

Poniższy materiał został wydodrębniony z wcześniejszych wydań.
Odniesienia do sekwencji rysunków i równań pochodzą z 21-go wydania książki
„The ARRL Antenna Book”

WYKRES SMITHA - OBLICZENIA

Wykres Smitha to wyrafinowane narzędzie graficzne do rozwiązywania problemów z liniami transmisyjnymi.

Jednym z prostszych zastosowań jest określenie impedancji punktu zasilania anteny na podstawie pomiaru impedancji na wejściu losowej długości linii transmisyjnej.

Za pomocą wykresu Smitha pomiar impedancji można wykonać, gdy antena jest umieszczona na szczycie wieży lub masztu, bez konieczności cięcia linii do dokładnej wielokrotności połowy długości fali.

Wykres Smitha może być również używany do innych celów, takich jak projektowanie sieci dopasowujących impedancję.

Te sieci dopasowujące mogą przybierać dowolną z kilku form, takich jak:

sieci **L** i **pi**, system dopasowujący szcztątkowy, dopasowanie szeregowo-sekcyjne i inne.

Znając wykres Smitha, amator może wyeliminować wiele prac typu „cięcie i próba”.

Nazwana na cześć swojego wynalazcy, Philipa H. Smitha, Smith Chart została pierwotnie opisana w Electronics w styczniu 1939 r. Smith Charts można nabyć w większości księgarni uniwersyteckich.

Smith Charts są również dostępne w **ARRL HQ**. (Zobacz podpis pod **rys. 3**.)

Impedancja wejściowa lub impedancja widziana podczas „patrzenia” na długość linii, zależy od **SWR**, długości linii i **Z₀** linii. **SWR** z kolei zależy od obciążenia, które kończy linię. Istnieją złożone zależności matematyczne, które można wykorzystać do obliczenia różnych wartości impedancji, napięć, prądów i wartości SWR, które występują w działaniu określonej linii przesyłowej. Równania te można rozwiązać za pomocą komputera osobistego i odpowiedniego oprogramowania lub parametry można określić za pomocą wykresu Smitha. Nawet jeśli używany jest komputer, podstawowa znajomość wykresu Smitha ułatwi lepsze zrozumienie rozwiązywanego problemu. A takie zrozumienie może prowadzić do szybszego lub prostszego rozwiązania niż w przeciwnym razie. Jeśli znana jest impedancja końcowa, określenie impedancji wejściowej linii dla dowolnej długości za pomocą wykresu jest prostą sprawą. Odwrotnie, jak wskazano powyżej, przy danej długości linii i znanej (lub zmierzonej) impedancji wejściowej, impedancję obciążenia można określić za pomocą wykresu — jest to wygodna metoda zdalnego określania impedancji anteny, na przykład.

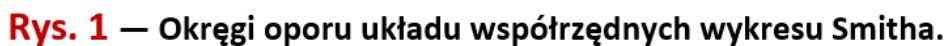
Chociaż na pierwszy rzut oka może wydawać się nieco groźny :), wykres Smitha jest w rzeczywistości niczym więcej niż wyspecjalizowanym typem wykresu. Rozważmy go jako posiadający zakrzywione, a nie prostokątne linie współrzędnych.

Układ współrzędnych składa się z **dwóch rodzin okręgów: Okręgi Rezystancji i Okręgi Reaktancji**.

Okręgi Rezystancji, **rys. 1**, są wyśrodkowane na Osi Rezystancji (jedynej linii prostej na wykresie) i są styczne od środka do zewnętrznego okręgu w punkcie nieskończoności wykresu.

Każdemu okręgowi przypisana jest wartość rezystancji, która jest wskazywana w punkcie, w którym okrąg przecina **Oś Rezystancji**.

Wszystkie punkty należące do danego, dowolnego okręgu, **mają tę samą wartość rezystancji**.



Odwrotnie, wartości z wykresu można konwertować z powrotem na rzeczywiste wartości rezystancji przez pomnożenie wartości wykresu przez wartość przypisaną do **Środka Głównego**.

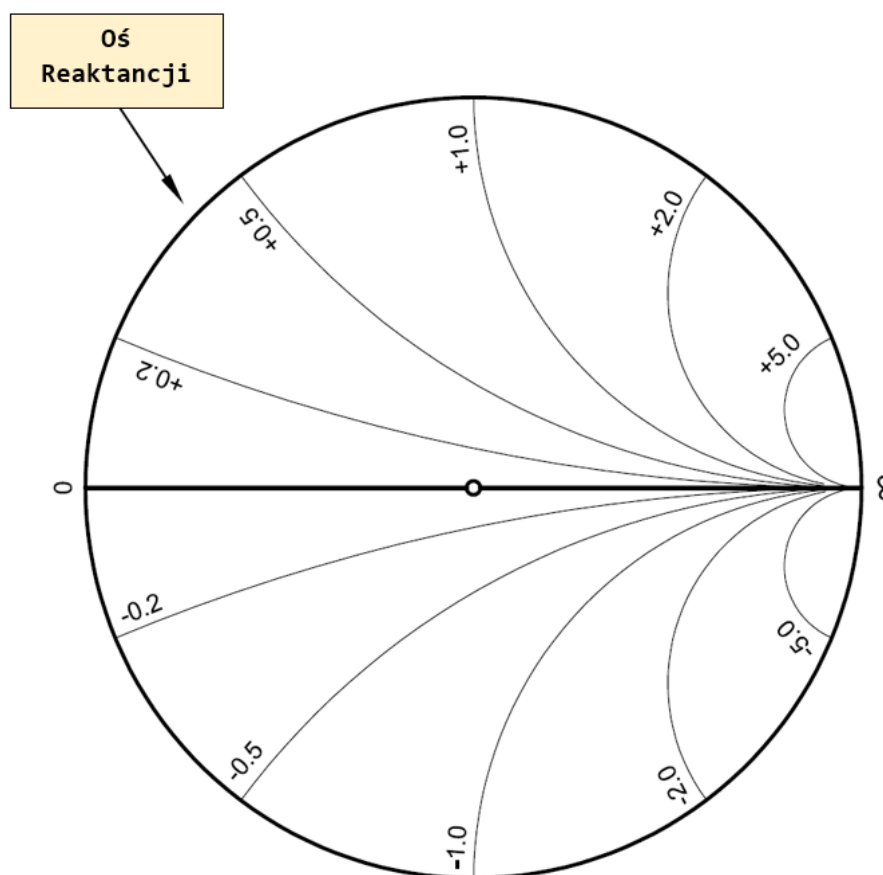
Ta funkcja umożliwia użycie wykresu Smitha dla dowolnych wartości **Impedancji**, a zatem z dowolnym typem jednolitej linii transmisyjnej, niezależnie od jej **Impedancji**. Jak wspomniano powyżej, specjalistyczne wersje wykresu Smitha można uzyskać z wartością **50 Ω** w **Środku Głównym**. Są one przeznaczone do stosowania z liniami **50- Ω** .

Teraz rozważmy **Okręgi Reaktancji**, **rys. 2**, które pojawiają się jako zakrzywione linie na wykresie, ponieważ narysowane są tylko segmenty kompletnych okręgów.

Okręgi te są styczne w punkcie nieskończoności do Osi Rezystancji, która sama jest członkiem rodziny Reaktancji (o promieniu nieskończoności).

Środki Okręgów Reaktancji są przesunięte w górę lub w dół na prostej prostopadłej do Osi Rezystancji, która przechodzi przez punkt nieskończoności.

Duży zewnętrzny okrąg ograniczający część współrzędnych wykresu, jest Osią Reaktancji.



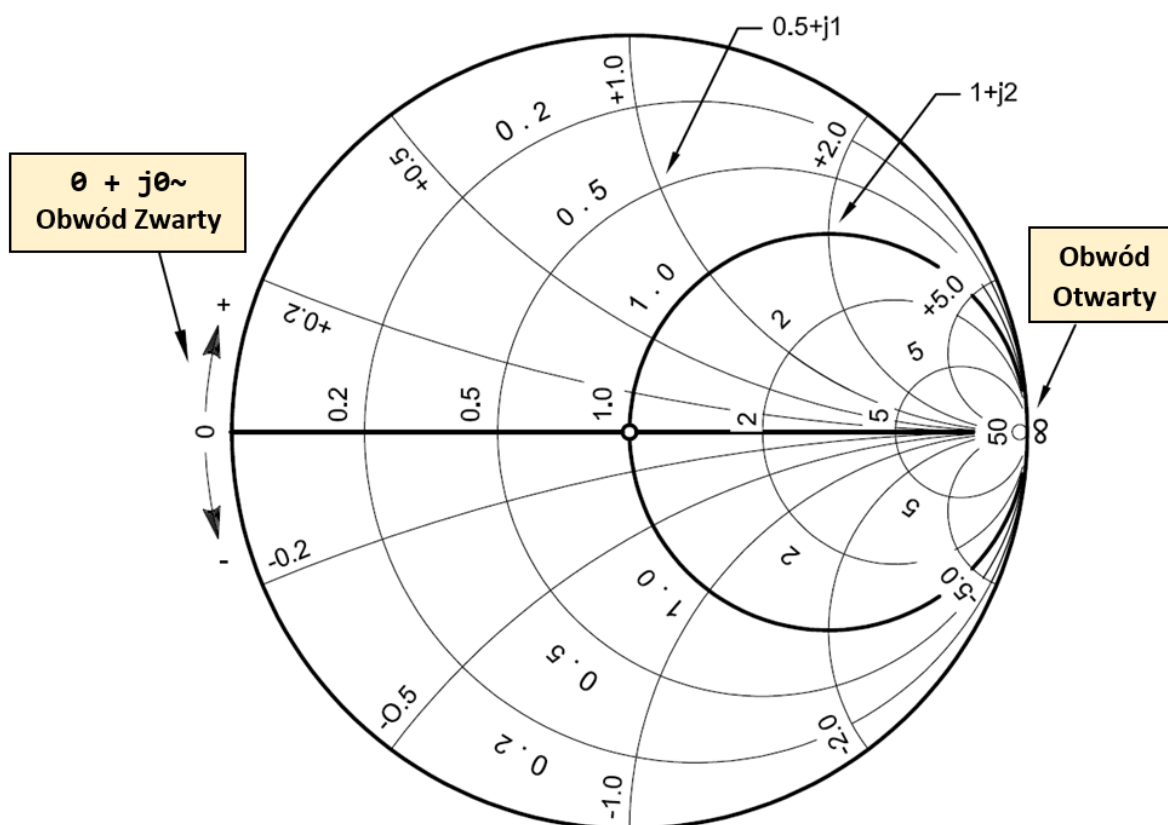
Rys. 2 — Okręgi (segmenty) Reaktancji układu współrzędnych wykresu Smitha.

Każdemu segmentowi okręgu reaktancji przypisuje się wartość reaktancji, wskazaną w pobliżu punktu, w którym okrąg dotyka osi reaktancji. Wszystkie punkty wzdłuż dowolnego segmentu mają **tę samą wartość reaktancji**. Podobnie jak w przypadku **okręgów rezystancji**, wartości przypisane do każdego **Okręgu Reaktancji** są **znormalizowane** względem wartości przypisanej do **Środka Głównego**.

Wartości Okręgów Reaktancji **powyżej** Osi Rezystancji są **dodatnie** i mają charakter **Indukcyjny**, Wartości Okręgów Reaktancji **poniżej** Osi Rezystancji są **ujemne** i mają charakter **Pojemnościowy**.

Po połączeniu rodziny okręgów **Rezystancji** i rodziny okręgów **Reaktancji** powstaje **Układ Współrzędnych Wykresu Smitha**, jak pokazano na **rys. 3**.

Na tym układzie współrzędnych można narysować **Impedancje Zespólone** ($R + jX$).



WYKRES IMPEDANCJI

Założmy, że mamy **Impedancję** ($Z = 50 + j100$) składającą się z:

50 Ω rezystancji i 100 Ω reaktancji indukcyjnej.

Jeśli przypiszemy wartość **100 Ω** do **Środka Głównego**, **normalizujemy** powyższą impedancję, dzieląc każdą składową **impedancji** przez **100**.

Znormalizowana **impedancja** wynosi wtedy $50/100 + j(100/100) = 0.5 + j1.0$

Ta **impedancja** znajduje się na wykresie Smitha w punkcie na przecięciu:

okręgu **rezystancji 0.5** i okręgu **reaktancji +1.0**, jak pokazano na **rys. 3**.

Obliczenia można teraz wykonać na podstawie tej narysowanej wartości.

Teraz założmy, że zamiast przypisywać **100 Ω** do **Środka Głównego**, przypisujemy wartość **50 Ω** .

Przy tym przypisaniu, impedancja **50 + j100 Ω** jest kreślona na przecięciu:

okręgu rezystancji $50/50 = 1.0$ i okręgu dodatniej reaktancji $100/50 = 2.0$

Ta wartość, **1 + j2**, jest również wskazana na **rys. 3**.

Ale teraz mamy dwa punkty narysowane na **rys. 3**, aby reprezentować tę samą wartość **impedancji**, **50 + j100 Ω** . Jak to możliwe?

Te przykłady pokazują, że ta sama impedancja może być wykreślona w różnych punktach na wykresie, w zależności od wartości przypisanej do **Środka Głównego**.

Jednak dwa punkty nie mogą reprezentować tej samej impedancji w tym samym czasie!

Przy rozwiązywaniu problemów z liniami transmisyjnymi przypisuje się **Środkowi Głównemu** wartość równą **impedancji charakterystycznej**, lub **Z0**, używanej linii.

Wartość ta powinna być zawsze zapisywana na początku obliczeń, aby uniknąć później pomyłek.

(Używając specjalistycznych wykresów z wartością **50** w **Środku Głównym**,

nie jest oczywiście konieczne **normalizowanie impedancji** podczas pracy z linią **50- Ω** .

Wartości **Rezystancji** i **Reaktancji** można odczytać bezpośrednio z układu współrzędnych wykresu.)

Środek Główny jest punktem o szczególnym znaczeniu.

Przy rozwiązywaniu problemów, przypisuje się wartość **Z0** linii temu punktowi na wykresie.

Np. **50 Ω** dla linii **50 Ω** oznacza, że punkt środkowy wykresu reprezentuje teraz **50 + j0 omów** czyli **czysty opór równy impedancji charakterystycznej linii**.

Gdyby to było obciążenie linii, z teorii linii transmisyjnych wiemy, że reprezentuje ono idealne dopasowanie, bez odbitej mocy i ze współczynnikiem **SWR 1.0** do **1**.

Tak więc **Środek Główny** reprezentuje również okrąg **SWR 1.0** (o promieniu zerowym).

Okręgi **SWR** są również omawiane w dalszej części.

Zwarcia i przerwy w obwodach

W temacie wykreślania impedancji, dwa szczególne przypadki zasługują na rozważenie. Są to zwarcia i obwody otwarte. Prawdziwe zwarcie ma zerową rezystancję i zerową reaktancję, czyli **0 + j0**.

Impedancja ta jest wykreślana po lewej stronie wykresu, na przecięciu osi rezystancji i reaktancji.

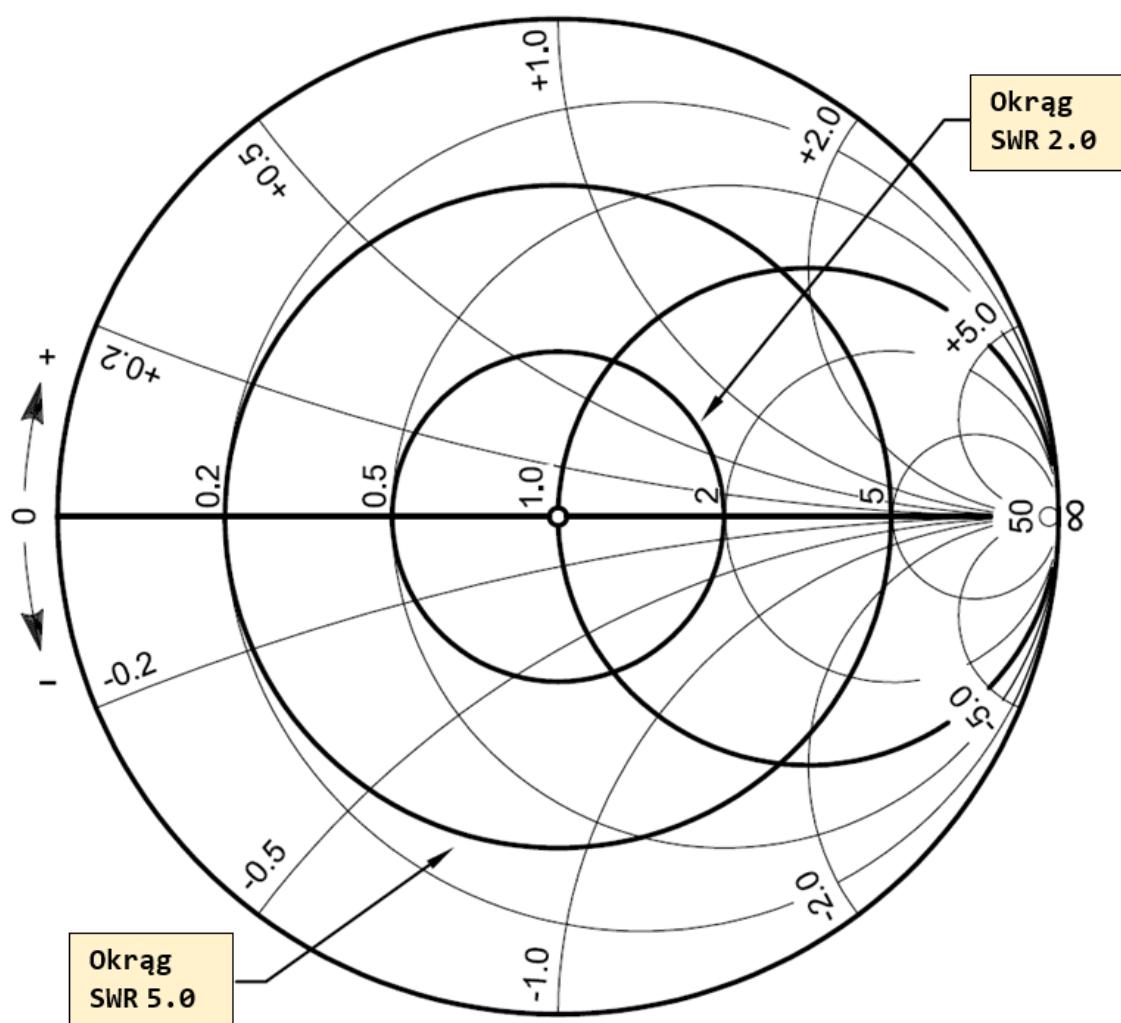
Natomiast obwód otwarty ma nieskończoną rezystancję i dlatego jest wykreślany po prawej stronie wykresu, na przecięciu osi rezystancji i reaktancji. Te dwa szczególne przypadki są czasami używane w dopasowywaniu stubów, opisanych później.

Okręgi współczynnika fali stojącej

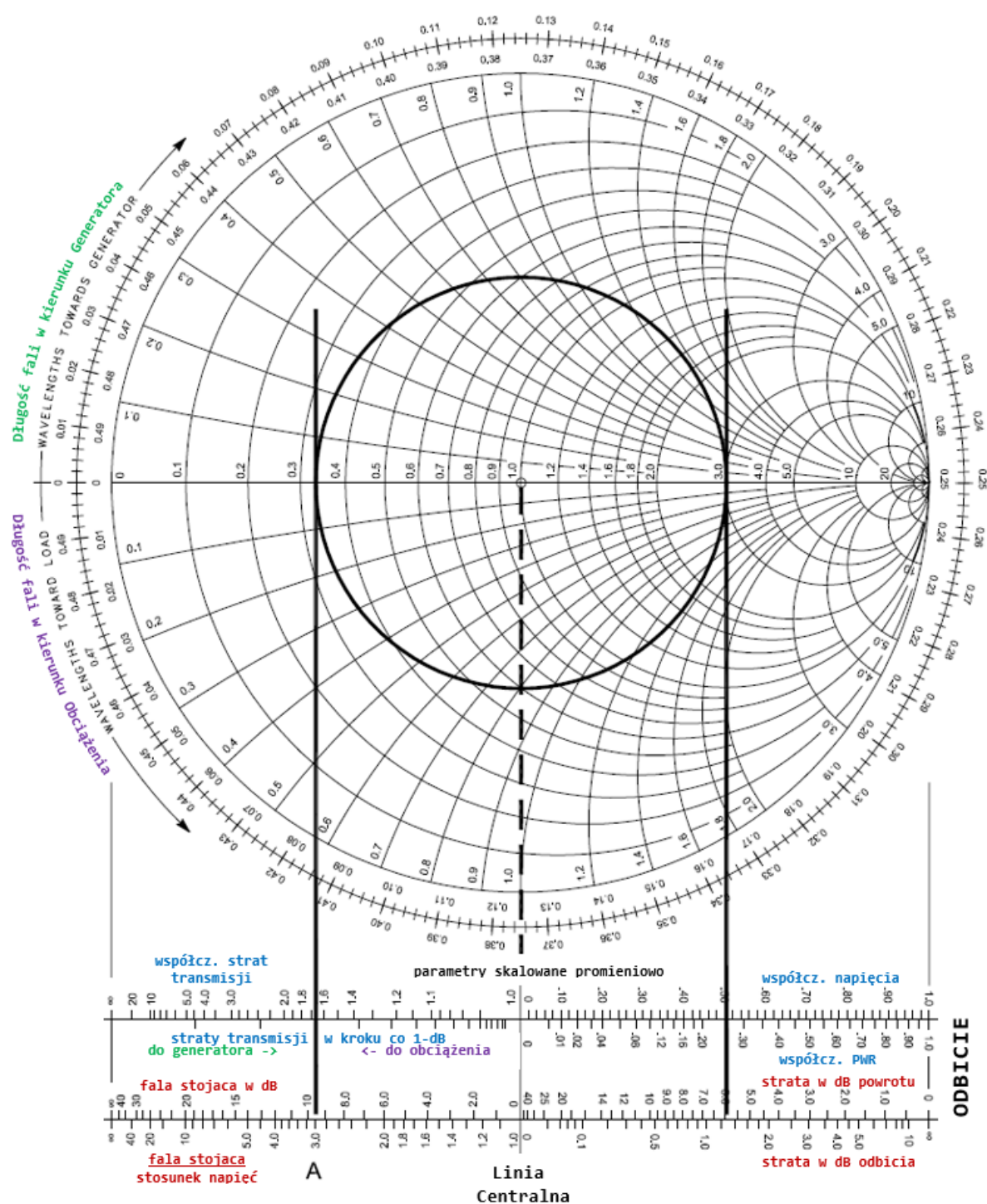
Członkowie trzeciej rodziny okręgów, które nie są drukowane na wykresie, ale które są dodawane w trakcie rozwiązywania problemów, to okręgi **Współczynnika Fali Stojącej** lub **SWR**. Zobacz **rys. 4**.

Ta rodzina jest wyśrodkowana w środku pierwszej fali i pojawia się jako koncentryczne okręgi wewnątrz **Osi Reaktancji**. Podczas obliczeń jeden lub więcej z tych okręgów może zostać dodanych za pomocą cyrkla. Każdy okrąg reprezentuje wartość **SWR**, przy czym każdy punkt na danym okręgu reprezentuje ten sam **SWR**. Wartość **SWR** dla danego okręgu można określić bezpośrednio z układu współrzędnych wykresu, odczytując wartość **rezystancji** w miejscu, w którym okrąg **SWR** przecina **Oś Rezystancji na Prawo od Środka pierwszej fali**.

Odczyt w miejscu, w którym okrąg **SWR** przecina **Oś Rezystancji na Lewo od środka pierwszej fali**, wskazuje na odwrotny stosunek.



Rys. 4 — Wykres Smitha z dodanymi okręgami SWR



Rys. 5 — Przykład omówiony w tekście poniżej

Rozważmy sytuację, w której niedopasowanie obciążenia na odcinku linii powoduje, że współczynnik **SWR** wynosi **3** do **1**. Jeśli tymczasowo zignorujemy straty liniowe, to możemy założyć, że **SWR** pozostaje stały na całej długości tej linii. Jest to przedstawione na wykresie Smitha poprzez narysowanie okręgu stałego **SWR 3:1** (koło o promieniu **3** na **Osi Rezystancji**), jak na **rys. 5**. Projekt wykresu jest taki, że każda **impedancja** napotkana w dowolnym miejscu na długości tej niedopasowanej linii spadnie na okrąg **SWR**. **Impedancje** można odczytać z układu współrzędnych po prostu przez **postęp wokół okręgu SWR** o wartość odpowiadającą **długości odnośnej linii**.

Z tego powodu na **rys. 5** pojawiają się **skale długości fal**, w pobliżu obwodu wykresu Smitha. Skale te są skalibrowane w odniesieniu do **części długości fali elektrycznej wzdłuż linii transmisyjnej**. Obie skale zaczynają się od **0** po lewej stronie wykresu. Jedna skala, biegnąca przeciwnie do ruchu wskazówek zegara, zaczyna się od **generatora** lub końca wejściowego linii i postępuje w kierunku obciążenia. Druga skala zaczyna się od **obciążenia** i postępuje w kierunku **generatora** w kierunku zgodnym z ruchem wskazówek zegara.

Pełne koło wokół krawędzi wykresu reprezentuje **$1/2 \lambda$** .

Przejście raz wokół obwodu tych skal odpowiada przejściu wzdłuż linii transmisyjnej przez **$1/2 \lambda$** . Ponieważ impedancje powtarzają się co **$1/2 \lambda$** wzdłuż odcinka linii, to wykres można wykorzystać dla **dowolnej długości linii**, ignorując lub odejmując od całkowitej długości linii całość lub liczbę całkowitą **połówek długości fal**.

Na **rys. 5** pokazano też sposób przeniesienia promienia okręgu **SWR** na zewnętrzne skale wykresu, poprzez narysowanie linii stycznych do okręgu.

Innym prostym sposobem uzyskania informacji z tych zewnętrznych skal

jest przeniesienie promienia okręgu **SWR** na zewnętrzną skalę za pomocą cyrkla.

Umieść koniec cyrkla w środku lub linii **0** i wpisz krótki łuk w poprzek odpowiedniej skali.

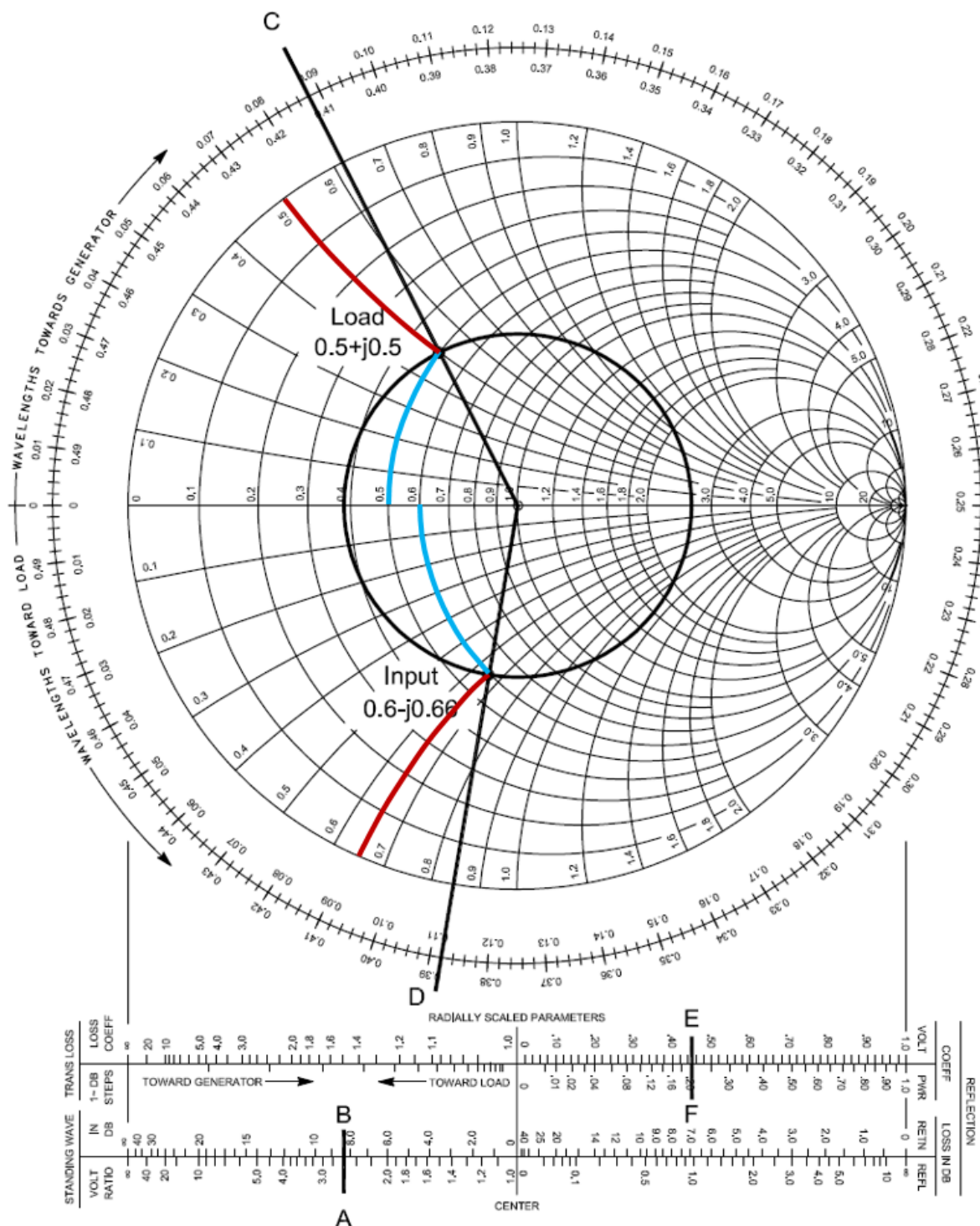
Należy zauważyć, że gdy zostanie to wykonane na **rys. 5**,

zewnętrzna skala **STANDING-WAVE VOLTAGE-RATIO** wskazuje, że **SWR** wynosi **3,0** (przy **A**)

— nasz warunek początkowego narysowania okręgu na wykresie (i taki sam jak odczyt **SWR** na **Osi Rezystancji**).

ROZWIĄZYWANIE PROBLEMÓW Z UŻYCIEM WYKRESU SMITHA

Jaka jest impedancja wejściowa linii transmisyjnej o impedancji charakterystycznej 50Ω i długości elektrycznej $0,3 \lambda$, jeżeli na końcu linii dołączymy impedancją o składowych: rezystancyjnej 25Ω i reaktancyjnej indukcyjnej 25Ω , czyli ($Z = 25 + j 25$).



Rys. 6 — Przykład omówiony w tekście poniżej

Charakterystyczna impedancja linii wynosi **50 Ω**, więc zaczynamy od przypisania tej wartości do **Środka Głównego**. Ponieważ linia nie jest zakończona swoją charakterystyczną impedancją **50 Ω**, więc *fale stojące* będą występować w linii, w związku z czym impedancja wejściowa linii nie będzie wynosiła dokładnie **50 Ω**.

Postępujemy w następujący sposób:

1. Normalizujemy impedancję dołączonego obciążenia, dzieląc składowe rezystancyjne i reaktywne przez **50** (**Z0** używanej linii). Znormalizowana impedancja w tym przypadku wynosi **0.5 + j 0.5**. Na wykresie znajduje się ona w punkcie przecięciu *okręgu rezystancji 0.5* i *okręgu reaktancji +0.5*.

2. Na wykresie rysujemy okrąg **SWR** przechodzący przez ten punkt i przenosimy promień tego okręgu na zewnętrzną skalę za pomocą cyrkla (*punkt A*).

Na skali zewnętrznej **STANDING-WAVE VOLTAGE-RATIO** (*współczynnika napięcia fali stojącej*) można odczytać (*punkt A*), że dla takiego promienia występuje stosunek napięć wynoszący **2.62**, co oznacza, że linia działa ze współczynnikiem **SWR** wynoszącym **2.62** do **1**.

Wartość ta jest przeliczona na decybele na sąsiedniej skali powyżej (*punkt B*), gdzie można odczytać **8.4 dB**, co oznacza, że stosunek *max. napięcia* do *min. napięcia* wzdłuż linii wynosi **8.4 dB**. (Jest to matematycznie równoważne **20-krotności** logarytmu wartości **SWR**).

Aby uzyskać **impedancję wejściową** linii, wystarczy znaleźć punkt na okręgu **SWR**, który znajduje się **0.3 λ** w kierunku generatora od naniesionej **impedancji obciążenia**.

Można to zrobić, dodając **0.3** (*długość linii w dł. fal*) do *pkt. odniesienia* lub *pkt. początkowego* **0.088**; **0.3 + 0.088 = 0.388**.

Znajdź **0.388** na skali **W KIERUNKU GENERATORA** (pkt. **D**).

Narysuj drugą *linię promieniową* od tego punktu do **Środka Głównego**.

Punkt przecięcia nowej *linii promieniowej* z okręgiem **SWR** pozwala odczytać w tym punkcie znormalizowaną impedancję wejściową linii, w tym przypadku: **0,6 – j 0,66**, czyli składowa rezystancyjna wynosi **0.6**, a reaktancja pojemnościowa wynosi **0.66**

Oprócz impedancji wejściowej linii i **SWR**, wykres ujawnia kilka innych charakterystyk operacyjnych powyższego układu linii i obciążenia, jeśli pożądanе jest dokładniejsze przyjrzenie się.

Na przykład, podany jest **współczynnik odbicia napięcia**, zarówno **amplituda**, jak i **kąt fazowy**, dla tego konkretnego obciążenia. **Kąt fazowy** jest odczytywany pod linią promieniową poprowadzoną przez wykres **impedancji obciążenia**, gdzie linia przecina skalę **KĄTA WSPÓŁCZYNNIKA ODBICIA**.

Skala ta nie jest uwzględniona na **rys. 6**, ale można ją znaleźć na wykresie Smitha tuż wewnątrz skal długości fal. W tym przykładzie odczyt wynosi **116,6 stopnia**.

Wskazuje to **kąt**, pod jakim **odbita fala napięcia wyprzedza falę padającą na obciążenie**.

Należy zauważyć, że **kąty w dolnej połowie** wykresu (reaktancja pojemnościowa), to **kąty ujemne**. „**Ujemne**” wyprowadzenie wskazuje, że *odbita fala napięcia faktycznie opóźnia falę padającą*.

Wielkość **współczynnika odbicia napięcia** można odczytać z zewnętrznej skali **REFLECTION COEFFICIENT VOLTAGE** i w tym przykładzie wynosi ona około **0,45** (w punkcie **E**).

Oznacza to, że **45 procent** napięcia padającego jest odbijane.

Obok tej skali w kalibracji **POWER** zauważono (w punkcie **F**), że **współczynnik odbicia mocy** wynosi **0,20**, co oznacza, że **20 procent** mocy padającej jest odbijane.

Ilość odbitej mocy jest proporcjonalna do kwadratu odbitego napięcia.

WSPÓŁRZĘDNE ADMITANCJI

Często zachodzi potrzeba przekształcenia **danych impedancji** w **dane admitancji** (przewodności) i w dane **susceptancji**.

Praca z **admitancjami** (*przewodnościami*) znacznie upraszcza określanie wyniku, w przypadku gdy dwie **złożone impedancje są połączone równolegle**, jak w dopasowaniu stub.

Wartości **admitancji** mogą być dodawane bezpośrednio, podobnie jak wartości **susceptancji**, aby uzyskać całkowitą admitancję dla kombinacji równoległej.

Tę **admitancję** można następnie przekształcić z powrotem w **dane impedancji**, jeśli jest to pożądane.

Na wykresie Smitha, konieczna konwersja może być przeprowadzona bardzo prosto.

Równoważna **admitancja** naniesionej **wartości impedancji** leży diametralnie (średnicowo) naprzeciwko punktu impedancji na wykresie.

Innymi słowy, wykres **impedancji** i odpowiadający mu wykres **admitancji**

będą leżeć na linii prostej przechodzącej przez Środek Główny,

a każdy punkt będzie w tej samej odległości od Środka Głównego (na tym samym okręgu SWR).

W powyższym przykładzie, gdzie **znormalizowana impedancja wejściowa** linii wynosi $Z=0.6-j0.66$, **równoważna admitancja** leży na przecięciu okręgu **SWR** i przedłużenia linii prostej przechodzącej z punktu **D** przez środek główny.

Chociaż nie pokazano tego na **rys. 6**, to znormalizowaną wartość admitancji można odczytać jako $0.76+j0.84$, jeśli linia zaczynająca się w **D** zostanie przedłużona.

Podczas dokonywania konwersji **impedancji** na **admitancję** pamiętaj, że:

- **! Pojemność** jest uważana za dodatnią susceptancję, a Indukcyjność za ujemną susceptancję **!**.
Odpowiada to identyfikacji skali wydrukowanej na wykresie.

Admitancja w Siemensach powstaje przez podzielenie znormalizowanych wartości przez Z_0 linii.

W przykładzie **admitancja** wynosi $0,76/50 + j0,84/50 = 0,0152 + j0,0168$ Siemensa.

Oczywiście, współrzędne admitancji można łatwo przekonwertować na współrzędne impedancji poprzez zlokalizowanie punktu na wykresie Smitha, który jest diametralnie (średnicowo) przeciwny do punktu reprezentującego współrzędne admitancji, na tym samym okręgu **SWR**.

OKREŚLANIE IMPEDANCJI ANTENY

Aby określić **impedancję** anteny z wykresu Smitha, procedura jest podobna do poprzedniej.

Długość elektryczna linii zasilającej musi być znana, a wartość **impedancji** na *końcu wejściowym linii* musi zostać określona poprzez **pomiar impedancji** lub **dobrej jakości mostek szumowy**.

W tym przypadku antena jest podłączona do *końca wyjściowego linii* i staje się *obciążeniem dla linii*.

Nie ma znaczenia, czy antena jest przeznaczona wyłącznie do przesyłania energii, czy wyłącznie do odbioru; **antena jest zawsze impedancją końcową lub obciążeniową na linii**, jeśli chodzi o te pomiary.

Koniec wejściowy (*generatorowy*) linii, jest podłączony do urządzenia do pomiaru impedancji. W tego typu problemie zmierzona impedancja jest kreślona na wykresie, a skala długości fal **W KIERUNKU OBCIĄŻENIA**, jest używana w połączeniu z długością linii elektrycznej, w celu określenia **rzeczywistej impedancji** anteny.

Przykład

Mamy zmierzoną **impedancję wejściową** dla linii **50 Ω** wynoszącą **70 - j25 Ω** .

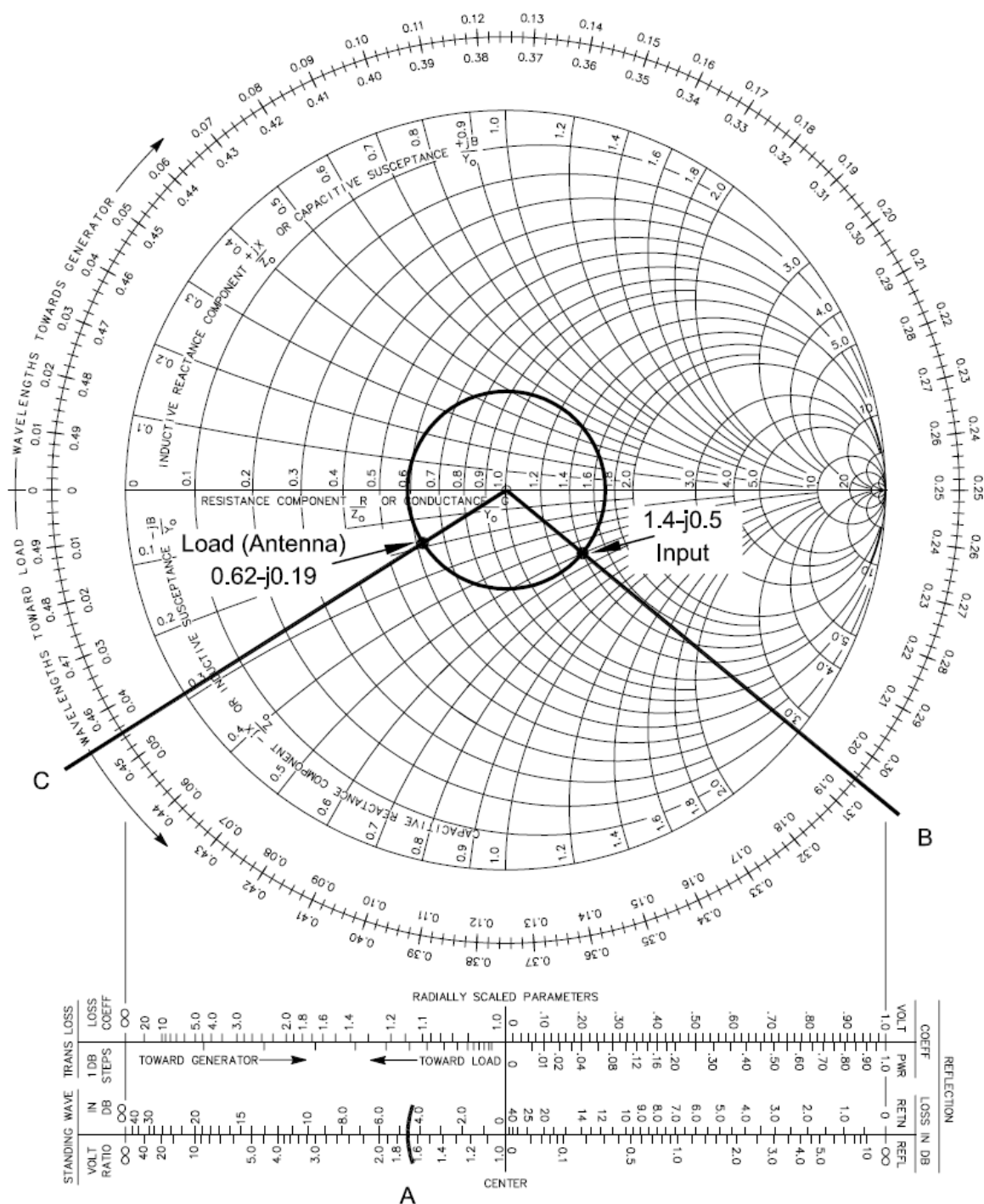
Linia ma długość **2,35 λ** i jest zakończona anteną. Jaka jest impedancja zasilania anteny ?

1. Znormalizuj **impedancję wejściową** względem **50 Ω** :
70/50 - j25/50 Ω co daje wartość **1.4 - j0.5**, i nanieś ją na wykres - **rys. 7**.
2. Narysuj **stały okrąg SWR** przechodzący przez ten znormalizowany punkt i przenieś promień na zewnętrzne skale.

SWR wynoszący **1,7** można odczytać ze skali **VOLTAGE RATIO** (w punkcie **A**).

3. Teraz narysuj linię promieniową od środka **punktu zerowego** przez ten wykreślony punkt aż do **skali długości fal** i odczytaj wartość odniesienia (w punkcie **B**).
W tym przypadku wartość wynosi **0,195** na skali **TOWARD LOAD**.

Pamiętaj, że zaczynamy od **końca generatora linii transmisyjnej** !.



Rys. 7 — Przykład omówiony w tekście.

Aby zlokalizować impedancję obciążenia na okręgu **SWR**, dodaj **długość linii** wynoszącą **2.35 λ** do **wartości odniesienia** ze **skali długości fal**: $2.35 + 0.195 = 2.545$

Znajdź nową wartość na skali **TOWARD LOAD**.

Ponieważ kalibracje rozciągają się tylko od **0** do **0.5**, musimy najpierw odjąć **liczbę połówek długości fal** od tej wartości i użyć tylko pozostałej wartości.

W tej sytuacji:

największa całkowita liczba połówek długości fal, którą można odjąć z wynikiem dodatnim, wynosi 5 lub 2.5 λ. Zatem $2.545 - 2.5 = 0.045$.

Znajdź wartość **0.045** na skali **TOWARD LOAD** (w punkcie **C**).

Narysuj linię promieniową od tej wartości do **Środka Głównego**. Współrzędne na przecięciu **drugiej linii promieniowej** i okręgu **SWR** reprezentują impedancję obciążenia.

Aby dokładnie odczytać tę wartość, należy wykonać pewną **interpolację** między wydrukowanymi liniami współrzędnych i odczytać wartość **0.62-j0.19 Ω**

Mnożąc przez **50**, otrzymujemy **rzeczywistą impedancję obciążenia** lub anteny jako **31-j9.5 Ω** lub **rezystancję 31 Ω** z **reaktancją pojemnościową 9.5 Ω**.

Zagadnienia mogą być wprowadzane na wykres w jeszcze inny sposób.

Założmy, że mamy linię **50 Ω** o długości elektrycznej **0.95 λ** zasilającą

bazowo-obciążoną rezonansową pionową antenę uziemiającą, która jest krótsza niż **1/4 λ**.

Założmy także, że mamy monitor **SWR** w linii i że wskazuje on **SWR** od **1.7** do **1**.

Chcemy poznać zarówno **impedancję wejściową**, jak i **impedancję antenową**.

Z dostępnych informacji wynika, że nie mamy żadnych impedancji do wprowadzenia do wykresu.

Możemy jednak narysować okrąg reprezentujący **SWR 1.7**.

Wiemy również z **definicji rezonansu**, że antena stanowi obciążenie **czysto rezystancyjne dla linii**, tzn. **bez składnika reaktywnego**, co wskazuje, że **impedancja anteny musi leżeć na osi rezystancji**.

Gdybyśmy narysowali taki okrąg **SWR** i obserwowali wykres z narysowanym tylko okręgiem, zobaczylibyśmy dwa punkty, które spełniają wymagania rezonansu dla obciążenia.

Punkty te to: **0.59 + j0** oraz **1.7 + j0**.

Mnożąc przez **50**, widzimy, że wartości te reprezentują rezystancję **29.5 Ω** i **85 Ω**.

Zauważmy, **gdy linia jest zakończona czystą rezystancją**, **SWR** w linii jest równy **ZR/Z0** lub **Z0/ZR**, gdzie **ZR** = **rezystancja obciążenia**, a **Z0** = **impedancja linii**.

Jeśli weźmiemy pod uwagę teoretyczne podstawy anteny, to wiemy, że

teoretyczna impedancja anteny uziemiającej o długości elektrycznej 1/4-λ wynosi około 36 Ω.

Dlatego możemy całkiem logicznie odrzucić **wartość impedancji 85 Ω** na rzecz **wartości 29.5 Ω**.

Jest ona następnie przyjmowana jako **wartość impedancji obciążenia** dla obliczeń wykresu Smitha.

Aby znaleźć **impedancję wejściową linii**, odejmujemy długość **0.5 λ** od **długości linii 0.95**,

i znajdujemy **0.45 λ** na skali **W KIERUNKU GENERATORA**.

(Punkt początkowy **skali długości fali** w tym przypadku wynosi **0**.)

Impedancja wejściowa linii wynosi: **0.63-j0.20 Ω** lub **31.5-j10 Ω**.

OKREŚLANIE DŁUGOŚCI LINII

W przykładowych zagadnieniach podanych dotychczas w tym rozdziale, długość linii była „wygodnie” podawana w **długościach fal**.

Długość elektryczna odcinka linii zależy:

- od jej **długości fizycznej**
- od rozważanej **częstotliwości radiowej**
- od **prędkości propagacji** w linii.

Jeśli mostek do pomiaru **impedancji** jest zdolny do dość wiarygodnych odczytów przy wysokich wartościach **SWR**, długość linii można określić za pomocą **pomiarów impedancji wejściowej linii** z zakończeniami linii **zwartymi** lub **otwartymi**. Informacje na temat takiej procedury, zostaną podane w dalszej części tego rozdziału.

Bardziej bezpośrednią metodą jest zmierzenie fizycznej długości linii i obliczenie jej **długości elektrycznej** ze wzoru:

$$N = f * L / 984 * VF \quad (\text{gdzie } L \text{ w stopach})$$

$$1 \text{ [ft]} = 0.3048 \text{ [m]}$$

$$N = f * L / 299.9232 * VF \quad (\text{gdzie } L \text{ w metrach})$$

gdzie:

N = liczba odcinków, równych **długości fali elektrycznej**, mieszczących się w linii o długości **L**

L = długość linii w stopach lub metrach (*patrz wzory*)

f = częstotliwość w MHz

VF = współczynnik prędkości lub propagacji linii, odczytany z tabel danych linii transmisyjnych

ROZWAŻANIA NA TEMAT STRAT W LINII Z UŻYCIEM WYKRESU SMITHA

Przykładowe zagadnienia, przedstawione w poprzedniej sekcji pomijały **tłumienie** lub **straty linii**. Dość często nie jest konieczne branie pod uwagę **strat** podczas wykonywania obliczeń a wszelkie różnice w uzyskanych odczytach, są często niezauważalne na wykresie.

Jednak gdy **straty linii** stają się zauważalne, jak w przypadku linii o dużej stracie, takich jak linie długie, linie **VHF** i linie **UHF**, rozważania dotyczące **strat** mogą stać się istotne podczas wykonywania obliczeń na wykresie Smitha.

Obejmują one tylko jeden prosty krok, oprócz procedur przedstawionych wcześniej.

Z powodu **strat liniowych**, **SWR** nie pozostaje stały na całej długości linii.

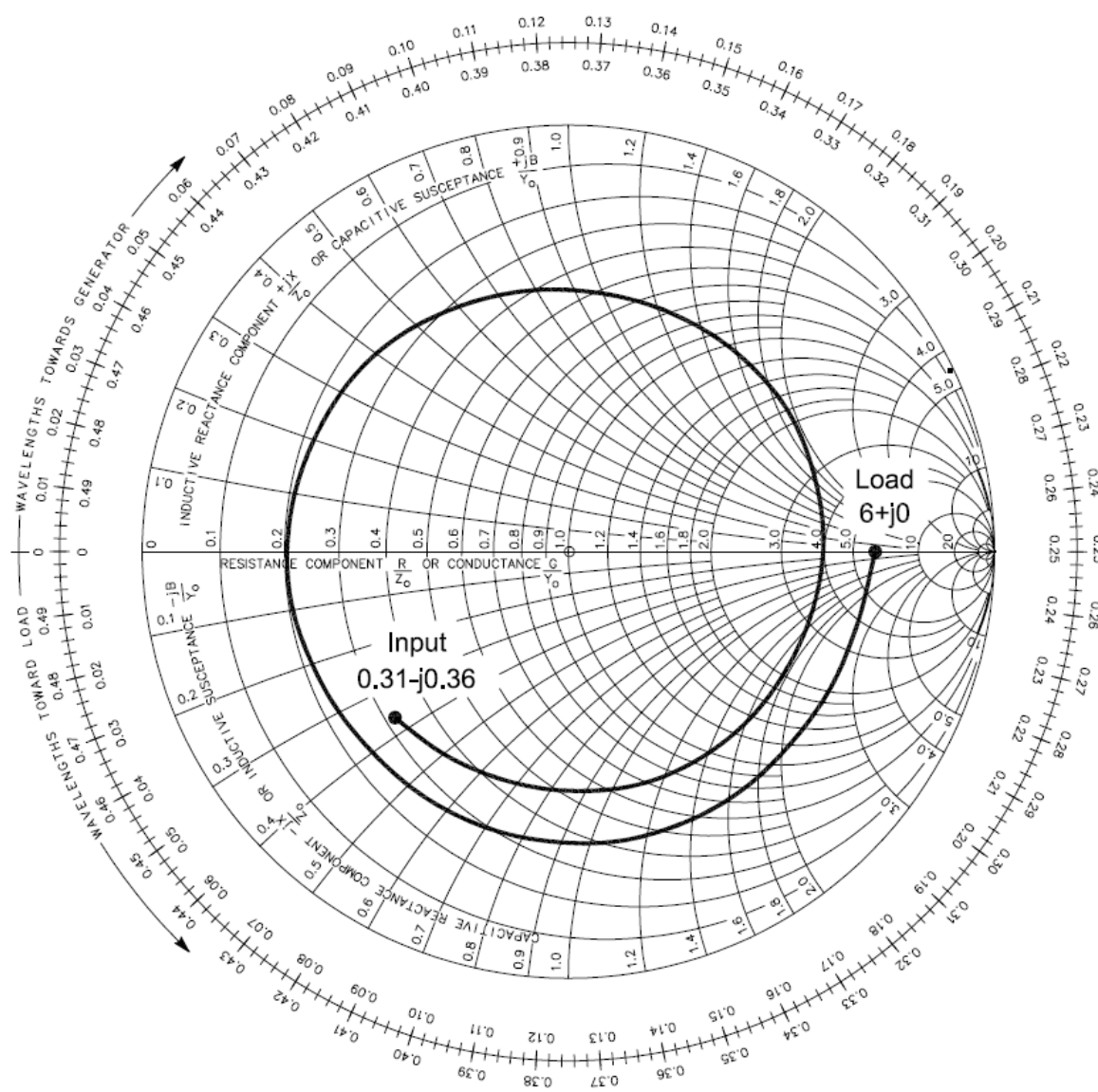
W rezultacie **SWR** maleje w miarę oddalania się od obciążenia.

Aby naprawdę przedstawić tę sytuację na wykresie Smitha, zamiast rysować **stałe koło SWR**, konieczne **byłoby narysowanie spirali do wewnątrz**, zgodnie z ruchem wskazówek zegara od **impedancji obciążenia** w kierunku generatora, jak pokazano na **rys. 8**.

Szybkość, z jaką krzywa spiralnie skręca w kierunku Środka Głównego, jest związana z **tłumieniem w linii**.

Zamiast rysować krzywe spiralne, w rozwiązywaniu problemów **strat liniowych** stosuje się prostszą metodę, z pomocą zewnętrznej skali TRANSMISSION LOSS 1-DB STEPS którą można zobaczyć na **rys. 9**.

Ponieważ jest to tylko skala względna, kroki **decybeli** nie są numerowane.



Rys. 8 — Ta spirala to rzeczywisty „krąg SWR”, gdy uwzględni się straty liniowe.

Opiera się na obliczeniach dla odcinka kabla koncentrycznego RG-174 o długości 16 stóp, zasilającego rezonansową antenę 28 MHz 300 Ω.

(kabel koncentryczny 50-Ω, współczynnik prędkości = 66%, tłumienie = 6,2 dB na 100 stóp).

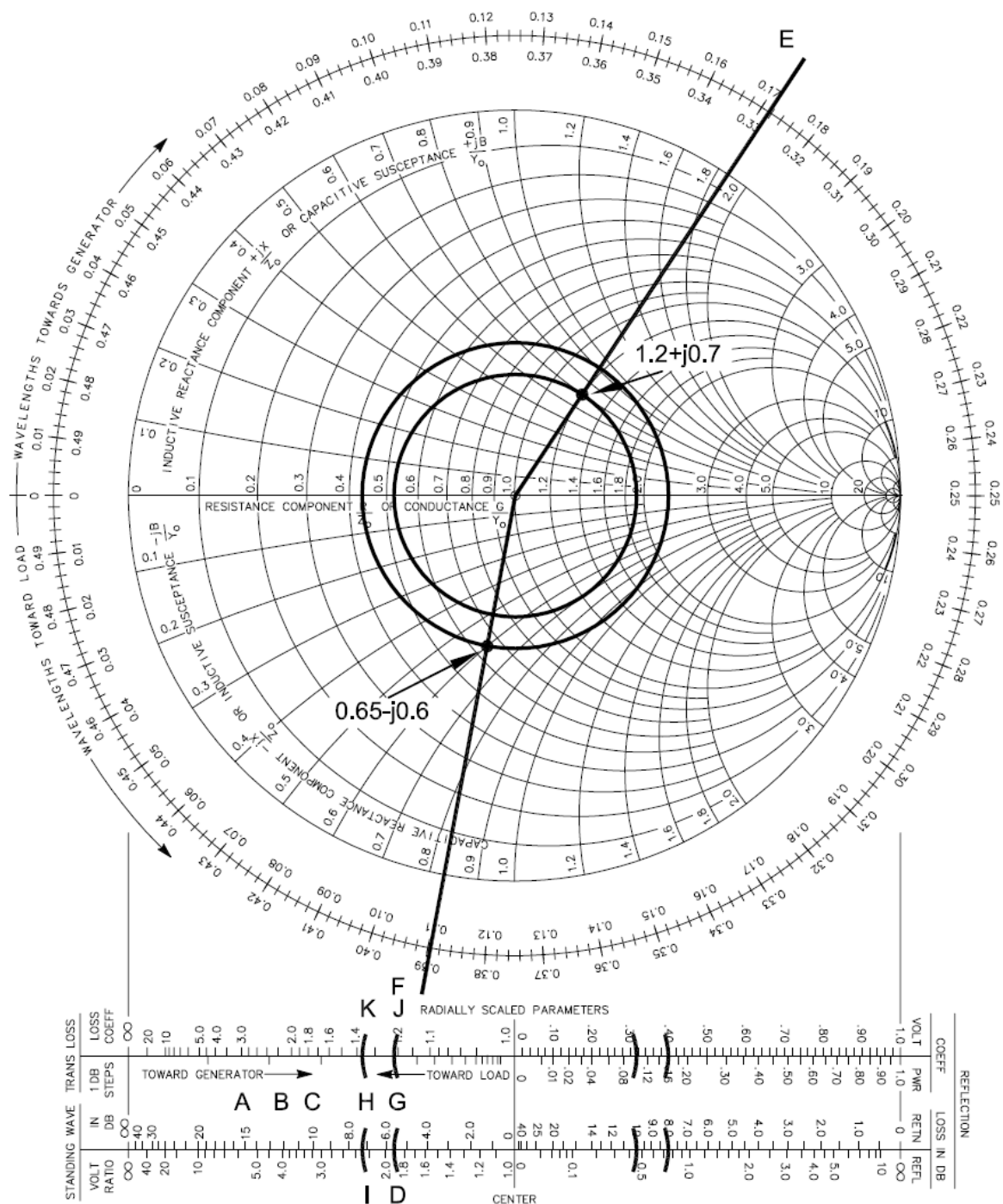
SWR przy włączonym obciążeniu wynosi 6:1,

podczas gdy na wejściu liniowym wynosi 3,6:1.

Podczas rozwiązywania zagadnień obejmujących tłumienie,

zamiast spirali rysowane są dwa stałe okręgi SWR,

jeden dla SWR wejściowego linii i jeden dla SWR obciążenia.



Rys. 9 — Przykład obliczeń na wykresie Smitha uwzględniających straty liniowe.

Jeśli zaczniemy od lewego końca tej zewnętrznej skali i będziemy postępować w kierunku wskazanym **W KIERUNKU GENERATORA**, pierwszy krok **dB** występuje w promieniu od środka odpowiadającym **SWR** około **9** (w punkcie **A**); drugi krok **dB** przypada na **SWR** około **4,5** (w punkcie **B**), trzeci na **3,0** (w punkcie **C**) i tak dalej, aż do **15**. kroku **dB** przypadającego na **SWR** około **1,05** do **1**. Oznacza to, że linia zakończona **zwarcie**m lub **rozwarciem** (nieskończony **SWR**) i mająca tłumienie **15 dB**, wykazywałaby **SWR** wynoszące tylko **1,05** na swoim wejściu. Należy zauważyć, że kroki **dB** w pobliżu prawego końca skali są bardzo blisko siebie, a tłumienie linii o **1** lub **2 dB** w tym obszarze będzie miało tylko niewielki wpływ na **SWR**. Jednak w pobliżu lewego końca skali, odpowiadającego wysokim wartościom **SWR**, strata **1** lub **2 dB** ma znaczny wpływ na **SWR**.

Używanie drugiego okręgu SWR

Rozwiązując problem przy użyciu informacji o **stratach linii**, należy jedynie zmodyfikować promień okręgu **SWR** o wartość wskazaną na skali **TRANSMISSION-LOSS 1-DB STEPS**.

Można to osiągnąć, rysując **drugi okrąg SWR**, mniejszy lub większy od pierwszego, w zależności od tego, czy pracujesz w kierunku obciążenia, czy w kierunku generatora.

Przykład

Mamy linię **50 Ω** o długości **0.282 λ** z tłumieniem wewnętrznym **1 dB**.

Impedancja wejściowa linii jest mierzona jako **60+j35 Ω**.

Chcemy poznać **SWR na wejściu i przy obciążeniu** oraz **impedancję obciążenia**.

Jak poprzednio, **normalizujemy impedancję 60+j35 Ω**, kreślimy ją na wykresie i rysujemy **stały okrąg SWR** oraz **linię promieniową przechodzącą przez ten punkt**.

W tym przypadku **znormalizowana impedancja** wynosi **1.2+j0.7**.

Z **rys. 9** wynika, że **SWR na wejściu linii** wynosi **1.9** (w punkcie **D**),

a linia promieniowa przecina skalę **W KIERUNKU OBCIĄŻENIA**

Najpierw odejmij **0.500** i zlokalizuj **0.110** (w punkcie **F**)

i następnie narysuj **linię promieniową** od tego punktu do **Środka Głównego**.

Aby uwzględnić straty liniowe, przenieś promień okręgu **SWR** na zewnętrzną skalę **1-DB STEPS**.

Ten promień przecina zewnętrzną skalę w punkcie **G**, na piątym **znaczniku decybeli** od lewej.

Ponieważ **strata liniowa** została podana jako **1dB**, narysuj nowy promień (w punkcie **H**),

jeden „znacznik” na lewo (w **kierunku obciążenia**) na tej samej skali.

(Będzie to czwarty **znacznik decybeli** od lewej strony skali.)

Teraz przenieś ten nowy promień z powrotem na główny wykres i narysuj nowy okrąg **SWR**

tego promienia. Ten nowy promień reprezentuje **SWR przy obciążeniu** i jest odczytywany jako **2.3** na zewnętrznej skali **VOLTAGE RATIO**.

Na przecięciu **nowego okręgu** i **linii promieniowej obciążenia** odczytujemy **0.65-j0.6**.

Jest to **znormalizowana impedancja obciążenia**.

Mnożąc przez **50**, otrzymujemy **rzeczywistą impedancję obciążenia** jako **32.5-j30 Ω**.

W tym problemie zaobserwowano, że **współczynnik SWR** wzrósł z **1.9 na wejściu liniowym** do **2.3** (przy **I**) **przy obciążeniu**, przy uwzględnieniu **strat liniowych, wynoszących 1dB**.

W powyższym przykładzie wartości wybrano tak, aby wygodnie mieściły się na lub bardzo blisko „znaczników” na skali **1 dB**.

W rzeczywistości, interpolacja między tymi znacznikami jest prostą sprawą podczas dokonywania korekty promienia. Gdy jest to konieczne, należy zachować względną odległość między znacznikami dla każdego kroku **decybeli**, odliczając jednocześnie odpowiednią liczbę kroków.

Obok skali **1-DB STEPS** znajduje się skala **WSPÓŁCZYNNIKA STRAT**.

Skala ta podaje **współczynnik, przez który należy pomnożyć** dopasowaną **stratę linii w decybelach**, aby uwzględnić **zwiększone straty w linii, gdy występują fale stojące**.

Te dodatkowe **straty** nie wpływają na obliczenia **SWR** ani **impedancji**; są one jedynie dodatkowymi **stratami dielektrycznymi i miedzianymi** spowodowanymi **wyższymi napięciami i prądami w obecności fal stojących**.

W powyższym przykładzie, z **rys. 9**, **współczynnik strat** na **końcu wejściowym** wynosi **1.21** (przy J) i **1.39** (przy K) **przy obciążeniu**.

Jako dobre przybliżenie, **współczynnik strat można uśrednić** na całej długości rozważanej linii; w tym przypadku średnia wynosi **1.3**. Oznacza to, że **całkowite straty w linii** są **1.3 razy większe** od **strat dopasowanej linii (1dB)** lub **1.3dB**.

Podsumowanie procedury wykresu Smitha

Podsumowując w skrócie, **wszelkie obliczenia wykonywane na wykresie Smitha** składają się z **czterech podstawowych kroków**, choć niekoniecznie w podanej kolejności.

- 1)** Znormalizuj i narysuj impedancję wejściową linii (lub obciążenia) i skonstruuj stały okrąg **SWR**.
- 2)** Zastosuj długość linii do skal długości fal.
- 3)** Określ **tłumienie** lub **stratę**, jeśli jest to wymagane, za pomocą drugiego okręgu **SWR**.
- 4)** Odczytaj **znormalizowaną impedancję obciążenia** (lub **wejścia**)
i **przelicz ją na impedancję w omach**.

Wykres Smitha może być używany do wielu typów zagadnień, innych niż te przedstawione tutaj jako przykłady. Działanie **transformatora długości linii** - **przekształcenie wysokiej impedancji** (być może z **wysoką reaktancją**) w **czysto rezystancyjną impedancję o niskiej wartości** nie zostało wspomniane. Jest to znane jako „**dostrajanie linii**”, w czym wykres jest bardzo pomocny, eliminując potrzebę procedur „**cięcia i wypróbowania**”.

Wykres może być również używany do obliczania **długości zwartych** lub **otwartych dopasowanych odgałęzień w systemie**, opisanych później w tym rozdziale.

W rzeczywistości, w każdym zagadnieniu, w którym **linia transmisyjna** nie jest idealnie dopasowana wykres Smitha może być przydatny.

TŁUMIENIE I Z_0 Z POMIARU IMPEDANCJI

Jeśli dostępny jest mostek impedancji umożliwiający dokładne pomiary przy bardzo wysokich wartościach SWR, można określić tłumienie, impedancję charakterystyczną i współczynnik prędkości dowolnej losowej długości linii transmisyjnej koncentrycznej. Ta sekcja została napisana przez Jerry'ego Halla, K1TD.

Domowe mostki impedancyjne i mostki szumowe rzadko oferują stopień dokładności wymagany do wykorzystania tej techniki, ale czasami mostki laboratoryjne można znaleźć jako nadwyżki przemysłowe w rozsądnej cenie. Amator może również pożyczyć mostek laboratoryjny w celu wykonania pomiarów weekendowych. Dokonywanie tych ustaleń nie jest trudne, ale procedura nie jest powszechnie znana wśród amatorów.

Stosowane jest **jedno równanie traktujące liczby zespolone**, ale matematykę można obsłużyć za pomocą kalkulatora obsługującego **funkcje trygonometryczne**.

Pełne szczegóły podano w poniższych akapitach.

Dla każdej **interesującej częstotliwości** wymagane są **dwa pomiary**, aby określić **impedancję linii**. Tylko **jeden pomiar** jest używany do określenia **tłumienia linii** i **współczynnika prędkości**.

Przykład

Załóżmy, że mamy odcinek niezidentyfikowanej linii o długości **100 stóp** z spienionym dielektrykiem i chcemy poznać jej charakterystykę. Wykonujemy pomiary przy **7,15 MHz**.

Procedura pomiarów jest następująca.

- 1) **Zakończ linię w obwodzie otwartym.** Najlepszym „**obwodem otwartym**” jest taki, który minimalizuje pojemność między przewodem środkowym a ekranem. Jeśli kabel ma złącze **PL-259**, odkręć osłonę i przesun ją z powrotem wzdłuż przewodu koncentrycznego na kilka cali. Jeśli osłona i izolacja zostały usunięte z końca, złóż oplot z powrotem wzdłuż zewnętrznej strony linii, z dala od przewodu środkowego.
- 2) **Zmierz i zapisz impedancję na końcu wejściowym linii.** Jeśli mostek mierzy **admitancję**, przekształć zmierzone wartości na **rezystancję** i **reaktancję**. Oznacz wartości jako **$R_{oc} + j X_{oc}$** . W naszym przykładzie założmy, że mierzymy **$85 + j179 \Omega$** . (Jeśli człon **reaktancji** jest **pojemnościowy**, zapisz go jako **ujemny**.)
- 3) **Teraz zakończ linię w zwarcu.** Jeśli złącze znajduje się na drugim końcu linii, proste zwarcie to złącze łączące z bardzo krótkim kawałkiem grubego drutu przylutowanym między **środkowym pinem a korpusem**. Jeśli kabel koncentryczny nie ma złącza, usunięcie osłony i izolacji środkowej z około pół cala na końcu, pozwoli na ścisłe skręcenie oplotu wokół środkowego przewodu. Mały zacisk lub zacisk krokodylkowy wokół zewnętrznego oplotu przy skręcie utrzyma go ścisłym.
- 4) **Ponownie zmierz i zapisz impedancję na końcu wejściowym linii.** Tym razem oznacz wartości jako **$R_{sc} \pm j X$** . Załóżmy, że zmierzona wartość wynosi teraz **$4.8 - j11.2 \Omega$** . To kończy pomiary. Teraz sięgamy po kalkulator. Często zakładamy, że **charakterystyczna impedancja linii** jest czysto rezystancyjna, ale może mieć (i ma) małą składową **reaktancji pojemnościowej**. Tak więc **Z_0** linii w rzeczywistości składa się z **$R_0 + j X_0$** .

Podstawowe równanie do obliczenia charakterystycznej impedancji to:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{oc} \times Z_{sc}} \quad (\text{Eq 2})$$

gdzie:

$$Z_{oc} = R_{oc} + jX_{oc}$$

$$Z_{sc} = R_{sc} + jX_{sc}$$

Z równania Eq 2 można wyprowadzić następujące równanie robocze.

$$Z_0 = \sqrt{(R_{oc}R_{sc} - X_{oc}X_{sc}) + j(R_{oc}X_{sc} + R_{sc}X_{oc})} \quad (\text{Eq 3})$$

Wyrażenie pod znakiem pierwiastka w równaniu Eq3 ma postać $R + jX$.

Podstawiając wartości z naszego przykładu do równania Eq3,

człon R przyjmuje postać $85 \times 4.8 - 179 \times (-11.2) = 2412.8$,

a człon X przyjmuje postać $85 \times (-11.2) + 4.8 \times 179 = -92.8$.

Do tej pory ustaliliśmy, że

$$Z_0 = \sqrt{2412.8 - j92.8 \Omega}$$

Wartość pod znakiem pierwiastka jest w formie prostokątnej.

Wyciągnięcie pierwiastka kwadratowego ze złożonego wyrazu jest łatwe,

jeśli jest w formie biegunowej, wartości wektora i jego kąta.

Wartość wektora jest po prostu pierwiastkiem kwadratowym sumy kwadratów,

która w tym przypadku jest:

$$\sqrt{2412.8^2 + 92.8^2} = \sqrt{2414.58}$$

Tangens kąta wektora, którego szukamy,

to wartość członu reaktancji podzielona przez wartość członu oporu.

W naszym przykładzie jest to $\arctan -92.8/2412.8 = \arctan -0.03846$.

Kąt ten wynosi zatem -2.20° . Na podstawie tego wszystkiego ustaliliśmy, że:

$$Z_0 = \sqrt{2414.58} \angle -2.20^\circ$$

Wydobycie pierwiastka kwadratowego jest teraz po prostu kwestią

znalezienia pierwiastka kwadratowego wartości wektora i wzięcia połowy kąta.

(Kąt jest traktowany matematycznie jako wykładnik.)

Nasz wynik dla tego przykładu to $Z_0 = 49.1/-1.1^\circ$.

Mały ujemny kąt można zignorować i teraz wiemy, że mamy kabel koncentryczny o nominalnej impedancji 50Ω . (Odchylenia od wartości nominalnej nawet o 6 do 8% nie są rzadkością).

Jeśli **ujemny kąt** jest duży lub jeśli **kąt jest dodatni**, należy ponownie sprawdzić obliczenia, a może nawet ponownie sprawdzić oryginalne pomiary.

Można uzyskać pojęcie o ważności pomiarów, **normalizując** zmierzone wartości do obliczonej **impedancji** i nanosząc je na wykres Smitha, jak pokazano na **rys. 10** dla tego przykładu.

W idealnym przypadku **dwa punkty powinny być diametralnie przeciwne**,

ale w praktyce nie będą oddalone od siebie o dokładnie 180° i nie będą w tej samej odległości od **Środka Głównego**. Dokładne pomiary dadzą punkty na wykresie, które są bliskie ideału.

Znaczne odchylenia od ideału wskazują na niedokładne pomiary lub być może mostek impedancji, który nie spełnia zadania.

Określanie tłumienia linii

Pomiar zwarcia może być użyty **do określenia tłumienia linii**.

Ten odczyt jest **bardziej niezawodny niż pomiar obwodu otwartego**,

ponieważ **dobrze zwarcie jest zwarciem**, a dobry obwód otwarty jest trudny do znalezienia.

ponieważ nie można uciec od pewnej ilości pojemności między przewodnikami

z obwodem „otwartym”, a ta pojemność stanowi ścieżkę dla przepływu prądu

przy częstotliwości pomiaru **RF**.

Użyj wykresu Smitha i zewnętrznej skali **1-DB STEPS**, aby znaleźć **tłumienie linii**.

Najpierw **znormalizuj odczyt impedancji zwarcia** do obliczonego Z_0 i nanieś ten punkt na wykres.

Zobacz **rys. 10**. W naszym przykładzie znormalizowana impedancja wynosi

$4.8/49.1 - j11.2/49.1$ lub $0.098 - j0.228$.

Po naniesieniu punktu, przenieś promień na skalę **1-DB STEPS**.

Jest to pokazane w punkcie **A** na **rys. 10**.

Pamiętaj, że **impedancja do wykreślenia zwarcia wynosi $0+j0$** , na lewej krawędzi wykresu

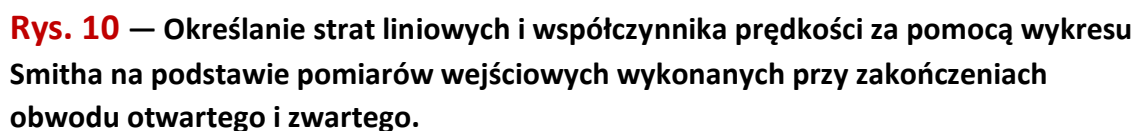
na **osi rezystancji**. Na skali **1-DB STEPS** jest to również **na lewej krawędzi**.

Całkowite **tłumienie w linii** jest reprezentowane przez:

liczbę kroków dB od lewej krawędzi do znaku promienia, który właśnie przenieśliśmy.

W tym przykładzie tłumienie wynosi **0.8 dB**.

Może być wymagana pewna ocena **w interpolacji między znakami kroków 1-dB**.



Określanie współczynnika prędkości

Współczynnik prędkości jest określany przy użyciu skali długości fali TOWARD GENERATOR na wykresie Smitha. Za pomocą linijki narysuj linię od środka punktu zerowego przez punkt reprezentujący odczyt zwarcia, aż przetnie skalę długości fali. Na **rys. 10** punkt ten jest oznaczony jako **B**. Weź pod uwagę, że podczas naszego pomiaru zwarcie było obciążeniem na końcu linii. Wyobraź sobie krzywą spiralną postępującą od **0 + j 0** zgodnie z ruchem wskazówek zegara i do wewnątrz do naszego wyznaczonego punktu pomiaru. Skala długości fali, w punkcie **B**, wskazuje, że długość tej linii wynosi **0,464 λ**. Przetawiając człony równania 1 podanego na początku tego rozdziału, dochodzimy do równania do obliczenia współczynnika prędkości.

$$VF = \frac{fL}{984N} \quad (\text{Eq 4})$$

gdzie:

VF = współczynnik prędkości

L = długość linii w stopach

f = częstotliwość w MHz

N = liczba długości fal elektrycznych w linii

Wstawienie przykładowych wartości do równania **Eq4** daje **VF = 100 × 7,15 / (984 × 0,464) = 1,566**, czyli **156,6%**. Oczywiście, ta wartość jest liczbą niemożliwą — współczynnik prędkości w kablu koncentrycznym nie może być większy niż **100%**. Ale pamiętaj, że wykres Smitha można stosować dla długości większych niż **1/2 λ**. Dlatego wartość **0,464** mogłaby słusznie wynosić **0,964, 1,464, 1,964** itd. Przy użyciu **0,964 λ**, równanie **Eq4** daje współczynnik prędkości **0,753**, czyli **75,3%**. Próba kolejnych większych wartości dla długości fali daje współczynniki prędkości **49,6 i 37,0%**. Ponieważ zmierzony przez nas kabel miał spieniony dielektryk, **75,3%** jest prawdopodobnym współczynnikiem prędkości. Odpowiada to długości elektrycznej **0,964 λ**. Dlatego też ustaliliśmy na podstawie pomiarów i obliczeń, że nasz nieoznakowany kabel koncentryczny ma nominalną impedancję **50 Ω**, tłumienie **0,8 dB** na sto stóp przy **7,15 MHz** i współczynnik prędkości **75,3%**.

Trudno jest stosować tę procedurę przy krótkich odcinkach kabla koncentrycznego, zaledwie kilku stóp. Powodem jest to, że **SWR** na wejściu liniowym jest zbyt wysoki, aby umożliwić dokładne pomiary przy użyciu większości mostków impedancyjnych.

W powyższym przykładzie **SWR** na wejściu liniowym wynosi około **12:1**.

Opisana powyżej procedura może być również stosowana do określania charakterystyk linii symetrycznych. Jednakże mostki impedancyjne są na ogół urządzeniami niezbalansowanymi, a procedura dokładnego pomiaru impedancji symetrycznej za pomocą mostka niezbalansowanego jest skomplikowana.

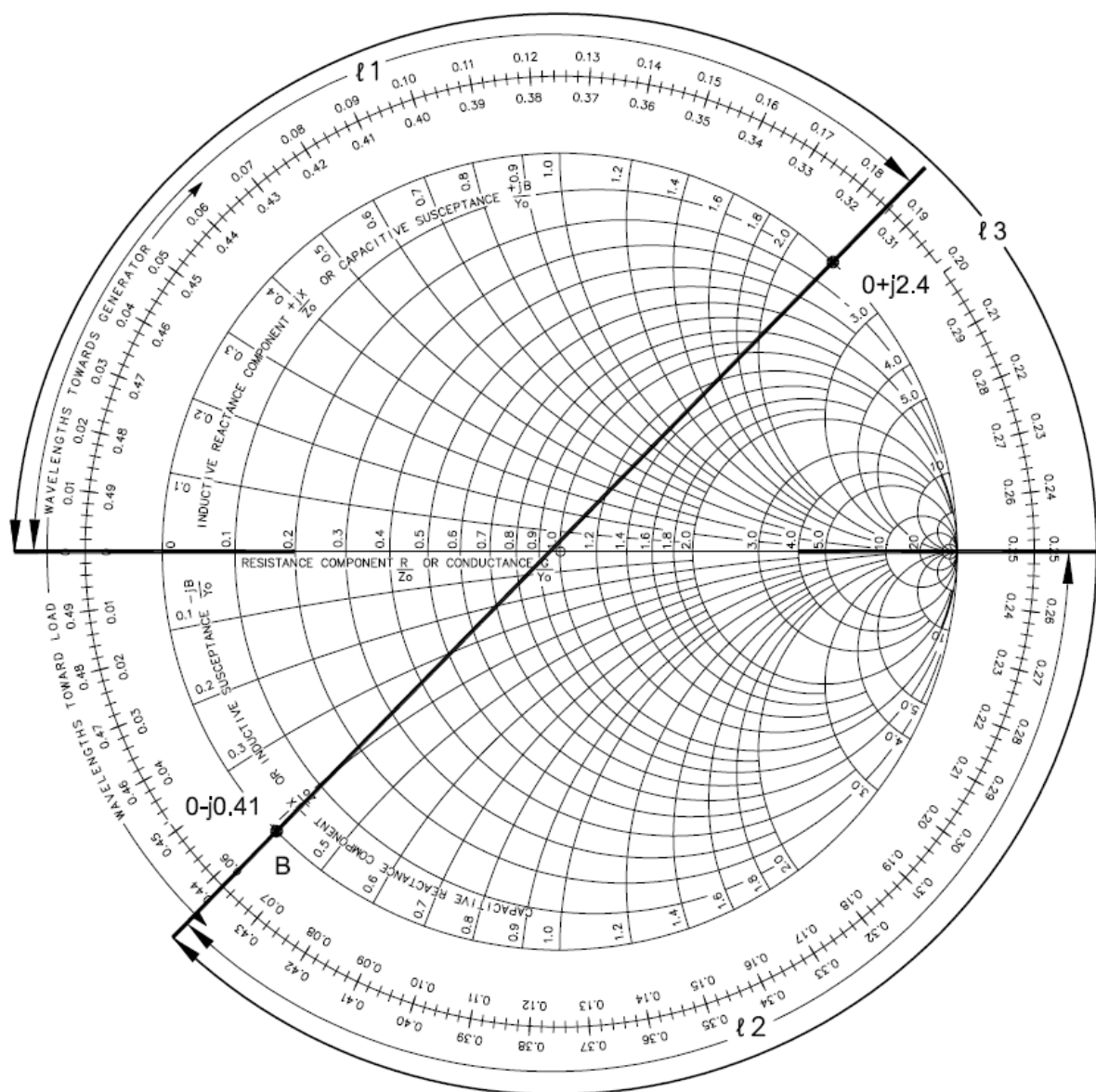
LINIE JAKO ELEMENTY OBWODU

Sekcje linii transmisyjnych mogą być również używane jako elementy obwodów.

Na przykład możliwe jest zastąpienie linii transmisyjnych o odpowiedniej długości i zakończeniu cewkami lub kondensatorami w zwykłych obwodach.

Rzadko zachodzi praktyczna potrzeba takich zastosowań, to jednak linie są często używane w systemach anten zamiast elementów skupionych, w celu **dostrojenia** lub **rezonowania** elementów.

Prawdopodobnie najczęstszym zastosowaniem takiej linii jest **dopasowanie typu hairpin**, gdzie **krótki odcinek sztywnej linii z otwartym przewodem** działa jak skupiony induktor.



Rys. 11 — Wykres Smitha określający impedancję wejściową dla zwartych i otwartych odcinków linii, z pominięciem strat liniowych.

Równoważną „skumulowaną” wartość dla dowolnego „induktora” lub „kondensatora” można określić za pomocą wykresu Smitha. Straty liniowe można uwzględnić, jeśli jest to pożądane, jak wyjaśniono wcześniej. Zobacz **rys. 11**. Pamiętaj, że górna połowa układu współrzędnych wykresu Smitha jest używana dla impedancji zawierających reaktancje indukcyjne, a dolna połowa dla reaktancji pojemnościowych. Na przykład odcinek linii $600\text{-}\Omega$ o długości $3/16\text{-}\lambda$ ($0,1875\lambda$) i zwarty na dalekim końcu jest reprezentowany przez $\lambda 1$, narysowany wokół części obwodu wykresu. „Obciążenie” jest zwarcie, $0 + j\ 0\ \Omega$, a skala długości fal W KIERUNKU GENERATORA jest używana do oznaczania długości linii.

W punkcie A na **rys. 11** można odczytać znormalizowaną impedancję widzianą patrząc na długość linii, $0 + j\ 2,4$. Reaktancja jest zatem indukcyjna, równa $600 \times 2,4 = 1440\ \Omega$. Ta sama linia w stanie otwartym (impedancja końcowa = ∞ , punkt po prawej stronie wykresu) jest reprezentowana przez $\lambda 2$ na **rys. 11**. W punkcie B znormalizowaną impedancję wejściową linii można odczytać jako $0 - j\ 0,41$; reaktancja w tym przypadku jest pojemnościowa, $600 \times 0,41 = 246\ \Omega$. (W tych przykładach straty liniowe nie są uwzględniane).

Na podstawie **rys. 11** łatwo sobie wyobrazić, że gdyby $\lambda 1$ rozszerzyć o $1/4\lambda$, czyli o całkowitą długość reprezentowaną przez $\lambda 3$, impedancja wejściowa linii byłaby identyczna jak w przypadku reprezentowanym wyłącznie przez $\lambda 2$.

W przypadku $\lambda 2$ linia jest otwarta na końcu, ale w przypadku $\lambda 3$ linia jest zakończona zwarcie. Dodany odcinek linii dla $\lambda 3$ zapewnia „działanie transformatora”, dla którego oznaczono linię $1/4\text{-}\lambda$.

Równoważną indukcyjność i pojemność, jak określono powyżej, można znaleźć, podstawiając te wartości w równaniach odnoszących indukcyjność i pojemność do reaktancji lub korzystając z różnych dostępnych wykresów i kalkulatorów. Oczywiście należy użyć częstotliwości odpowiadającej długości linii w stopniach. W tym przykładzie, jeśli częstotliwość wynosi 14 MHz , równoważna indukcyjność i pojemność w obu przypadkach wynoszą odpowiednio $16,4\ \mu\text{H}$ i $46,2\ \text{pF}$. Należy zauważyć, że gdy długość linii wynosi 45° ($0,125\lambda$), reaktancja w obu przypadkach jest liczbowo równa charakterystycznej impedancji linii. Korzystając z wykresu Smitha, należy pamiętać, że długość elektryczna odcinka linii zależy od częstotliwości i prędkości propagacji, a także od rzeczywistej długości fizycznej.

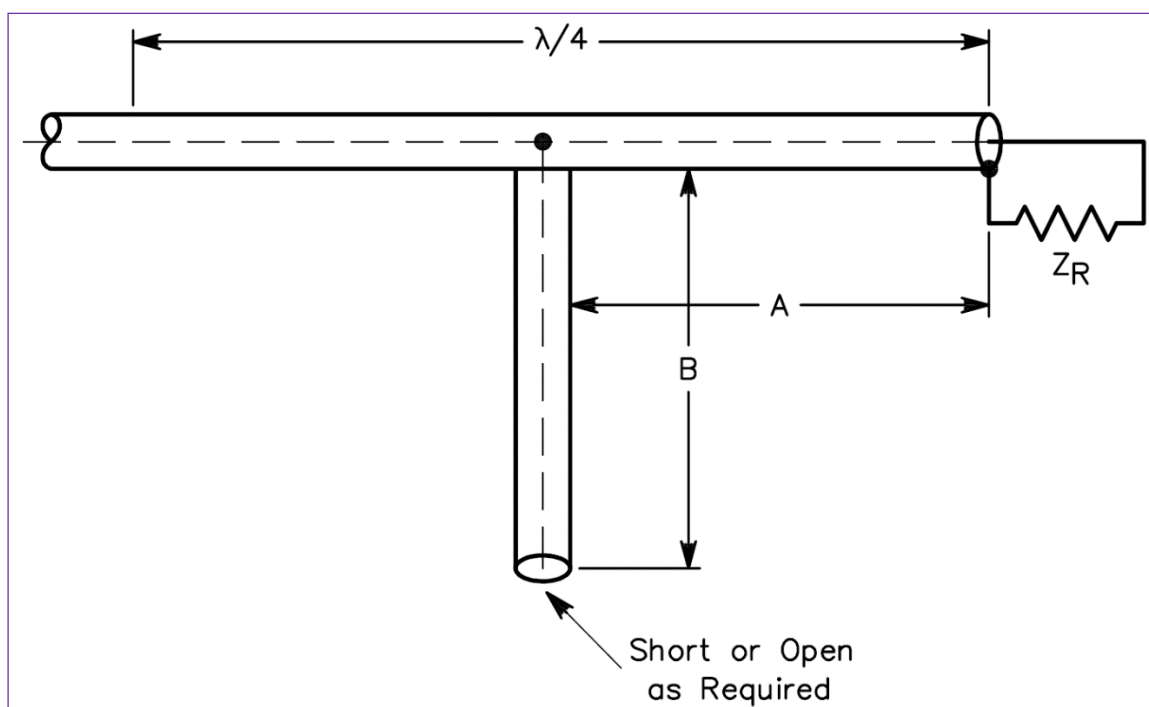
Przy długościach linii, które są dokładnymi wielokrotnościami $1/4\lambda$, takie linie mają właściwości obwodów rezonansowych.

Przy długościach, przy których reaktancja wejściowa przechodzi przez zero po lewej stronie wykresu Smitha, linia działa jak obwód szeregowo-rezonansowy.

Przy długościach, przy których reaktancje teoretycznie przechodzą od „dodatniej” do „ujemnej” nieskończoności po prawej stronie wykresu Smitha, linia symuluje obwód równoległo-rezonansowy.

Projektowanie dopasowań szczątkowych za pomocą wykresu Smitha

Projektowanie dopasowań stubów jest szczegółowo omówione w rozdziale 26. Przedstawiono tam równania do obliczania długości elektrycznych linii głównej i stubów, w oparciu o obciążenie czysto rezystancyjne i przy założeniu, że stub jest tego samego typu linią co linia główna. Wykres Smitha może być również używany do określania tych długości, bez wymogu, aby obciążenie było czysto rezystancyjne i aby typy linii były identyczne.

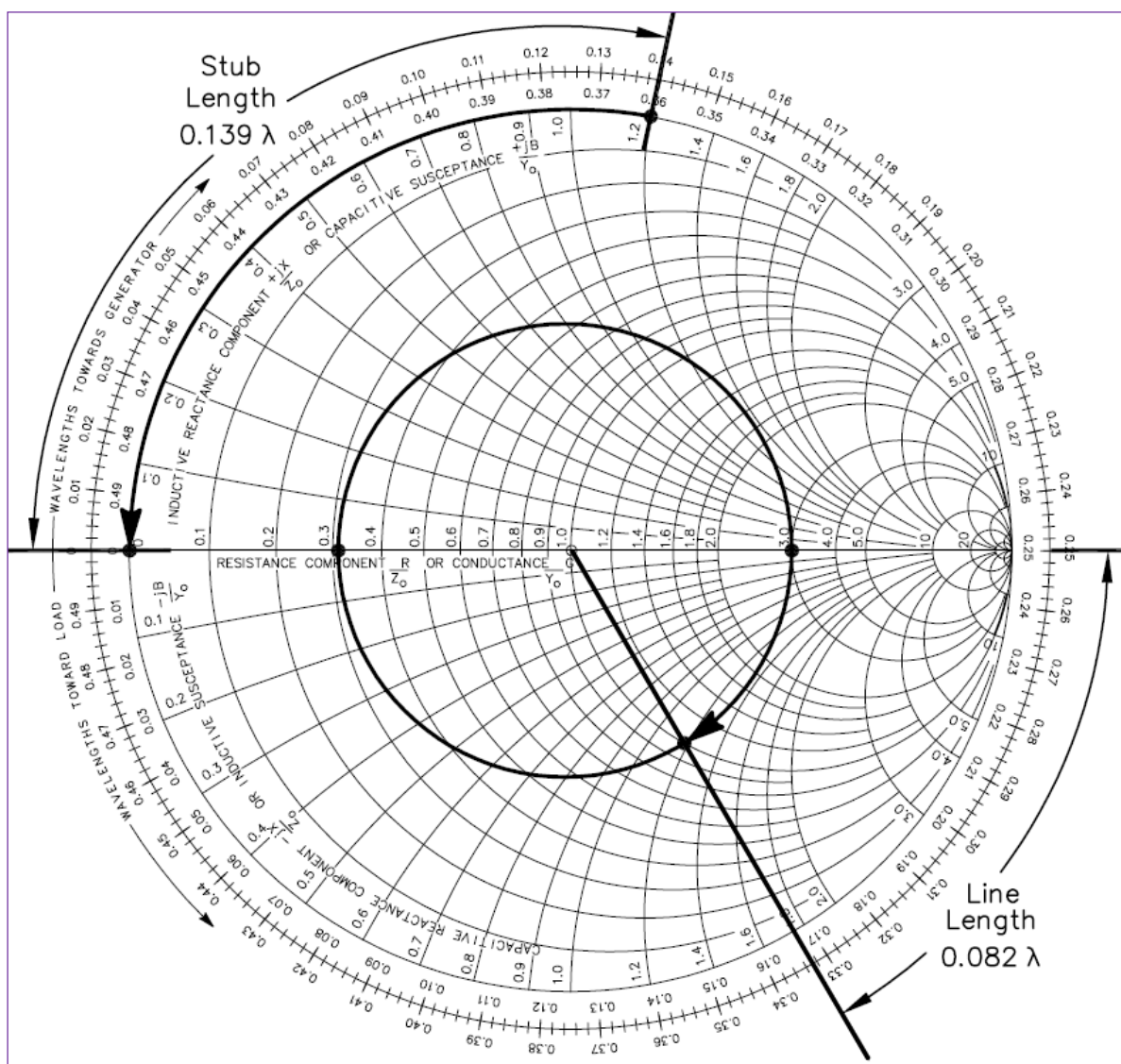


Rys. 12 — Metoda dopasowania czopu do niedopasowanego obciążenia na liniach koncentrycznych.

Rys. 12 przedstawia układ dopasowania szczątkowego w linii koncentrycznej. Jako przykład założmy, że obciążeniem jest antena, układ o małej odległości zasilany linią 52Ω . Założmy ponadto, że **SWR** zmierzono jako **3,1:1**. Na podstawie tych informacji można narysować na wykresie Smitha stały okrąg **SWR**. Jego promień jest taki, że przecina prawą część osi rezystancji przy wartości **SWR 3,1**, jak pokazano w punkcie **B** na **rys. 13**.

Ponieważ odcinek na **rys. 12** jest połączony równolegle z linią transmisyjną, określenie projektu układu dopasowania jest uproszczone, jeśli wartości wykresu Smitha są traktowane jako admittance, a nie impedancje. (Admittancja jest po prostu odwrotnością powiązanej impedancji. Naniesione na wykres Smitha dwa powiązane punkty znajdują się na tym samym okręgu **SWR**, ale diametralnie naprzeciwko siebie). Korzystanie z admittance pozostawia mniejsze prawdopodobieństwo błędów w obliczeniach, eliminując potrzebę dokonywania konwersji obwodów szeregowo-równoważnych na równoległo-równoważne i odwrotnie, lub też stosowania skomplikowanych równań do określania wartości wypadkowej dwóch złożonych impedancji połączonych równolegle.

Złożona impedancja, Z , jest równa $R + jX$. Równoważna admitancja, Y , jest równa $G - jB$, gdzie G jest składową przewodzącą, a B susceptancją. (Indukcyjność jest przyjmowana jako ujemna susceptancja, a pojemność jako dodatnia.) Wartości przewodnictwa i susceptancji są wykreślane i obsługiwane na wykresie Smitha w taki sam sposób jak rezystancja i reaktancja.



Rys. 13 — Metoda wykresu Smitha służąca do określania wymiarów do dopasowywania szczątek.

Zakładając, że gęsto rozmieszczona tablica w naszym przykładzie została poddana rezonansowi przy częstotliwości roboczej, będzie ona stanowić czysto rezystancyjne zakończenie dla końca obciążenia linii **52-Ω**. Wiadomo, że impedancja anteny jest równa $Z_0/SWR = 52/3,1 = 16,8 \Omega$. (Możemy logicznie odrzucić możliwość, że impedancja anteny wynosi $SWR \times Z_0$, czyli **0,06 Ω**.) Gdyby ta wartość **16,8-Ω** została przedstawiona jako impedancja na wykresie Smitha, najpierw zostałaby znormalizowana ($16,8/52 = 0,32$), a następnie przedstawiona jako **0,32 + j 0**. Chociaż nie jest to konieczne do rozwiązania tego przykładu, wartość ta jest przedstawiona w punkcie **A** na **rys. 13**. Konieczne jest przedstawienie wykresu admitancji dla anteny jako obciążenia. Jest to odwrotność impedancji; $1/16,8 \Omega$ równa się **0,060 siemena**. Aby wyznaczyć ten punkt, najpierw go normalizujemy, mnożąc wartości przewodnictwa i susceptancji przez **Z₀** linii. Tak więc $(0,060 + j 0) \times 52 = 3,1 + j 0$. Ta wartość admitancji jest przedstawiona na wykresie w punkcie **B** na **rys. 13**. Można zauważyć, że punkty **A** i **B** są diametralnie przeciwne na wykresie. Właściwie, dla rozwiązania tego przykładu, nie było konieczne obliczanie wartości dla punktu **A** lub punktu **B**, jak w powyższym akapicie, ponieważ oba zostały określone na podstawie znanej wartości **SWR** wynoszącej **3,1**. Jak widać na **rys. 13**, punkty znajdują się na stałym okręgu **SWR**, który został już narysowany, w dwóch miejscach, w których przecina on oś rezystancji. Wykreślona wartość dla punktu **A**, **0,32**, jest po prostu odwrotnością wartości dla punktu **B**, **3,1**. Jednak zrozumienie związku między impedancją i admitancją jest łatwiejsze do uzyskania na prostych przykładach, takich jak ten.

W dopasowaniu stub, stub ma być podłączony w punkcie linii, w którym składowa przewodząca równa się **Z₀** linii. Punkt **B** przedstawia admitancję obciążenia, którym jest antena. Różne admitancje będą napotymane wzdłuż linii, podczas przesuwania się w kierunku wskazanym przez skalę długości fal **TOWARD GENERATOR**, ale wszystkie wykresy admitancji muszą przypadać na stałe koło **SWR**. Przesuwając się zgodnie z ruchem wskazówek zegara wokół koła **SWR** od punktu **B**, widać, że przewodnictwo wejściowe linii będzie wynosić **1,0** (znormalizowane **Z₀** linii) w punkcie **C**, **0,082 λ** w kierunku nadajnika od anteny. Tak więc stub powinien być podłączony w tym miejscu na linii.

Znormalizowana admitancja w punkcie **C**, punkcie reprezentującym lokalizację stub, wynosi **1 – j 1,2** siemensa, mając składową indukcyjną susceptancji. Pojemnościowa susceptancja mająca znormalizowaną wartość **+ j 1,2** siemensa jest wymagana w poprzek linii w punkcie połączenia stub, aby anulować indukcyjność. Ta pojemność ma być uzyskana z samej sekcji stub; problemem jest teraz określenie rodzaju jej zakończenia (otwarte lub zwarte) i jak długi powinien być stub. Robi się to, najpierw nanosząc na wykres susceptancję wymaganą do anulowania, **0 + j 1,2** (punkt **D** na **rys. 13**). Ten punkt reprezentuje admitancję wejściową widzianą patrząc do stub. „Obciążenie” lub zakończenie dla sekcji stub jest znajdowane przez przesuwanie się w kierunku **OBCIĄŻENIA** wokół wykresu i pojawi się w najbliższym punkcie na osi rezystancji/przewodnictwa, albo po lewej, albo po prawej stronie wykresu. Przesuwając się przeciwnie do ruchu wskazówek zegara od punktu **D**, znajduje się on w punkcie **E**, po lewej stronie wykresu, w odległości **0,139 λ**. Z tego wiemy o wymaganej długości odcinka. „Obciążenie” na końcu odcinka, przedstawione na wykresie Smitha, ma znormalizowaną admitancję **0 + j 0** siemensów, co jest równoważne obwodowi otwartemu.

Gdy odgałęzienie, mające admitancję wejściową **0 + j 1,2 siemensa**, jest podłączone równolegle do linii w punkcie **0,082 λ** od obciążenia, gdzie admitancja wejściowa linii wynosi **1,0 – j 1,2**, wówczas admitancja wypadkowa jest sumą poszczególnych admitancji. Składowe przewodności są dodawane bezpośrednio, podobnie jak składowe susceptancji. W tym przypadku $1,0 - j 1,2 + j 1,2 = 1,0 + j 0$ **siemensa**. W ten sposób linia od punktu podłączenia odgałęzienia do nadajnika zostanie zakończona obciążeniem, które oferuje idealne dopasowanie. Podczas określania fizycznych długości linii w celu dopasowania odgałęzienia ważne jest, aby pamiętać, że należy wziąć pod uwagę współczynnik prędkości dla typu używanej linii.

DOPASOWYWANIE Z POŁĄCZONYMI STAŁYMI

Wcześniej wskazano, że celem dopasowanego odgałęzienia jest anulowanie reaktywnej składowej impedancji linii w punkcie połączenia. Innymi słowy, odgałęzienie jest po prostu reaktancją odpowiedniego rodzaju i wartości przesuniętą przez linię. Nie ma znaczenia, jaki kształt fizyczny przyjmuje ta reaktancja. Może to być odcinek linii przesyłowej lub „skumulowana” indukcyjność lub pojemność, zależnie od potrzeb. W powyższym przykładzie z rozwiązaniem Smith Chart wymagana była reaktancja pojemnościowa. Kondensator o tej samej wartości reaktancji może być równie dobrze użyty. Są przypadki, w których z punktu widzenia instalacji znacznie wygodniej jest podłączyć kondensator zamiast odgałęzienia. Dotyczy to w szczególności sytuacji, gdy używane są przewody zasilające. Jeśli używany jest kondensator zmienny, możliwe staje się dostosowanie pojemności do dokładnej wymaganej wartości.

Prawidłową wartość reaktancji można określić na podstawie informacji z wykresu Smitha. W poprzednim przykładzie wymagana susceptancja, znormalizowana, wynosiła **+j 1,2 siemensa**. Jest ona przekształcana na rzeczywiste siemensy przez podzielenie przez linię **Z₀**; **1,2/52 = 0,023 siemensa**, pojemność. Wymagana reaktancja pojemnościowa jest odwrotnością tej ostatniej wartości, **1/0,023 = 43,5 Ω**. Jeśli częstotliwość wynosi na przykład **14,2 MHz**, **43,5 Ω** odpowiada pojemności **258 pF**. Kondensator zmienny **325 pF** podłączony do linii **0,082 λ** od zacisków antenowych zapewniłby szeroki zakres regulacji. Napięcie **RMS** na kondensatorze wynosi:

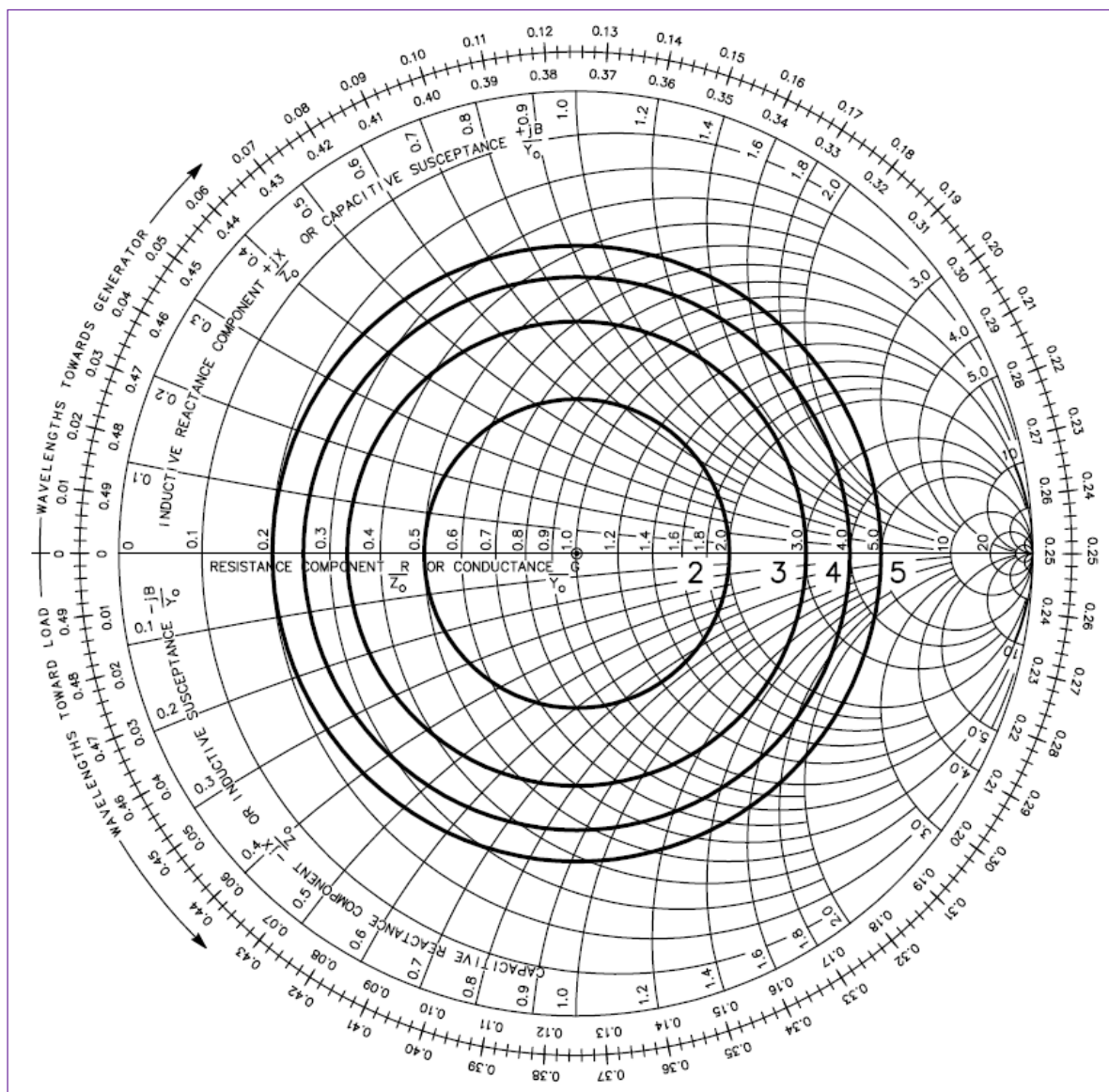
$$E = \sqrt{P \times Z_0}$$

Na przykład dla mocy **500 W** **E = pierwiastek kwadratowy z (500 × 52) = 161 V**.

Napięcie szczytowe jest **1,41** razy większe od wartości skutecznej, czyli wynosi **227 V**.

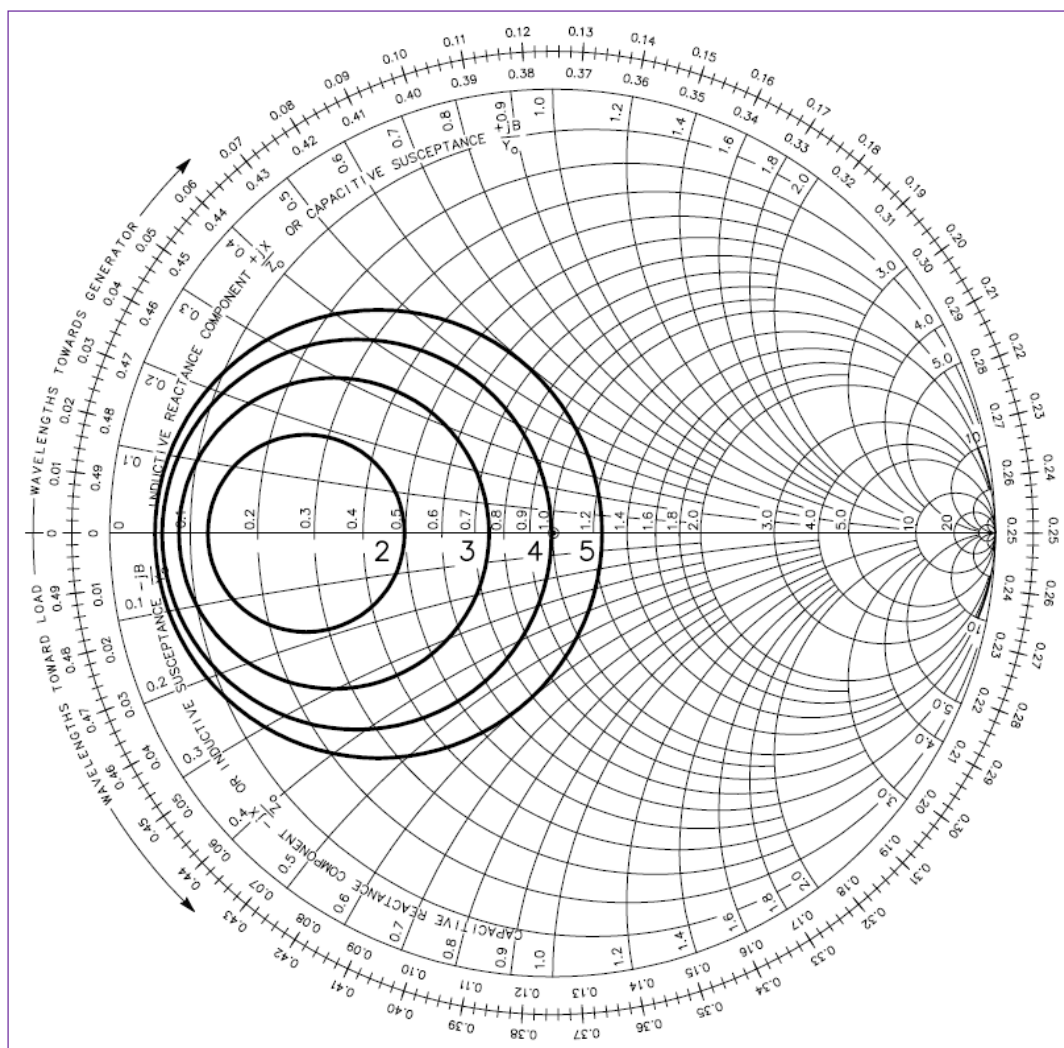
Transformator szeregowo-sekcyjny

Transformator szeregowo-sekcyjny można zaprojektować graficznie za pomocą wykresu Smitha. Informacje te opierają się na artykule **QST** autorstwa Franka A. Regiera, **OD5CG**. Użycie wykresu Smitha do zaprojektowania dopasowania szeregowo-sekcyjnego wymaga użycia wykresu w mniej znanym trybie poza środkiem. Tryb ten opisano w dwóch następnych akapitach.



Rys. 14 — Stałe okręgi SWR dla $SWR = 2, 3, 4$ i 5 , pokazujące zmiany impedancji wzdłuż linii 75Ω , znormalizowanej do 75Ω . Rzeczywistą impedancję uzyskuje się przez pomnożenie odczytu z wykresu przez 75Ω .

Rys. 14 przedstawia wykres Smitha używany w znanym, wyśrodkowanym trybie, ze wszystkimi impedancjami znormalizowanymi do impedancji linii transmisyjnej, w tym przypadku 75Ω , i wszystkimi okręgami stałego **SWR** koncentrycznymi ze znormalizowaną wartością $r = 1$ w środku wykresu. Rzeczywistą impedancję uzyskuje się przez pomnożenie odczytu wykresu przez impedancję normalizującą 75Ω . Jeśli rzeczywiste (nieznormalizowane) impedancje reprezentowane przez okrąg stałego **SWR** na **rys. 14** zostaną zamiast tego podzielone przez impedancję normalizującą 300Ω , otrzymamy inny obraz. Wykres Smitha pokazuje wszystkie możliwe impedancje, więc zamknięta ścieżka, taka jak okrąg stałego **SWR** na **rys. 14**, musi być ponownie reprezentowana przez ścieżkę zamkniętą. W rzeczywistości można pokazać, że ścieżka pozostaje okręgiem, ale okręgi stałego **SWR** nie są już koncentryczne.

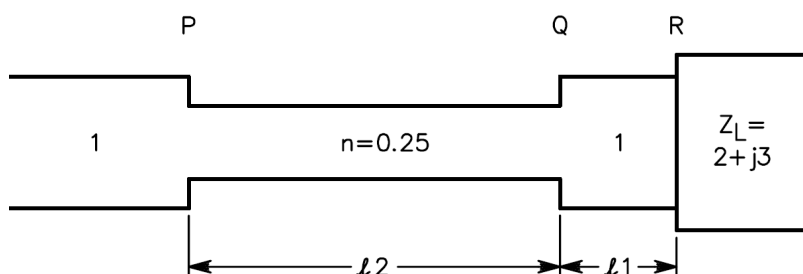


Rys. 15 — Ścieżki stałego **SWR** dla **SWR** = 2, 3, 4 i 5, pokazujące zmiany impedancji wzdłuż linii $75\text{-}\Omega$, znormalizowane do 300Ω . Znormalizowane impedancje różnią się od tych na **rys. 14**, ale rzeczywiste impedancje są uzyskiwane przez pomnożenie odczytów wykresu przez 300Ω i są takie same jak te odpowiadające na **rys. 14**. Ścieżki pozostają okręgami, ale nie są już koncentryczne. Jeden, pasujący okrąg, w tym przypadku **SWR** = 4, przechodzi przez środek wykresu i jest zatem miejscem wszystkich impedancji, które można dopasować do linii $300\text{-}\Omega$.

Rys. 15 przedstawia okręgi, które powstają, gdy impedancje wzdłuż niedopasowanej linii 75Ω są normalizowane przez podzielenie przez 300Ω zamiast przez 75 . Stałe okręgi **SWR** nadal otaczają punkt odpowiadający impedancji charakterystycznej linii ($r = 0,25$), ale nie są już z nią koncentryczne. Należy zauważyć, że znormalizowane impedancje odczytane z odpowiadających sobie punktów na **rys. 14 i 15** są różne, ale rzeczywiste, nienormalizowane impedancje są dokładnie takie same.

Przykład

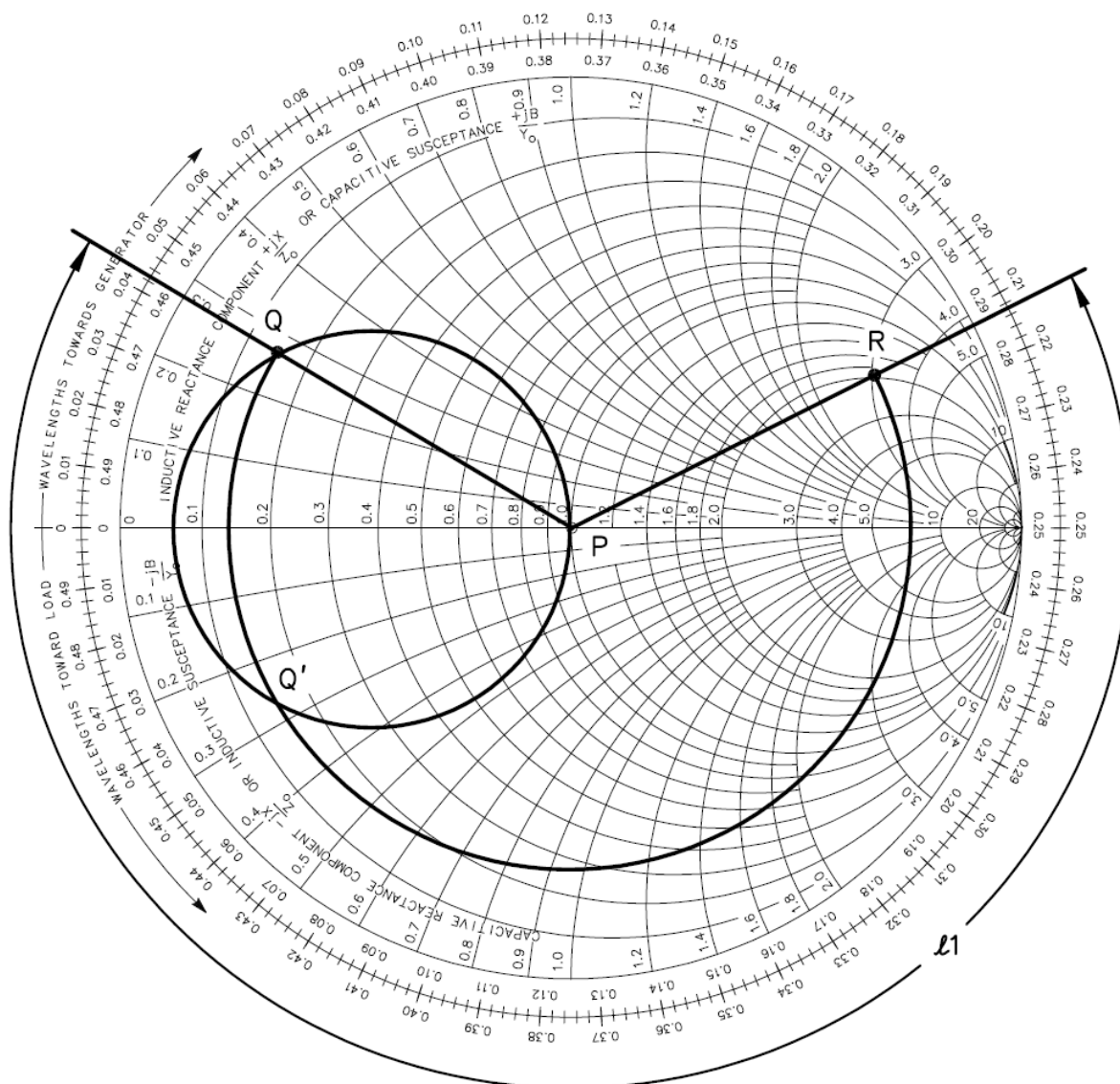
Teraz przejdźmy do przykładu pokazanego na **rys. 16**. Obciążenie złożone $Z_L = 600 + j 900 \Omega$ ma być zasilane linią 300Ω , a sekcja szeregową 75Ω ma być użyta. Te charakterystyczne impedancje są zgodne z tymi użytymi na **rys. 15**, a zatem **rys. 15** może być użyty do znalezienia zmiany impedancji wzdłuż sekcji szeregowej 75Ω . W szczególności, stały okrąg **SWR** przechodzący przez środek wykresu na **rys. 15**, w tym przypadku **SWR = 4**, przechodzi przez wszystkie impedancje (znormalizowane do 300Ω), które sekcja szeregową 75Ω jest w stanie dopasować do głównej linii 300Ω . Długość $\lambda/1$ linii 300Ω ma za zadanie przekształcić impedancję obciążenia w pewną impedancję na tym okręgu dopasowania.



Rys. 16 — Przykład rozwiązania za pomocą wykresu Smitha. Wszystkie impedancje są znormalizowane do 300Ω .

Rys. 17 pokazuje cały proces wyraźniej, ze wszystkimi impedancjami znormalizowanymi do 300Ω . Tutaj znormalizowana impedancja obciążenia $Z_L = 2 + j 3$ jest pokazana w **R**, a pasujący okrąg pojawia się wyśrodkowany na osi rezystancji i przechodzący przez punkty $r = 1$ i $r = n^2 = (75/300)^2 = 0,0625$. Stały okrąg **SWR** jest rysowany od **R** do przecięcia z pasującym okręgiem w **Q** lub **Q'**, a odpowiadającą mu długość $\lambda/1$ (lub $\lambda/1'$) można odczytać bezpośrednio z wykresu Smitha. Odległość zgodna z ruchem wskazówek zegara wokół pasującego okręgu reprezentuje długość pasującej linii, od **Q'** do **P** lub od **Q** do **P**. Ponieważ w tym przykładzie odległość **QP** jest krótsza z dwóch dla pasującej sekcji, wybieramy długość $\lambda/1$, jak pokazano. Stosując wartości ze skali **W KIERUNKU GENERATORA**, długość ta wynosi $0,045 - 0,213$, a dodanie $0,5$ w celu uzyskania wyniku dodatniego daje wartość $0,332 \lambda$.

Chociaż locus impedancji od **Q** do **P** pokazano na **rys. 17**, długości $\lambda/2$ nie można określić bezpośrednio z tego wykresu. Dzieje się tak, ponieważ pasujący okrąg nie jest koncentryczny ze środkiem wykresu, więc skale długości fal nie mają zastosowania do tego okręgu. Ten problem rozwiązuje się, tworząc **rys. 18**, który jest taki sam jak **rys. 17**, z tym wyjątkiem, że wszystkie znormalizowane impedancje zostały podzielone przez $n = 0,25$, co skutkuje wykresem Smitha znormalizowanym do 75Ω zamiast 300 . Pasujący okrąg i środek wykresu są teraz koncentryczne, a długość odcinka szeregowego $\lambda/2$, odległość między **Q** i **P**, można pobrać bezpośrednio z wykresu. Ponownie używając skali **TOWARD GENERATOR**, długość ta wynosi $0,250 - 0,148 = 0,102 \lambda$. W rzeczywistości nie jest konieczne konstruowanie całego locus impedancji pokazanego na **rys. 18**. Wystarczy nanieść na wykres **ZQ/n** (**ZQ** odczytujemy z **rys. 17**) oraz **Zp/n = 1/n**, połączyć je łukiem koła o środku w stosunku do środka wykresu i wyznaczyć długość łuku $\lambda/2$ z wykresu Smitha.



Rys. 17 — Reprezentacja wykresu Smitha przykładu pokazanego na rys. 16.

Miejsce impedancji zawsze przebiega zgodnie z ruchem wskazówek zegara od obciążenia do generatora. Ta ścieżka najpierw przebiega wzdłuż stałego okręgu SWR od obciążenia w punkcie R do przecięcia z pasującym okręgiem w punkcie Q lub Q', a następnie wzdłuż pasującego okręgu do środka wykresu w punkcie P.

Długość $\lambda/1$ można określić bezpośrednio z wykresu i w tym przykładzie wynosi ona $0,332 \lambda$.

Podsumowanie procedury

Teraz można wymienić kroki niezbędne do zaprojektowania transformatora szeregowo-sekcyjnego za pomocą wykresu Smitha:

- 1) Znormalizuj wszystkie impedancje dzieląc je przez impedancję charakterystyczną linii głównej.
- 2) Na wykresie Smitha narysuj znormalizowaną impedancję obciążenia Z_L w punkcie R i skonstruuj pasujący okrąg tak, aby jego środek znajdował się na osi rezystancji i przechodził przez punkty $r = 1$ i $r = n^2$.
- 3) Skonstruuj stały okrąg SWR wyśrodkowany na środku wykresu przez punkt R . Ten okrąg powinien przecinać pasujący okrąg w dwóch punktach. Jeden z tych punktów, zwykle ten, który daje krótszą odległość zgodną z ruchem wskazówek zegara wzdłuż pasującego okręgu do środka wykresu, jest wybierany jako punkt Q , a odległość zgodna z ruchem wskazówek zegara od R do Q jest odczytywana z wykresu i przyjmowana jako $\lambda 1$.
- 4) Odczytaj impedancję Z_Q z wykresu, oblicz Z_Q/n i narysuj ją jako punkt Q na drugim wykresie Smitha. Narysuj również $r = 1/n$ jako punkt P .
- 5) Na tym drugim wykresie narysuj łuk kołowy, wyśrodkowany na środku wykresu, zgodnie z ruchem wskazówek zegara od Q do P . Długość tego łuku, odczytana z wykresu, przedstawia $\lambda 2$. Projekt transformatora jest teraz ukończony i można określić niezbędne długości linii fizycznych.

Konstrukcja wykresu Smitha pokazuje, że zazwyczaj możliwe są dwa rozwiązania projektowe, odpowiadające dwóm przecięciom stałego okręgu SWR (dla obciążenia) i okręgu dopasowania. Te dwie wartości odpowiadają dodatnim i ujemnym wartościom pierwiastka kwadratowego w równaniu matematycznego rozwiązania problemu. Może się jednak zdarzyć, że okrąg obciążenia całkowicie ominie okrąg dopasowania, w takim przypadku żadne rozwiązanie nie będzie możliwe. Rozwiązaniem jest powiększenie okręgu dopasowania poprzez wybranie odcinka szeregowego, którego impedancja bardziej odbiega od impedancji linii głównej.

Ostatnią możliwością jest to, że zamiast przecinać pasujący okrąg, okrąg obciążenia jest do niego styczny. W takim przypadku istnieje tylko jedno rozwiązanie — transformator $1/4-\lambda$.

BIBLIOGRAFIA

Materiały źródłowe i bardziej szczegółowe omówienie zagadnień poruszanych w tym rozdziale można znaleźć w podanych poniżej odnośnikach oraz w podręcznikach wymienionych na końcu rozdziału „Antenna Fundamentals” w książce „ARRL Antenna Book”.

W. N. Caron, *Antenna Impedance Matching* (Newington: ARRL, 1989).

C. MacKeand, “The Smith Chart in BASIC,” *QST*, Nov 1984, pp 28-31.

M. W. Maxwell, *Reflections—Transmission Lines and Antennas* (Newington: ARRL, 1990).

F. A. Regier, “Series-Section Transmission-Line Impedance Matching,” *QST*, Jul 1978, pp 14-16.

P. H. Smith, *Electronic Applications of the Smith Chart*, reprint ed. (Malabar, FL: Krieger Pub Co, Inc, 1983).