i anten jednowarstwowych. Nie uwzględnia on strat w dielektryku ani zjawiska fali powierzchniowej. Metodę tą stosuje DG8GB [9] korzystając z programu "pcaad21" i "patch16", które można nabyć w UKW Berichte, lub pobrać z internetu za pomocą wyszukiwarki jako "pcaad21.zip" lub "patch16.zip". W [9] podaje on pełny opis projektowania anteny dla odbioru meteosat na 1691MHz.

**Model wnękowy** jest dokładniejszy od modelu linii transmisyjnej. Jest on numerycznie nieskomplikowany i nadaje się do promienników o innych kształtach niż prostokątne i uwzględnia straty w dielektryku, nie uwzględnia jednak zjawiska fal powierzchniowych, wzajemnego sprzężenia między elementami w układach antenowych i nie nadaje się do analizy struktur wielowarstwowych.

**Model pełnofalowy** cechuje największa dokładność obliczeń, które obejmują wszystkie zjawiska fizyczne takie jak efekt fal powierzchniowych, wzajemne sprzężenia między elementami, straty w dielektryku, w przewodnikach itd. Może być on stosowany do różnych postaci anten, także wielowarstwowych i anizotropowych. Model ten ma bardzo złożone metody obliczania i wymaga komputerów o największej mocy obliczeniowej. Program taki, pod nazwą SONNET-LITE opisany jest przez DG8GB w [9]. Jego uproszczona bezpłatna wersja zajmuje 1 Megabajt, wersję tę można (bezpłatnie) rozszerzyć do 16 Megabajtów ale z pewnymi zastrzeżeniami. Podręcznik ma 500 stron. Program ten współdziała z innym programem symulacji liniowej CAD PUFF dla obliczania dopasowań. Podczas symulacji zakłada się pewne wartości, po 2 godzinach pracy PC uzyskuje się wynik, który porównuje się z założeniami. W szczególności sprawdza się na wykresie S11 w funkcji częstotliwości uzyskaną częstotliwość rezonansową, której odpowiada minimalna wartość S11. Jeśli wynik nie jest zadowalający, zmienia się "na wyczucie" pewne parametry i oblicza ponownie. W [10] DG8GB opisuje sposób wykorzystania programu PUFF dla ułatwienia korekty częstotliwości rezonansowej i dopasowania.

Ostatnio pojawiła się nowsza wersja SonnetLite 9.51, której zastosowanie DG8GB w [11] opisuje na 18 stronach na przykładzie projektowania anteny dla pasma 435MHz. Program spakowany zajmuje 32 Megabajty, pracuje także pod Windows-XP, jest szybszy. W internecie szukać można pod adresem <http://www.sonnetusa.com>.

Metoda analizy **FDTD** wymaga bardzo dużej mocy i zasobów komputera. Metoda ta nie narzuca żadnych ograniczeń na strukturę geometryczną anteny. Charakterystyka promieniowania w strefie dalekiej jest obliczana za pomocą transformaty Fouriera pola w otoczeniu anteny (strefa bliska).

## 7. Przykłady wykonanych anten dla pasm amatorskich.

Na rys. 18 pokazana jest antena dla pasma 3 cm złożona z 4 płatków o wymiarach  $W \times L$ , rozstawionych na odległość  $A$  i  $L_1$ , połączonych wewnątrz liniami paskowymi szerokości  $W_L$  i zasilanych łącznie przez linie  $L_2$  [3]. Antena jest wykonana na podłożu teflonowym (RT/Duroid 5880) grubości  $h = 0,5\text{mm}$  i folią dwustronną Cu  $17,5\mu\text{m}$ . Przenikalność elektryczna przy 10GHz wynosi  $\epsilon_r = 2.23$ . Rezystancja promieniowania  $R_s$  poszczególnego płatka wynosi  $200\Omega$ , co daje w każdej gałęzi rezystancję po  $100\Omega$ , a w punkcie zasilania otrzymuje się  $50\Omega$ . Dla uzyskania takiej rezystancji przyjęto  $W = 11\text{mm}$ . Z wzoru (2) dla  $\epsilon_{reff} = 2.11$  otrzymano  $\lambda = 19.94\text{mm}$ , z rys. 11  $\Delta L = 0,34\text{mm}$  i z wzoru (1)  $L = 9,29\text{mm}$ . Linie paskowe  $L_1$  i  $L_2$  są dobrane na  $Z_L = 100\Omega$ .

Z rysunku 13 odczytuje się  $W_L = 0,45\text{mm}$  i w sposób podobny jak przy obliczaniu  $L$ , otrzymuje się  $L_1 = 11.53\text{mm}$ . Dla odstępu  $A$  przyjmuje się dowolnie  $A = L + L_1 = 20.82\text{mm}$ . przy określaniu długości linii  $L_2$  należy wziąć pod uwagę fakt zagięcie linii (ścięcie kolana) oraz przesunięcie punktów odniesienia w rozgałęzieniu  $T$  w miejscu zasilania  $d_1$ . Z obliczeń zrobionych w [3] i [8] wynika że  $L_2 = 22.17\text{mm}$  zaś ścięcie  $b = 0.231\text{mm}$  (rys. 18. b). W antenie tej uzyskano z pomiarów częstotliwości graniczne  $f_d = 10.255\text{GHz}$  i  $f_g = 10.445\text{GHz}$ , czyli pasmo 1.84%. Kąty na charakterystyce promieniowania (do  $-3\text{dB}$ )  $\Delta\phi = 36^\circ$  i  $39^\circ$  oraz zysk  $G_i = 10.5\text{dBi}$ .

Na rys. 19 pokazano antenę płatkową użytą jako wzbudnik w antenie parabolicznej. Autor, HB9SLV w [12] przeprowadza dyskusję na temat optymalnego F/D dla tej anteny, oraz pokazuje charakterystyki promieniowania. Antena z reflektorem parabolicznym ma zysk około 1 dB większy niż z reflektorem kątowym (16dBi).

Na rysunku 20 pokazano antenę dla odbioru sygnałów GPS na dwóch częstotliwościach. Wyróżnia się ona słabym reagowaniem na sygnały odbite, które dochodzą z różnym opóźnieniem powodując zakłócenia w pracy pozycjonera. Uzyskano to przez zastosowanie polaryzacji kołowej prawoskrętnej, gdyż sygnał odbity od otoczenia zmienia zwrot polaryzacji. Płatki anteny wykonane są w postaci pierścieni eliptycznych.

W Internecie można znaleźć wiele opisów specjalnych anten mikrofalowych, w tym z szerokim przestrajaniem częstotliwości polem elektrycznym a także anteny "przezroczyste" wykonane na szkle, oraz anteny dla pasma 94GHz [14].

## 8. Zakończenie

Anteny mikropaskowe płatkowe (patch) są bardzo proste i tanie, nadają się do masowej produkcji, są powszechnie stosowane w instalacjach WLAN, w telefonach komórkowych, ale dla amatorów są one trudne do odtworzenia. W antenach tych na mikrofalach o wynikach decydują wymiary, które muszą być utrzymywane z dokładnością setnych części mm. Dlatego w literaturze amatorskiej jest tak mało konkretnych opisów i sprawdzonych konstrukcji, co nie znaczy, że nie należy nad tym pracować. Pewną trudność stanowi także mała powtarzalność wykonanych robionych jednostkowo. W [15] opisano przypadek prostej anteny, zasilanej koncentrycznie, wykonanej na podłożu FR4 grubości 1.6mm z dwóch różnych firm. Różniły się one nieco przenikalnością elektryczną (4.0 i 4.7) skutkiem czego tak samo wykonane anteny miały częstotliwości rezonansowe 433.920MHz i 400.405MHz oraz różne impedancje.

Powyższe opracowanie informatyczne przygotowano na VI Zjazd Techniczny PK UKF w Dusznikach Zdroju, 16-19 września 2004.

Zdzisław, SP6LB 3.9.2004

## Spis literatury:

- [1] Romuald Litwin, Marian Suski "Technika mikrofalowa" WNT Warszawa 1972
- [2] Pavel Šir, OK1AIY, "Konstrukcje radioamatorskie dla pasm mikrofalowych, BEN, Praga, 2001
- [3] Friedrich Krug, DJ3RV, "Mikrostreifenleitungs-Antennen", UKW-Berichte 2/1985, str. 113-122
- [4] John D. Kraus, "Antennas" 2-nd edition, McGraw-Hill Book Company rozdz. 16-5, "Ground-plane antennas" i 16-12 "Patch or microstrip antennas".
- [5] Jürgen Langer, DJ5AT, "UHF-Antenne mit vertikaler Polarisation "ohne" vertikale

- 
- Dimension", UKW-Berichte 2/1991, str. 91-96
- [6] Punit S. Nakar, "Design of a compact Microstrip Patch Antenna for use in wireless/cellular devices" The Florida State University, College of Engineering, <http://etd.lib.fsu.edu/theses/available/etd-04102004-143656/unrestricted/Chapter3.pdf>
- [7] Jarosław Szóstka "Fale i anteny", WKŁ, Warszawa 2001
- [8] Friedrich Krug, DJ3RV, "Formeln und Diagramme zur näherungsweise Berechnung von Mikrostreifeleitungen", UKW-Berichte 2/1985, str. 122-126.
- [9] Gunthard Kraus, DG8GB, "Moderner Entwurf von Patch-Antennen, Teil 1", UKW-Berichte 3/2000, str. 139-160.
- [10] Gunthard Kraus, DG8GB, "Moderner Entwurf von Patch-Antennen, Teil 2", UKW-Berichte 4/2000, str. 221-236.
- [11] Gunthard Kraus, DG8GB, "Das interessante Programm, SonnetLite 9.51", UKW-Berichte 1/2004, str. 11-29
- [12] Angel Vilaseca, HB9SLV i Jean-Pierre Morel, HB9RKR, "Eine Streifleitungen-Antenne für 10GHz, UKW-Berichte 4/1993 str. 223-228..
- [13] Luigi Boccia e.al "A high performance dual frequency mikrostrip antenna for global positioning system" Universiteta della Calabria. [www.ansoft.com/news/articles/IEEE\\_AP\\_2001.pdf](http://www.ansoft.com/news/articles/IEEE_AP_2001.pdf).
- [14] **A 94-GHz aperture-coupled micromachined microstrip antenna ...**  
Gildas P. Gauthier, Student Member, IEEE, Jean-Pierre Raskin, Member, IEEE ... [www.eecs.umich.edu/rebeiz/Current%20Res.%20Papers/94\\_GHz\\_Microstrip\\_Ant\\_99\\_AP.pdf](http://www.eecs.umich.edu/rebeiz/Current%20Res.%20Papers/94_GHz_Microstrip_Ant_99_AP.pdf) –
- [15] INGECON Application Note 01 V/UHF Antenna Design 03/2000 <http://www.ingecom.ch>
- 

---

## 6. OGŁOSZENIA:

---

### 6.1 Dostępne są materiały techniczne z Bydgoskich Spotkań Mikrofalowych:

- CD-BSM 1 – materiały z 9 spotkania dotyczące pasma 23 cm;
- CD-BSM 2 – materiały z 10 spotkania dotyczące pasma 13 cm;
- CD-BSM 3 – materiały z 11 spotkania dotyczące pasma 9 i 6 cm;
- \* **CD-BSM 4 – materiały dotyczące pasma 3 cm. *nowość!***

Materiały z poprzednich tj. od pierwszego do ósmego spotkania mikrofalowego są publikowane w dziale „Podstawy techniki mikrofalowej”.

**Kontakt: Maciej, [sp2rxx@wp.pl](mailto:sp2rxx@wp.pl) lub telefonicznie (0...52) 348-61-07.**

---

KONIEC !