

## Teoria i praktyka pomiaru SWR

Przyrząd do pomiaru jakości dopasowania fidera z anteną (SWR-miarka) jest wymaganym elementem wyposażenia amatorskiej radiostacji. Na ile wiarygodną informację o jakości naszego systemu antenowego przekazują taki przyrząd? Praktyka dowodzi, że nie wszystkie tego typu przyrządy fabrycznej produkcji umożliwiają wysoką dokładność pomiaru. Jest to jeszcze bardziej wątpliwe kiedy mamy doczynienia z przyrządami konstruowanymi samodzielnie. W przedstawionym poniżej tekście mowa będzie o SWR-metrze do budowy którego wykorzystano transformator prądowy. Przyrządy tego typu mają szerokie zastosowanie zarówno wśród profesjonalistów jak i amatorów. Poniżej przedstawiono teorię pracy i przeanalizowano czynniki wpływające na dokładność pomiarów. Na koniec przedstawiono opis dwóch konstrukcji nieskomplikowanych i praktycznych SWR-metrów, których charakterystyki zadowolą nawet wymagającego krótkofalowca.

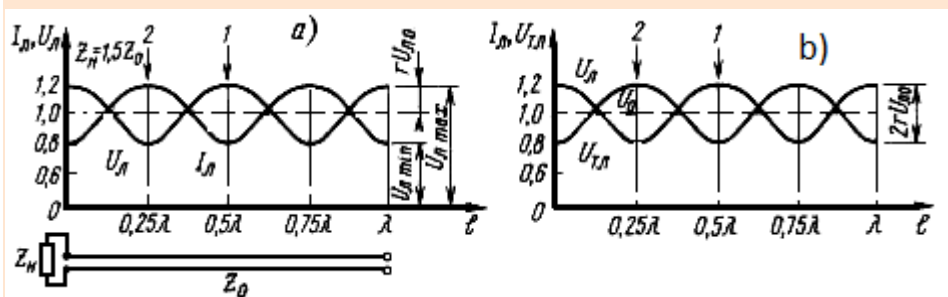
### Trochę teorii

Jeżeli podłączona do nadajnika linia przesyłowa (fider) o oporności falowej  $Z_0$  obciążona jest opornością  $Z_H \neq Z_0$  to powstaną w niej fala zarówno padająca jak i odbita. Współczynnik odbicia (reflection) w ogólnym przypadku definiowany jest jako stosunek amplitudy fali odbitej do amplitudy fali padającej. Współczynniki odbicia prądu  $r_i$  i napięcia  $r_u$  równe są stosunkom odpowiednich wielkości odbitej i padającej fali. Faza odbitego prądu (w odniesieniu do padającego) zależy od stosunku  $Z_H$  i  $Z_0$ . Jeżeli  $Z_H > Z_0$ , to odbity prąd będzie w przeciwfazie do padającego, a jeżeli  $Z_H < Z_0$ , to będzie w fazie. Współczynnik  $r_u$  ma taką samą wartość jak  $r_i$ , tylko znaki mają różne, tzn. są w przeciwfazie. Fala stojąca, która jest efektem sumowania się fali padającej z odbitą, będzie rozmieszczona w taki sposób, że w danym punkcie linii, gdzie występuje maksymalna wartość prądu, będzie jednocześnie minimum napięcia fali i odwrotnie.

Wielkość współczynnika odbicia możemy obliczyć według wzoru :

$$r = \frac{\sqrt{(R_H - Z_0)^2 + X_H^2}}{\sqrt{(R_H + Z_0)^2 + X_H^2}}$$

gdzie  $R_H$  i  $X_H$  — odpowiednio oznacza czynną i urojoną część impedancji obciążenia  $Z_H$ . Przy obciążeniu tylko czynnym (rzeczywistym) oporem (wówczas  $X_H = 0$ ) wzór upraszcza się do postaci  $r = (R_H - Z_0)/(R_H + Z_0)$ . Na przykład, jeżeli kabel o oporności falowej  $50 \Omega$  obciążymy rezystorem o oporności  $75 \Omega$ , to współczynnik odbicia będzie wynosił  $r = (75 - 50)/(75 + 50) = 0,2$ .



Rys.1

Na rysunku 1a pokazano rozkład napięcia  $U_L$  i prądu  $I_L$  w linii właśnie dla tego przypadku (strat w linii nie uwzględniono).

Linia przerywana przedstawia wykres napięcia  $U_{L0}$  i prądu  $I_{L0}$  w przypadku, gdy  $R_H = Z_0$ . Weźmy dla przykładu część linii o długości  $\lambda$ . Przy jej dużej długości obraz będzie się cyklicznie powtarzał co każde  $0,5\lambda$ . W tych punktach linii, gdzie fazy padającej i odbitej fali (przecinają się, zgadzają się, synchronizują się) napięcie osiąga wartość maksymalną i równą  $U_{L \max} = I_{L0} (1 + r) = I_{L0} (1 + 0,2) = 1,2U_{L0}$ , a w tych, gdzie fazy są przeciwne, napięcie jest minimalne i równe  $U_{L \min} = U_{L0} (1 - 0,2) = 0,8U_{L0}$ .

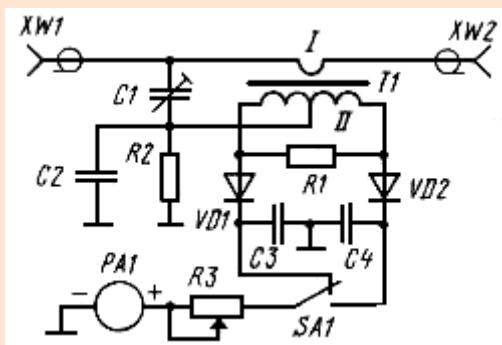
Wtedy :  $SWR = U_{L \max} / U_{L \min} = 1,2U_{L0} / 0,8U_{L0} = 1,5$ .

Wzór do obliczenia SWR można zapisać i tak :  $SWR = (1 + r)/(1 - r)$  i  $r = (SWR - 1)/(SWR + 1)$ . Zauważmy jedną ważną rzecz – suma maksymalnego i minimalnego napięcia  $U_{\text{Л max}} + U_{\text{Л min}} = U_{\text{Л0}} (1 + r) + U_{\text{Л0}} (1 - r) = 2$ , a ich różnica  $U_{\text{Л max}} - U_{\text{Л min}} = 2rU_{\text{Л0}}$ . Po wstawieniu określonych danych można obliczyć moc fali padającej  $P_{\text{pad}} = U_{\text{Л0}}^2/Z_0$  i moc fali odbitej  $P_{\text{odb}} = (r U_{\text{Л0}})^2/Z_0$ . W naszym przypadku (dla  $SWR = 1,5$  i  $r = 0,2$ ) moc fali odbitej wyniesie 4 % mocy padającej.

Określenie SWR poprzez pomiar rozkładu napięcia w linii w poszukiwaniu wartości  $U_{\text{Л max}}$  i  $U_{\text{Л min}}$  jest szeroko rozpowszechnione nie tylko w fiderach dwuprzewodowych, ale też w liniach koncentrycznych (zwłaszcza na UKF). W tym celu wykorzystuje się część pomiarową fidera mającą długą, podłużną szczelinę, wzdłuż której przemieszcza się wózek z sondą w.cz. woltomierza. SWR można określić mierząc prąd  $I_{\text{Л}}$  w jednym z przewodów linii na części linii o długości mniejszej niż  $0,5\lambda$ .

Po określeniu maksymalnych i minimalnych wartości, SWR obliczamy ze wzoru  $I_{\text{max}}/I_{\text{min}}$ . Do pomiaru prądu wykorzystujemy przetwornik prąd – napięcie w postaci transformatora prądowego z rezystorem obciążającym, napięcie na którym jest proporcjonalne i w fazie z mierzonym prądem. Zauważmy interesujący fakt – przy określonych parametrach transformatora prądowego na jego wyjściu można otrzymać napięcie równe napięciu linii (pomiędzy przewodami), tzn.  $U_{\text{TЛ}} = I_{\text{Л}}Z_0$ .

Na rys.1b pokazany jest wykres zmian  $U_{\text{Л}}$  wzdłuż linii i wykres zmian  $U_{\text{TЛ}}$ . Krzywe mają jednakowe amplitudy i kształty oraz są przesunięte względem siebie o  $0,25\lambda$ . Analiza tych krzywych pokazuje, że można określić  $r$  (lub SWR) przy jednoczesnym pomiarze wielkości  $U_{\text{Л}}$  i  $U_{\text{TЛ}}$  w dowolnym miejscu linii. W miejscach położenia maksimów i minimów obu krzywych (punkty 1 i 2) jest oczywiste, że stosunek tych wielkości  $U_{\text{Л}}/U_{\text{TЛ}}$  (lub  $U_{\text{TЛ}}/U_{\text{Л}}$ ) jest równy SWR, suma równa jest  $2U_{\text{Л0}}$ , a różnica —  $2rU_{\text{Л0}}$ . W punktach pośrednich  $U_{\text{Л}}$  i  $U_{\text{TЛ}}$  przesunięte są w fazie i należy je składać jak wektory. Przedstawione powyżej zależności obowiązują, tak jak napięcie fali odbitej ma zawsze fazę odwrotną do fazy prądu tej fali, a  $rU_{\text{Л0}} = rU_{\text{TЛ0}}$ .



Rys.2

Tak więc, przyrząd, woltomierz, kalibrowany przetwornik prąd-napięcie i układ połączeń oraz fachowa literatura pozwolą określić takie parametry linii, jak  $r$  lub SWR, a także  $P_{\text{pad}}$  i  $P_{\text{odb}}$  przy włączeniu w dowolnym miejscu linii.

Pierwsze informacje o urządzeniach takiego rodzaju pochodzą z 1943 roku i powtórzone w [1]. Pierwsi znani autorzy opisali je w [2,3]. Wariant schematu, który był

podstawowym, pokazany jest na rysunku 2.

#### Urządzenie zawierało:

- Wskaźnik napięcia – dzielnik pojemnościowy na  $C1$  i  $C2$  z napięciem wyjściowym  $U_c$ , znacznie mniejszym niż napięcie na linii  $U_{\text{Л}}$ . Stosunek  $p = U_c/U_{\text{Л}}$  nazywa się współczynnikiem sprzężenia.
- Transformator prądowy  $T1$ , nawinięty na karbonylowym (*karbonylek-pewna grupa chemiczna – przyp. tłum.*) rdzeniu magnetycznym w kształcie pierścienia. Uzwojenie pierwotne miało jeden zwój i przechodziło przez środek rdzenia. Uzwojenie wtórne miało  $n$ - uzwojeń. Poza tym obciążenie po wtórnej stronie – opornik  $R1$ , napięcie wyjściowe  $2U_T$ . Uzwojenie wtórne może być wykonane w postaci dwóch oddzielnych uzwojeń dających napięcie  $U_T$  i każde ze swoim rezystorem obciążającym. Można też zrobić jedno uzwojenie z odczepem pośrodku.
- Detektory na diodach  $VD1$  i  $VD2$ , przełącznik  $SA1$  i woltomierz  $PA1$  z opornikami do korekcji wskazań.

Uzwojenie wtórne transformatora  $T1$  włączone jest w taki sposób, że przy podłączeniu nadajnika do lewego

(na schemacie) gniazda, a obciążenia do prawego, na diodzie VD1 wystąpi suma napięć  $U_C + U_T$ , a na diodzie VD2 – różnica. Przy podłączeniu do wyjścia SWR-metra wzorcowego obciążenia rezystancyjnego o oporności równej oporności falowej linii, fali odbitej nie będzie a zatem napięcie w.cz. na VD2 może być także zerowe. Osiąga się to w procesie regulacji przyrządu polegającej na wyrównywaniu napięć  $U_T$  i  $U_C$  przy pomocy kondensatora strojeniowego C1.

Jak było pokazane wcześniej, po takim strojeniu wielkość napięcia różnicowego (przy  $Z_H \neq Z_0$ ) będzie proporcjonalna do współczynnika odbicia  $\Gamma$ . Pomiar z rzeczywistym obciążeniem przebiega tak : najpierw, w pokazanym na schemacie położeniu przełącznika SA1 („Fala padająca”), kalibrującym zmiennym rezystorem R3 wychylamy strzałkę przyrządu na ostatnią kreskę skali (np. 100  $\mu A$ ). Potem SA1 przełączamy w dolne (na schemacie) położenie („Fala odbita”) i odczytujemy wartość  $\Gamma$ .

Wracając do przykładu, gdzie  $R_H = 75 \Omega$  przyrząd powinien pokazać 20 mA, co odpowiada  $\Gamma = 0,2$ . Wielkość SWR można określić wg. wzoru  $SWR = (1+0,2)/(1-0,2) = 1,5$  lub  $SWR = (100+20)/(100-20) = 1,5$ . W tym przykładzie zakładamy, że detektor ma charakterystykę liniową. W rzeczywistości koniecznie musimy wносить poprawkę, uwzględniając nieliniowość detektora. Przy odpowiedniej kalibracji przyrząd może być wykorzystany do pomiaru mocy padającej i odbitej.

Dokładność SWR-metra zależy od szeregu czynników. W pierwszej kolejności od dokładności równoważenia przyrządu w położeniu SA1 „Fala odbita” przy  $R_H = Z_0$ . Idealnemu zrównoważeniu odpowiadają napięcia  $U_C$  i  $U_T$  równe co do wielkości i przeciwne w fazie – ich różnica (suma algebraiczna) jest równa zero.

W rzeczywistej konstrukcji niezrównoważone resztkowe napięcie  $U_{OCT}$  jest zawsze. Popatrzmy na przykładzie, jaki to ma wpływ na końcowy rezultat pomiaru. Załóżmy, że przy równoważeniu otrzymaliśmy napięcia  $U_C = 0,5V$  i  $U_T = 0,45V$ . Różnica wyniesie 0,05V- co jest w pełni realne. Na obciążeniu  $R_H = 75 \Omega$  w 50  $\Omega$  linii rzeczywisty  $SWR = 75/50 = 1,5$  i  $\Gamma = 0,2$ , a wielkość fali odbitej, odczytana z przyrządu wyniesie  $\Gamma U_C = 0,2 \times 0,5 = 0,1 V$  i  $\Gamma U_T = 0,2 \times 0,45 = 0,096 V$ .

Popatrzmy na rysunek 1b. Pokazane tam krzywe odnoszą się do  $SWR = 1,5$  (krzywe  $U_{\pi}$  i  $U_{\pi\pi}$  w linii będą w naszym przypadku odpowiadać  $U_C$  i  $U_T$ ). W punkcie (1)  $U_C \max = 0,5 + 0,1 = 0,6V$ ;  $U_T \min = 0,45 - 0,09 = 0,36 V$  i  $SWR = 0,6/0,36 = 1,67$ . W punkcie (2)  $U_T \max = 0,45 + 0,09 = 0,54V$ ;  $U_C \min = 0,5 - 0,1 = 0,4$  i  $SWR = 0,54/0,4 = 1,35$ . Z tych prostych obliczeń widać, że w zależności od miejsca włączenia takiego SWR-metra w linię, gdzie rzeczywisty  $SWR = 1,5$  lub przy zmianie długości linii pomiędzy przyrządem a obciążeniem, mogą być odczytane różne wartości SWR— od 1,35 do 1,67!

### Co może doprowadzić do niedokładnego zrównoważenia ?

1. Wielkość napięcia resztkowego diody germanowej przy którym przestaje ona przewodzić – w naszym przypadku 0,05V. Dlatego przy  $U_{OCT} < 0,05V$  przyrząd PA1 pokaże zero co spowoduje powstanie błędu w równoważeniu. Niedokładność można znacznie zmniejszyć, jeżeli zwiększymy kilka razy napięcie  $U_C$  i odpowiednio  $U_T$ . Na przykład, przy  $U_C = 2 V$  i  $U_T = 1,95 V$  ( $U_{OCT} = 0,05 V$ ) przedział zmian SWR dla tego przykładu będzie wynosił tylko od 1,46 do 1,54.

2. Istnienie zależności napięcia  $U_C$  lub  $U_T$  od częstotliwości. Dokładne zrównoważenie może być osiągnięte nie w całym zakresie roboczych częstotliwości. Rozważmy na przykładzie jedną z możliwych przyczyn. Załóżmy, że w przyrządzie wykorzystamy kondensator w dzielniku C2 o pojemności 150 pF z drucianymi odprowadzeniami o średnicy 0,5mm i długości po 10 mm każdy. Pomiar indukcyjności takich "nóżek" o długości 20 mm wyniósł  $L = 0,03 \mu H$ .

Na częstotliwości roboczej  $f = 30 MHz$  oporność kondensatora będzie wynosiła  $X_C = 1/2\pi fC = -j35,4 \Omega$ , łącznie oporność falowa wyprowadzeń  $X_L = 2\pi fL = j5,7 \Omega$ . W rezultacie oporność niższego ramienia dzielnika zmniejsza się do wartości  $-j35,4 \Omega + j5,7 \Omega = -j29,7 \Omega$  (taka oporność odpowiada kondensatorowi 177 pF). Współcześnie na częstotliwościach od 7 MHz w dół wpływ odprowadzeń jest znikomy. Stąd wynika, że w niższym ramieniu dzielnika należy wykorzystywać kondensatory bezindukcyjne z minimalnymi wyprowadzeniami i można je łączyć równolegle.

Wprowadzenia „górnego” kondensatora C1 praktycznie nie wpływają na równoważenie -  $X_C$  górnego kondensatora jest kilkadziesiąt razy większe od  $X_C$  dolnego kondensatora. Równomierne zrównoważenie można otrzymać z pomocą oryginalnego rozwiązania, o którym będzie mowa przy opisywaniu praktycznych konstrukcji.

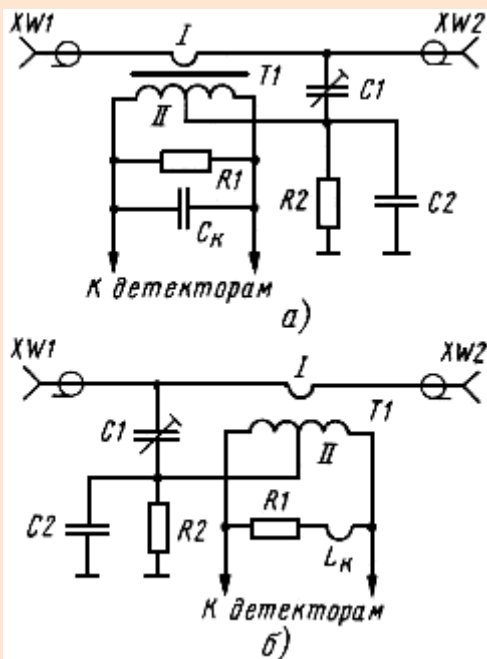
3. Wpływ pasozytniczych reaktancji prowadzi do różnicy faz napięcia  $U_C$  i  $U_T$  (przy  $Z_H = Z_0$ !). Przesunięcie fazy o kilka stopni nieznacznie odbija się na ich sumie, ale silnie pogarsza zrównoważenie. Na przykład, jeżeli przesunięcie fazy wynosi  $\alpha = 3^\circ$  i  $U_C = U_T = 2V$ , resztki niezrównoważonego napięcia stanowią  $U_{OCT} \sim U_C \sin\alpha = 2 \times 0,052 = 0,104 V$ . Rozważmy przyczyny takiego wpływu.

3.1. Wpływ reaktancji doprowadzeń uzwojenia wtórnego. Przy długości przewodów mających po 10 mm, na górnej granicy zakresu KF ich oporność wyniesie  $X_L = j5,7 \Omega$  (patrz na poprzedni przykład) i faza prądu we wtórnym uzwojeniu cewki T1 będzie w stosunku do prądu w linii (i napięcia  $U_C$ ) przesunięta o kąt  $\alpha = \arctg(X_L/R1)$ . Teraz R1 - oporność obciążenia transformatora, które zwykle mieści się w przedziałach od 10 do 100  $\Omega$ . Dla skrajnych wartości otrzymujemy  $\alpha = \arctg(5,7/10) = 30^\circ (!)$  i  $\alpha = \arctg(5,7/100) = 3^\circ$ .

W rzeczywistości we wtórnym uzwojeniu indukcyjność pasozytnicza może być jeszcze wyższa poza wielkością indukcyjności rozproszenia T1 i indukcyjnością wprowadzeń R1. Chociaż pełne dopasowanie uzwojenia wtórnego w górnym zakresie częstotliwości różnie, napięcie  $U_T$ , mierzone bezpośrednio na R1, zostaje niezmienione (właściwości transformatora prądowego – patrz niżej).

3.2. Oporność indukcyjna uzwojenia wtórnego T1 na niższych częstotliwościach zakresu KF (ok. 1,8 MHz) może wyraźnie bocznikować R1, co prowadzi do zmniejszenia  $U_T$  i jego przesunięcia fazowego.

3.3. Oporność R2 — część obwodu detekcyjnego. Tak jak na schemacie powoduje ono bocznikowanie C2, na niższych częstotliwościach współczynnik podziału może zależeć od częstotliwości i fazy.



Rys.3

3.4. Na schemacie z rys.2 detektory VD1 i VD2 w stanie przewodzenia bocznikują swoją wejściową opornością  $R_{BX}$  dolne ramię dzielnika pojemnościowego na C2, tj.  $R_{BX}$  działając tak jak R2. Wpływ  $R_{BX}$ , nieznacznie ( $R3+R2$ ) większy niż 40 k $\Omega$ , wymaga zastosowania czułego mikroamperomierza PA1 o zakresie 100 $\mu A$  i napięciu w.cz. na VD1 nie mniejszym niż 4V.

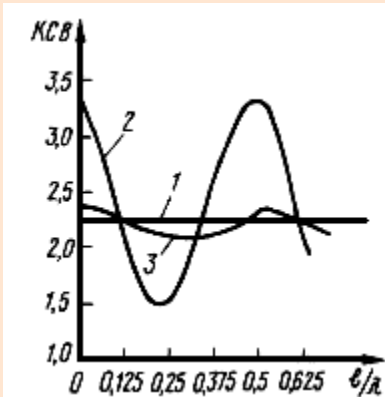
3.5. Odległość wejścia od wyjścia SWR-metra wynosi zwykle od 30 do 100 mm. Na częstotliwości 30 MHz różnica faz napięcia na przyłączach wyniesie :  $\alpha = [(0,03...0,1)/10]360^\circ = 1...3,5^\circ$ . Jak to może wpływać na pracę przyrządu pokazano na rys.3a i 3b.

Różnica pomiędzy tymi układami polega tylko na tym, że kondensator C1 podłączony jest w różnych miejscach – raz bliżej wejścia, a drugi raz przy wyjściu SWR-metra (T1 w obu przypadkach występuje pośrodku przewodnika pomiędzy wej.-wyj.). W pierwszym przypadku

nieskompensowaną resztkę napięcia można zmniejszyć, jeżeli dokonamy korekty fazy  $U_{OCT}$  za pomocą niedużego, podłączonego równolegle kondensatora, a w drugim – włączeniem szeregowo z R1 niedużego indukcyjności  $L_K$  w postaci pętli z drutu.

Taki sposób postępowania wykorzystywany jest zarówno w fabrycznych jak i amatorskich konstrukcjach. Żeby się o tym przekonać wystarczy zamienić miejscami wejście z wyjściem (odwrócić przyrząd). Kompensacja, która pomagała staję się szkodliwa –  $U_{OCT}$  istotnie różnie. Przy pracy w rzeczywistych warunkach (z realną linią) z niedopasowanym obciążeniem, w zależności od długości linii, przyrząd może

znaleźć się w takim jej miejscu, w którym wprowadzona korekcja „polepszy” rzeczywisty SWR lub też odwrotnie – „pogorszy” go.

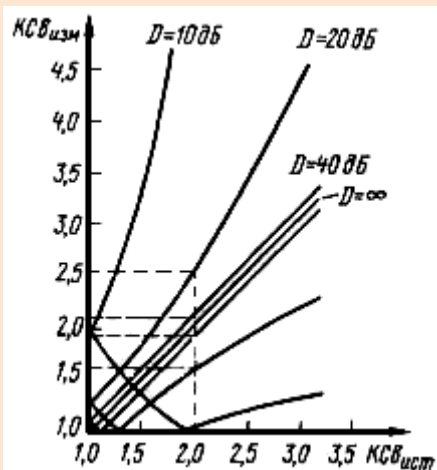


Rys.4

W każdym przypadku będziemy mieli nieprawidłowy odczyt. Przeciwdziałanie temu zjawisku, to umieszczenie wejścia i wyjścia urządzenia jak najbliżej siebie. Należy też korzystać z oryginalnych opracowań takich jak to przedstawione niżej.

Dla ilustracji, jak silny wpływ mogą mieć rozpatrywane wyżej zjawiska na prawidłowość wskazań SWR-metra, na rys.4 pokazano rezultaty pomiarów (porównania) dwóch przyrządów fabrycznej konstrukcji [4].

Porównanie polegało na tym, że niedopasowane obciążenie z obliczonym  $SWR=2,25$  zostało podłączone do końca linii składającej się z szeregu połączonych odcinków linii o impedancji  $Z_0 = 50 \Omega$ , gdzie każda miała długość  $\lambda/8$ . W trakcie pomiarów całkowita długość linii zmieniała się od  $\lambda/8$  do  $5/8\lambda$ . Wykorzystano dwa przyrządy: tani BRAND X (krzywa 2) i jeden z lepszych modeli— BIRD 43 (krzywa 3). Krzywa 1 pokazuje rzeczywisty SWR. Jak mówią – komentarz jest zbędny.



Rys.5

Na rysunku 5 przedstawiony jest wykres zależności błędów pomiarowych od wielkości współczynnika kierunkowego  $D$  (directivity) SWR-metra [4]. Analogiczne wykresy dla  $WFB = 1/WFS$  pokazane są w [5] ( $WFB$  – *Współczynnik Fali Bieżącej. Stanowi odwrotność WFS – Współczynnika Fali Stojącej – przyp. tłum.*). Odpowiednio, w konstrukcji z rys.2 ten współczynnik równy jest stosunkowi napięć na diodach VD1 i VD2 przy podłączeniu do wyjścia SWR-metra obciążenia  $R_H = Z_0$ ,  $D = 20 \lg(2U_0/U_{OCT})$ . W taki sposób udało się skompensować (zrównoważyć) układ (im mniejsze  $U_{OCT}$ , tym wyższy  $D$ ). Można także wykorzystać wskazania miernika PA1 —  $D = 20 \times \lg(I_{pad}/I_{odb})$ , jednak będą one mniej dokładne ze względu na nieliniowość diod.

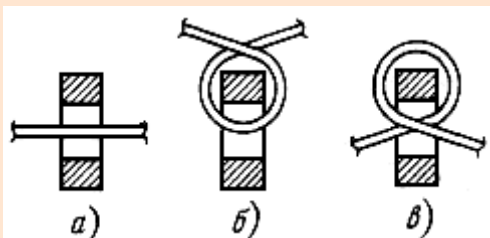
Na wykresie na osi poziomej zostały zaznaczone rzeczywiste wartości SWR, a na pionowej – pomierzone z uwzględnieniem błędu w zależności od wielkości współczynnika kierunkowego ( $D$ ) SWR-metra. Linia przerywana pokazuje przykładowy rzeczywisty  $SWR = 2$ , przyrząd z  $D=20$  dB, pokaże 1,5 lub 2,5, a z  $D = 40$  dB — odpowiednio 1,9 lub 2,1.

Analiza danych literaturowych [2, 3], pokazuje że SWR-metr ze schematu na rys.2 ma  $D$  wynoszące ok. 20 dB. To oznacza, że bez korekcji nie może być używany do dokładnych pomiarów.

Druga ważna przyczyna nieprawidłowych wskazań SWR-metra związana jest z nieliniową charakterystyką napięcie-prąd diod detekcyjnych. Prowadzi to do zależności wskazań od poziomu mocy padającej, zwykle na początku skali przyrządu PA1. W firmowych SWR-metrach czasem na wskaźniku naniesione są dwie skale – dla małego i dużego poziomu mocy.

Transformator prądu T1 jest ważną częścią SWR-metra. Jego podstawowe charakterystyki są takie jak dla większości transformatorów prądowych : liczba zwoi uzwojenia pierwotnego  $n_1$  i wtórnego  $n_2$ , współczynnik transformacji  $k = n_2/n_1$ , prąd uzwojenia wtórnego  $I_2 = \sqrt{P/Z_0}$ . Różnica polega na tym, że prąd uzwojenia pierwotnego jest prądem płynącym w fiderze i nie zależy on od obciążenia uzwojenia wtórnego  $R_1$ , dlatego prąd  $I_2$  także nie zależy od wielkości oporności rezystora  $R_1$ !

Na przykład, jeżeli do fidera  $Z_0 = 50 \Omega$  doprowadzimy moc  $P = 100 \text{ W}$ , prąd  $I_1 = \sqrt{P/Z_0} = 1,41 \text{ A}$ , a przy  $k = 20$  prąd uzwojenia wtórnego wyniesie  $I_2 = I_1/k \sim 0,07 \text{ A}$ . Napięcie na doprowadzeniach uzwojenia wtórnego określone jest zależnością  $R_1/2U_T = I_2R_1$  i przy  $R_1 = 68 \Omega$  wyniesie  $2U_T = 4,8 \text{ V}$ . Wydzielana na rezystorze moc  $P = (2U_T)^2/R_1 = 0,34 \text{ W}$ . Zwróćmy uwagę na pewną właściwość prądowego transformatora – im mniej zwoi po stronie wtórnej, tym większe będzie napięcie na jego końcach (przy tym samym  $R_1$ ). Najcięższe warunki pracy dla transformatora prądowego to praca na biegu jałowym ( $R_1 = \infty$ ), gdzie napięcie na jego wyjściu szybko rośnie, a rdzeń transformatora nasycy się i nagrzewa co może doprowadzić do jego zniszczenia.



Rys.6

W większości przypadków w uzwojeniu pierwotnym wykorzystywany jest jeden zwoj. Może on przybierać różne formy, tak jak pokazano na rys.6a, 6b (są równoważne), a na rys.6c to tak naprawdę są dwa zwoje.

Oddzielne pytanie – jak podłączyć osłonę ekranu w środku rurki pomiędzy środkowym przewodem a uzwojeniem wtórnym? Z jednej strony, ekran powoduje sprzężenie pojemnościowe pomiędzy uzwojeniami, co wpływa na polepszenie równoważenia sygnału różnicowego; z drugiej jednak strony w ekranie powstają prądy wirowe także wpływające na równoważenie.

Praktyka pokazała, że z ekranem czy bez niego można otrzymać jednakowe rezultaty. Jeżeli wykorzystujemy ekran na całej długości, jego długość powinna być minimalna, przykładowo równa szerokości użytego rdzenia i podłączona z obudową szerokim, krótkim przewodem. "Uziemienie" ekranu należy wykonać na środku linii, w miejscu równo odległym od wejścia i wyjścia przyrządu. Jako ekran może być wykorzystana mosiężna rurka o średnicy 4 mm od anten teleskopowych.

Dla SWR-metrów, do których doprowadzana jest moc 1 kW wykorzystywane są rdzenie ferrytowe (w kształcie pierścienia) o rozmiarach K12 x 6 x 4 a także K10 x 6 x 3. Praktyka dowodzi, że optymalna liczba zwoi  $n_2 = 20$ . Przy indukcji uzwojenia wtórnego 40 ... 60  $\mu\text{H}$  otrzymujemy najlepszą częstotliwościową równomierność (wielkość dopuszczająca wynosi 200  $\mu\text{H}$ ). Możliwym jest wykorzystanie rdzeni o przenikalności od 200 do 1000, przy czym koniecznie trzeba dobrać wymiar rdzenia, który zapewni optymalną indukcyjność cewki..

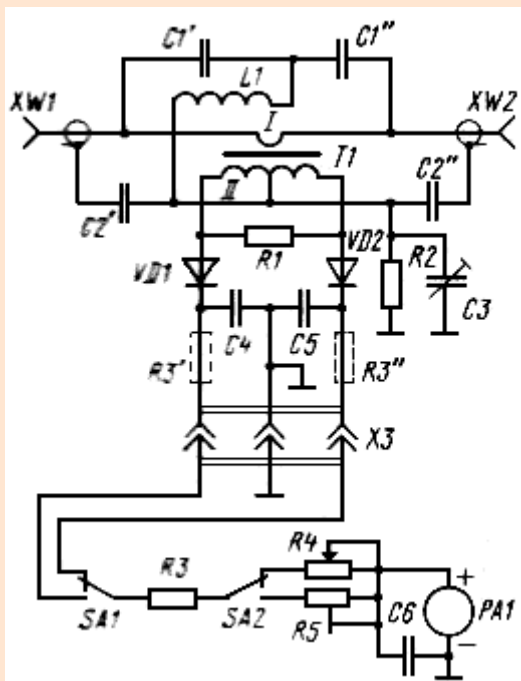
Można wykorzystać rdzenie o mniejszej przenikalności, jeżeli zastosujemy większy rozmiar rdzenia z uwzględnieniem liczby zwoi oraz zmniejszymy (lub nie) oporność  $R_1$ . Jeżeli przenikalność magnetyczna rdzenia nie jest znana to możemy ją określić. Do tego potrzebny nam będzie przyrząd do pomiaru indukcyjności. Najpierw nawijamy dziesięć zwoi na nieznanym rdzeniu, pamiętając, że jeden zwoj to każde przejście przewodu przez środek rdzenia. Teraz mierzymy indukcyjność tak nawiniętej cewki  $L$  [ $\mu\text{M}$ ] i podstawiamy tę wartość do wzoru:  $\mu = 2,5 LD_{CP}/S$ , gdzie  $D_{CP}$  — średnica rdzenia [cm];  $S$  — przekrój rdzenia [ $\text{cm}^2$ ] (na przykład - y K10 x 6 x 3  $D_{CP} = 0,8 \text{ cm}$  i  $S = 0,2 \times 0,3 = 0,06 \text{ cm}^2$ ). Jeżeli przenikalność rdzenia jest znana, indukcyjność cewki wykonana z  $n$  zwoi można obliczyć:  $L = \mu n^2 S / 250 D_{CP}$ .

Rdzenie przeznaczone do pracy z poziomem mocy 1 kW można sprawdzić także przy mocy 100 W w linii zasilającej. W tym celu konieczny będzie rezystor  $R_1$  o czterokrotnie większej wartości, odpowiednio napięcie  $U_T$  także wzrośnie cztery razy co spowoduje szesnastokrotny wzrost mocy. Temperaturę rdzenia można sprawdzić na dotyk (moc na tymczasowym rezystorze  $R_1$  także wzrośnie cztery razy). W rzeczywistych warunkach moc wydzielana na oporniku  $R_1$  wzrasta proporcjonalnie do mocy w fiderze.

### SWR-metry UTIMA

Dwie konstrukcje SWR-metra UTIMA, o których niżej, praktycznie zbudowane są w oparciu o ten sam schemat. Różni je tylko wykonanie. W pierwszym wariantcie (KMA-01) czujnik ma wejściowe gniazda przystosowane do podłączenia przewodu koncentrycznego i może być włączony w dowolnym miejscu linii przesyłowej. Jest połączony ze wskaźnikiem trójprzewodowym kablem o dowolnej długości. W drugim

wariantcie (KMA-02) obie części są w jednej obudowie.



Rys.7

Schemat SWR-metra pokazany jest na rys.7 i różni się od układu podstawowego z rys.2 ilością trzech cewek korekcyjnych. Popatrzmy na różnice.

1. Górne ramię dzielnika pojemnościowego  $C_1$  składa się z dwóch jednakowych kondensatorów  $C_1 = C_1' + C_1''$ , podłączonych odpowiednio do wejścia i wyjścia. Jak było powiedziane wcześniej, fazy napięcia na wejściu i wyjściu różnią się (choć niewiele). Przy takim włączeniu, faza  $U_C$  neutralizuje się i zbliża do fazy  $U_T$ . Polepsza to zrównoważenie przyrządu.

2. Wprowadzenie cewki  $L_1$  powoduje, że oporność górnego ramienia dzielnika pojemnościowego staje się zależna od częstotliwości, co pozwala wyrównać zrównoważenie w górnym zakresie częstotliwości (21...30 MHz).

3. Doborem wielkości rezystora  $R_2$  (tj. stałej czasowej obwodu  $R_2C_2$ ) można kompensować zrównoważenie,

wywołane spadkiem napięcia  $U_T$  i jego fazowym przesunięciem w stronę niższych częstotliwości zakresu KF (1,8...3,5 MHz).

Wobec tego, równoważenie jest możliwe kondensatorem zmiennym włączonym w dolne ramię dzielnika. Upraszcza to montaż i pozwala na zastosowanie kondensatora zmiennego o małych wymiarach i małej mocy.

W konstrukcji przewidziana jest możliwość pomiaru mocy padającej i odbitej. W tym celu przełącznikiem  $SA_2$  w obwód wskaźnika w miejsce rezystora kalibrującego  $R_4$  wprowadzamy zmienny rezystor  $R_5$ , którym ustawiamy konieczny przedział mierzonej mocy.

Zastosowanie optymalnej korekcji i racjonalnej konstrukcji przyrządu pozwoliło otrzymać współczynnik kierunkowości  $D$  w przedziale 35...45 dB w zakresie częstotliwości 1,8...30 MHz.

#### W SWR-metrach zastosowano następujące detale

Uzwojenie wtórne transformatora  $T_1$  zawiera 2x10 zwoi (nawinięte dwoma przewodami) przewodem 0,35 mm w emalii. Są rozmieszczone równomiernie na ferrytowym pierścieniu  $K12 \times 6 \times 4$ ; o przenikalności około 400 zmierzona indukcyjność to 90  $\mu H$ .

Rezystor  $R_1$  – 68  $\Omega$  MŁT, koniecznie bez "naciętego gwintu" na wierzchu opornika (*Zapewne chodzi o opornik bezindukcyjny - przyp. tłum.*). Przy mocy doprowadzonej mniejszej niż 250 W wystarczy zastosować opornik o mocy zdolnej rozprószyć 1W, a przy mocy 500 W – 2 W. Przy mocy 1 kW można zastosować rezystor złożony z dwóch (połączonych równolegle) o oporności 130  $\Omega$  i mocy 2 W każdy. Poza tym, jeżeli projektujemy SWR-metr dla wysokich poziomów mocy można zwiększyć dwukrotnie liczbę zwoi uzwojenia wtórnego  $T_1$  (2x20). Pozwoli to czterokrotnie zmniejszyć moc rozpraszana przez rezystor  $R_1$  (przy tym kondensator  $C_2$  powinien mieć zdwojoną pojemność).

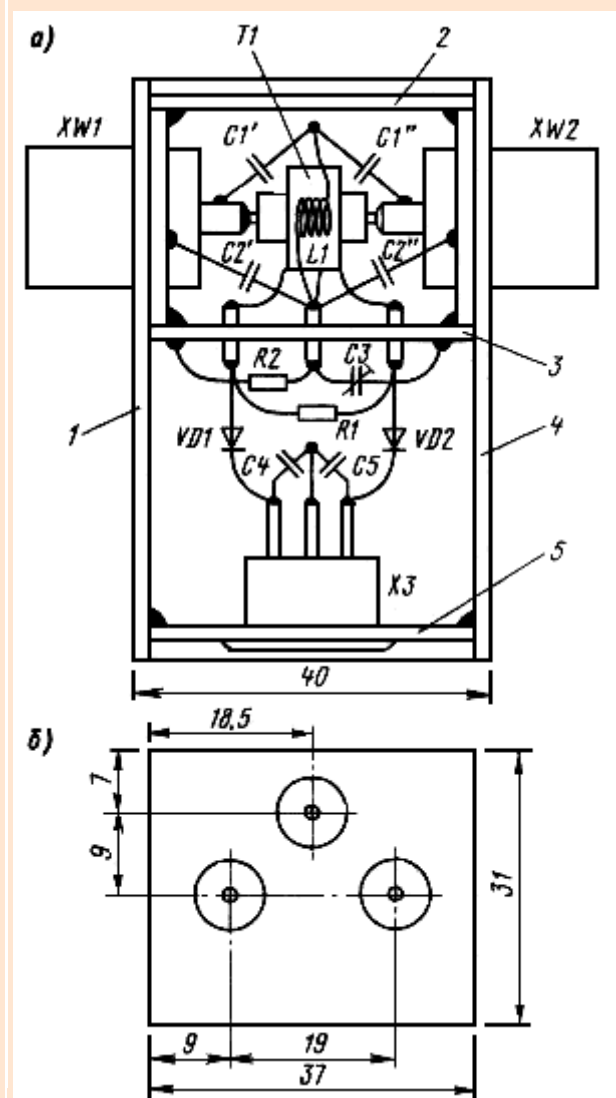
Pojemność każdego z kondensatorów  $C_1'$  i  $C_1''$  powinna zawierać się w przedziale 2,4...3pF, a napięcie pracy powinno wynosić 500 V dla mocy powyżej 1 kW. Dla mniejszych mocy napięcie pracy powinno wynosić 200...250 V. Kondensatory :  $C_2$  – na dowolne napięcie pracy i najlepiej bezindukcyjne (jeden lub kilka połączonych równolegle),  $C_3$  – nieduży kondensator zmienny (3...20 pF; KPIK-M, KT-4).

Wymagana pojemność kondensatora C2 zależy od sumy wielkości górnego ramienia dzielnika pojemnościowego do którego oprócz pojemności kondensatorów C1' + C1'' wchodzi jeszcze pojemność C ~ 1 pF pomiędzy uzwojeniem wtórnym transformatora T1 i środkowym przewodem. Łączna pojemność dolnego ramienia C2 + C3 dla R1=68 Ω powinna być 30 razy większa od pojemności ramienia górnego. Diody VD1 i VD2 – D311 (*Oznaczenia rosyjskie – przyp. tłum.*), kondensatory C4, C5 i C6 o pojemności 0,0033...0,01 μF (wysokoczęstotliwościowe), wskaźnik PA1 – 100 mA, potencjometr R4 i potencjometr montażowy R5 – po 150 kΩ. Opornik R3 o wartości 10 kΩ chroni wskaźnik przed możliwym przeciążeniem.

Wielkość indukcyjności korekcyjnej L1 można określić tak : przy równoważeniu przyrządu (bez L1) należy zaznaczyć położenie rotora kondensatora strojeniowego C3 na częstotliwości 14 i 29 MHz, po czym należy go wylutować i zmierzyć jego pojemność w obu zaznaczonych położeniach. Załóżmy, że pojemność dla górnego zakresu częstotliwości była mniejsza o 5 pF, a całkowita pojemność dolnego ramienia dzielnika wyniosła około 130 pF. Różnica stanowi 5/130, czyli około 4% . W związku z tym, żeby wyrównać przyrząd częstotliwościowo, należy na 29 MHz zmniejszyć oporność górnego ramienia o około 4%. Przykładowo, dla C1 + C0 = 5 pF oporność pojemnościowa  $X_C = 1/2\pi fC \approx j1100 \Omega$ , odpowiednio,  $X_L \approx j44 \Omega$  i  $L1 = X_{L1} / 2\pi f = 0,24 \mu H$ .

W przyrządach konstruktora cewka L1 miała 8...9 zwoi nawiniętych przewodem w emalii o średnicy 0,29 mm. Wewnętrzna średnica cewki wynosiła 5 mm, uzwojenie nawinięto ściśle i przesączono klejem. Ostateczną ilość zwoi określamy po wlutowaniu cewki na miejsce. W pierwszej kolejności

przeprowadzamy równoważenie na częstotliwości 14 MHz, potem ustawiamy częstotliwość 29 MHz i dobieramy taką liczbę zwoi cewki L1, przy której układ daje się zrównoważyć układ na obu częstotliwościach przy niezmiennym położeniu C3.



Po osiągnięciu dobrego zrównoważenia na środkowych i górnych częstotliwościach ustawiamy częstotliwość 1,8 MHz, a w miejscu rezystora R2 tymczasowo wlutowujemy potencjometr 15...20 kΩ i znajdujemy takie jego położenie, przy którym  $U_{OCT}$  jest minimalne. Wielkość rezystancji R2 zależy od indukcyjności uzwojenia wtórnego T1 i znajduje się w przedziale 5...20 kΩ dla indukcyjności 40...200 μH (większa wartość rezystora dla większej indukcyjności).

W warunkach amatorskich najczęściej jako wskaźnik w SWR-metrze wykorzystujemy mikroamperomierz z liniową skalą, a odczyt przebiega zgodnie ze wzorem  $SWR = (I_{pad} + I_{odb}) / (I_{pad} - I_{odb})$ , gdzie I [μA] – wskazania miernika odpowiednio w trybie pracy „padająca” i „odbita”. Nie uwzględniamy przy tym błędów spowodowanego nieliniowością diód (wskazania w początkowym zakresie miernika). Kontrola przyrządu wykonana na częstotliwości 7 MHz przy użyciu różnych obciążeń pokazała, że przy mocy ok. 100 W wskazania miernika były średnio o jedną działkę (1 μA) mniejsze od rzeczywistych wartości, przy 25 W – mniejsze o 2,5...3 μA, a przy 10 W – o 4 μA.



Rys.8a, 8b.

Stąd wynika prosta porada : dla 100 W wariantu – zawczasu należy przesunąć początkowe (zerowe) położenie strzałki przyrządu o jedną działkę w górę, a przy pracy z mocą 10 W (na przykład przy strojeniu anteny) dodać do odczytu w położeniu „odbita” jeszcze 4  $\mu\text{A}$ . Przykładowo – odczyty „padająca-odbita” odpowiednio wyniosły 100/16  $\mu\text{A}$ , a prawidłowy SWR będzie taki :  $(100 + 20) / (100 - 20) = 1,5$ . Przy znacznej mocy na poziomie 500 W i większej – trzeba koniecznie to uwzględnić i skorygować.

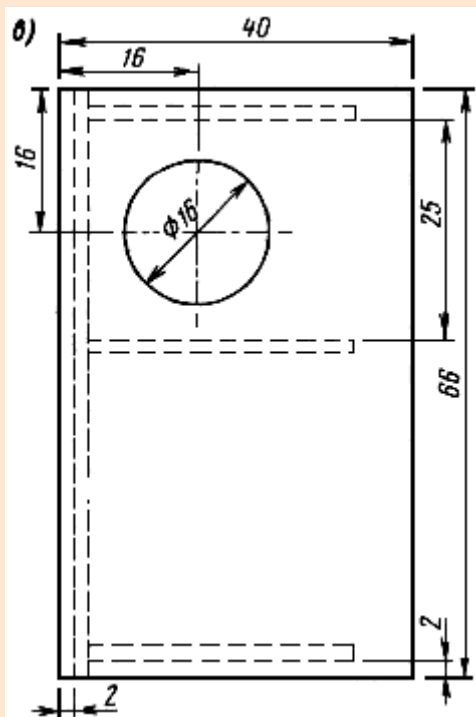
Należy zauważyć, że wszystkie rodzaje SWR-metrów (zbudowane w oparciu o transformator prądowy, mostkowe, na kierunkowych rozdzielaczach) dają wartości współczynnika odbicia  $r$ , a wielkość SWR należy obliczyć. Tak więc wskazanie wielkości  $r$  pokazuje w sposób podstawowy dopasowanie linii, a SWR – pokazuje pochodną.

Potwierdzeniem tych słów może być fakt, że w telekomunikacji elektrycznej stopień dopasowania charakteryzuje się zanikiem niedopasowania (to samo  $r$ , tylko w dB). W drogich firmowych przyrządach także przewidziano odczyt  $r$ , który jest nazywany „return loss” (straty powrotu).

Jest to uwaga, która ma podkreślić następujący fakt – w warunkach amatorskich jest niezmiernie trudno sporządzić skalę bezpośrednio w wielkościach SWR. Natomiast wielkość  $r$  można odczytać bezpośrednio na liniowej skali.

A co się stanie, jeżeli jako detektory zastosujemy diody krzemowe ? Jeżeli w diodzie germanowej w temperaturze pokojowej napięcie szczytowe, przy którym prąd płynący przez diodę wynosi 0,2...0,3  $\mu\text{A}$ , co stanowi około 0,045 V, to w diodzie krzemowej to napięcie wyniesie 0,3 V. Jasnym jest, że w celu utrzymania dokładności odczytu, przy przejściu na diody krzemowe, musimy sześciokrotnie podnieść poziom napięcia  $U_c$  i  $U_T$  (!).

W trakcie eksperymentu przy zamianie diod D311 na KD522 przy  $P = 100 \text{ W}$ , obciążeniu  $Z_H = 75 \Omega$  i tych samych  $U_c$  i  $U_T$ , otrzymaliśmy liczby : przed zamianą - 100/12 i SWR = 1,27, a po zamianie 100/19 i obliczony SWR = 1,48. Zastosowanie w układzie innych diod krzemowych dało jeszcze gorsze rezultaty.



Rys.8b.

Obudowa wskaźnika (w rozdzielnym wariantcie) może być zrobiona z miedzi, aluminium lub tworzywa sztucznego – rys. 8b.

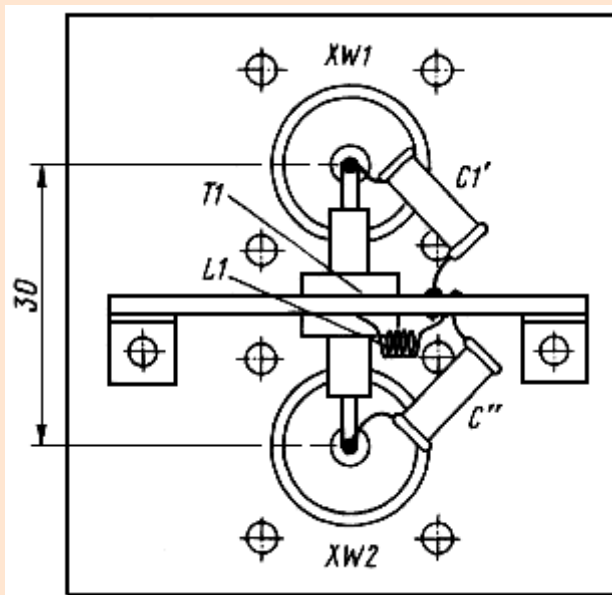
Obudowa składa się z dwóch przedziałów (jest podzielona na połowę), w których naprzeciwko umieszczone są gniazda w.cz. (SO-239), kołnierze (kryzy) o wymiarach 25 mm, zwora z przewodu o średnicy 1,4 mm w polietylenowej izolacji o średnicy 4,8 mm (od kabla koncentrycznego), transformator prądowy T1, kondensatory dzielnika pojemnościowego i cewka kompensacyjna L1, a w drugiej części – rezystory R1 i R2, diody, kondensatory służące dostrojeniu, kondensatory blokujące i nieduże gniazdo do podłączenia wskaźnika.

Wyprowadzenia T1 mają minimalną długość. Punkt podłączenia kondensatorów C1' i C1" z cewką L1 "wisi w powietrzu", a wyprowadzenia kondensatorów C4 i C5 przylutowane są do środkowego pinu złącza X3 i połączone z obudową przyrządu.

Przegrody (2, 3 i 5) mają jednakowe wymiary. W przegrodzie (2) nie ma otworów, a w przegrodzie (5) otwór wykonany jest pod konkretne złącze przez które podłączymy wskaźnik. W środkowej zworze 3

(rys.8b) wokół trzech otworów z obu stron usuwamy folię, a przez otwory przepuszczamy trzy przewody (np. miedziane śrubki M2 i M3). Szkice boków (1) i (4) pokazane są na rys.8b.

Liniami przerywanymi pokazane są miejsca przed lutowaniem, które dla lepszej dokładności i lepszego kontaktu elektrycznego powinny być z obu stron. Konstrukcja części wskaźnikowej jest dowolna i nie będziemy się nią zajmować.



Rys.9

Czujnik w.cz. SWR-metra wykonany drugim sposobem montowany jest na tylnej ścianie (miedź, aluminium, etc.) metalowej obudowy (rys.9). W odróżnieniu od pierwszego wariantu wszystkie części (wokół T1 i przyłączy XW1 i XW2) zamontowane są na płytce drukowanej (rys.10), tam też przyłutowane jest przyłącze do podłączenia wskaźnika.

Kondensatory C1' i C1'' jednym końcem przyłutowane są do płytki drukowanej, a w drugim do gniazd w.cz. Elementy C2, C3 i L1 umieszczone są od strony miedzianej folii. Rezystor ograniczający R3 przeniesiony jest na płytkę (R3' i R3'' pokazane są na schemacie linią przerywaną).

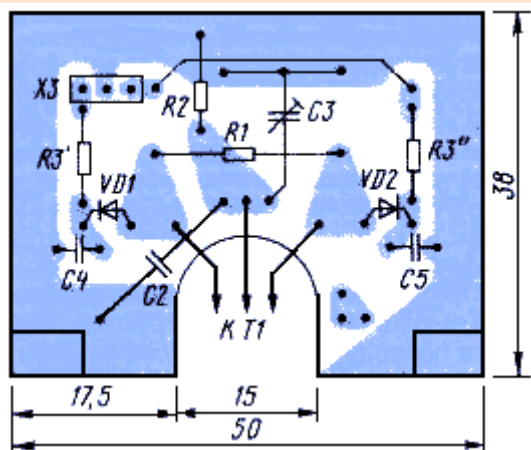
Diody VD1 i VD2 mocowane są pionowo. Płytkę mocowaną jest pomiędzy gniazdami w.cz. za pomocą przyłutowanych miedzianych kątowników o grubości 0,5...1 mm (miejsce ich przyłutowania pokazano linią przerywaną na rys. 10). Czujnik należy osłonić ekranem. Konstrukcja wskaźnika – bez szczególnych wymagań.

Do strojenia i sprawdzenia SWR-metra konieczne będzie wzorcowe obciążenie o oporności 50  $\Omega$  (ekwiwalent anteny) i mocy 50...100 W. Jedna z wielu możliwych amatorskich konstrukcji pokazana jest na rys.11.

Rys.10

Wykorzystano w niej rezystor o oporności 51  $\Omega$  i mocy 60 W (prostokąt o wymiarach 45x25x180 mm).

Wewnątrz ceramicznej obudowy rezystora znajduje się długi cylindryczny kanał wypełniony substancją oporową.



Rezystor powinien ściśle przylegać do aluminiowego radiatora. To polepszy odprowadzenie ciepła. Przy pomocy dodatkowych rezystorów o mocy 2 W ustawiamy oporność w przedziale 49,9...50,1  $\Omega$ .

Z kondensatorem o niewielkiej pojemności (korygującym) na wejściu (ok. 10 pF) udaje się otrzymać na tym obciążeniu SWR nie gorszy niż 1,05 w zakresie częstotliwości do 30 MHz. Inne obciążenia można wykonać ze specjalnych małogabarytowych rezystorów o wartości 49,9  $\Omega$ , które mogą wydzielać dużą moc przy zastosowaniu radiatora (Są takie oporniki o oznaczeniu P1-3 – przyp. tłum.).



Rys.11

Sprawdzono i porównano kilka SWR-metrów różnych firm.

Badanie polegało na podłączeniu do nadajnika o mocy 100 W przez 50

omowy SWR-metr niedopasowanego obciążenia o oporności  $75 \Omega$  (obciążenie fabrycznej konstrukcji). Wykonano dwa pomiary.

Jedno przy podłączeniu krótkim kablem ( $50 \Omega$ ) o długości 10 cm, a drugie kablem o długości  $0,25 \lambda$ . Im mniejszy rozrzut tym wiarygodniejszy przyrząd.

**Dla częstotliwości 29 MHz otrzymano następujące wskazania SWR :**

- DRAKE WH-7.....1,46/1,54
- DIAMOND SX-100.....1,3/1,7
- ALAN KW-220.....1,3/1,7
- ROGER RSM-600.....1,35/1,65
- UTIMA.....1,44/1,5

Dla obciążenia  $50 \Omega$  wszystkie przyrządy pokazały  $SWR < 1.1$ . Przyczyny dużego rozrzutu wskazań RSM-600 udało się wyjaśnić po jego przebadaniu. W tym przyrządzie jako czujnik napięcia wykorzystano zamiast dzielnika pojemnościowego, transformator obniżający napięcie z ustalonym współczynnikiem transformacji. Takie rozwiązanie usuwa „problemy” dzielnika pojemnościowego, ale zaniża zaufanie do wskazań przyrządu przy pomiarach z udziałem dużych mocy (podział mocy RSM-600 – 200/400 W).

W jego układzie brakuje korekcyjnego elementu i dlatego obciążenie transformatora prądowego powinno być wysokiej jakości – przynajmniej  $50 \pm 0,5 \Omega$ , a w rzeczywistości miał  $47,4 \Omega$ . Po zamianie na opornik  $49,9 \Omega$  wskazania stały się znacznie lepsze - 1,48/1,58. Możliwe, że i z tej właśnie przyczyny jest też rozrzut wskazań SX-100 i KW-220.

Pomiary przy niedopasowanym obciążeniu z pomocą ćwierćfalowego  $50 \Omega$  kabla to niezawodny sposób sprawdzenia jakości SWR-metra.

**Zwróćmy uwagę na trzy kwestie:**

1. Do takiego sprawdzenia można wykorzystać także obciążenie  $50 \Omega$ , jeżeli włączymy równolegle do jego wejścia kondensator, na przykład jako mały odcinek kabla koncentrycznego rozwartego na końcu. Podłączyć go można przez trójnik koncentryczny. Doświadczalne wartości – odcinek linii koncentrycznej  $50 \Omega$  o długości 28 cm na częstotliwości 29 MHz. Takie kombinowane obciążenie miało  $SWR = 1,3$ , a przy długości 79 cm –  $SWR \approx 2,5$  (obciążenie podłączamy do SWR-metra tylko  $50 \Omega$  kablem).

2. Rzeczywisty SWR jest średnią dwóch odczytanych wartości (z kablem ćwierćfalowym i bez niego).

3. Przy pomiarach rzeczywistego układu antena – fider mogą powstać trudności związane z przepływem prądu po zewnętrznej powierzchni ekranu. Przy istnieniu takiego prądu zmniejszenie długości fidera może prowadzić do zmiany tego prądu co doprowadzi do zmiany obciążenia, a co za tym idzie i zmiany rzeczywistego SWR-a. Zmniejszyć wpływ tego prądu można przez zwinięcie wchodzącego do mieszkania kabla w postaci bucht mającej 15...20 zwoi o średnicy 15...20 cm (powstanie ochronny dławik).

E. Gutkin (UT1MA)

Literatura :

1. D. Lechner, P. Finck. Kurzwellen-sender. — Berlin: Militarverlag, 1979.
2. W.B. Bruene. An Inside Pictures of Directional Wattmeters. — QST, April, 1959.
3. D. DeMaw. In-Line RF Power Metering. — QST, December, 1969.
4. W. Orr , S. Cowan. The beam antenna handbook. — RAG, USA, 1993.
5. Бекетов В., Харченко К. Измерения и испытания при конструировании и регулировке радиолюбительских антенн. — М.: Связь, 1971.

*Thumaczenie : SP1VDV*

*sp1vdv@wp.pl*