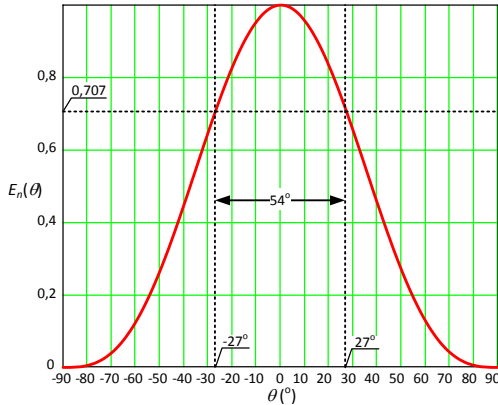


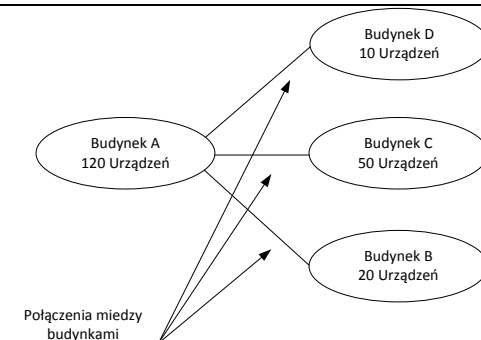


„EUROELEKTRA”
Ogólnopolska Olimpiada Wiedzy Elektrycznej i Elektronicznej
Rok szkolny 2014/2015

Zadania z teleinformatyki na zawody III stopnia

Lp.	Zadanie
1.	<p>Oblicz kąt połowy mocy <i>HPBW</i> (ang. <i>Half Power Beam Width</i>) jednego diagramu pewnej anteny kierunkowej, dla której dana jest zależność przekroju wiązki głównej jej charakterystyki promieniowania (diagram unormowanej charakterystyki pola elektrycznego):</p> $E_n(\theta) = \cos^3 \theta, \quad -90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ <p>Rozwiązanie</p> <p>Zgodnie z definicją, punkty połowy mocy występują w miejscach, gdzie powierzchniowa gęstość mocy promieniowanej fali elektromagnetycznej maleje o połowę względem wartości na kierunku maksymalnego promieniowania anteny (spadek wartości o 3 dB). Trójwymiarowa (w układzie współrzędnych kulistych), amplitudowa, unormowana charakterystyka mocy P_n i pola E_n dla fali płaskiej jest powiązana zależnością:</p> $P_n(\theta, \phi) = E_n^2(\theta, \phi)$ <p>W związku z tym, punkty połowy mocy na unormowanej charakterystyce pola E_n występują w miejscach, gdzie jej amplituda wynosi 0,707 (czyli $1/\sqrt{2}$) wartości maksymalnej. Wobec tego dla danego diagramu unormowanej charakterystyki pola elektrycznego można zapisać:</p> $\begin{aligned} 0,707 &= \cos^3 \theta \\ \cos \theta &= \sqrt[3]{0,707} \\ \theta &= \cos^{-1}(\sqrt[3]{0,707}) \\ \theta &\cong 27^\circ \end{aligned}$ <p>Biorąc pod uwagę, że wiązka główna jest symetryczna względem osi kąta θ, ostatecznie można zapisać:</p> $HPBW = 2 \cdot \theta = 54^\circ$

	<p>Wizualizacja rozwiązania:</p> 
2.	<p>Antena systemu naziemnej telewizji cyfrowej w standardzie DVB-T, w paśmie częstotliwości 470-790 MHz (kanały 21-60) posiada współczynnik fali stojącej SWR (ang. <i>Standing Wave Ratio</i>) opisany w następujący sposób: $SWR=1:1,5$. Określ maksymalną wartość modułu współczynnika odbicia Γ oraz odpowiadające temu zjawisku straty odbicia RL (ang. <i>Return Loss</i>) dla przedmiotowej anteny.</p> <p>Rozwiązanie</p> <p>Współczynnik fali stojącej wyrażany jest zależnością:</p> $SWR = \frac{1 + \Gamma }{1 - \Gamma }$ <p>Po przekształceniach tej zależności:</p> $ \Gamma = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$ <p>Zgodnie z uzyskaną zależnością, maksymalna wartość modułu współczynnika odbicia wynosi:</p> $ \Gamma = \frac{1,5 - 1}{1,5 + 1} = 0,2$ <p>Odpowiadające temu zjawisku straty odbicia dla przedmiotowej anteny wyznacza się z zależności:</p> $RL = -20 \log(\Gamma) \cong 14 \text{ dB}$
3.	<p>W ramach integracji sieci w całej firmie, rozlokowanej w czterech obiektach (patrz rysunek), postanowiono ujednolicić adresację IP we wszystkich budynkach. Jako zakres adresowy wybrano sieć prywatną o adresie 192.168.10.0/24. W każdym budynku znajduje się router. Urządzenia te należy wykorzystać do połączenia budynków między sobą. Jako administrator sieci komputerowej tej firmy powinienes tak podzielić sieć na podsieci i przydzielić zakresy adresowe, aby zapewnić bezproblemową komunikację w całej firmie. W rozwiązaniu podać należy adresy wydzielonych podsieci, maski i zakresy adresów IP.</p>

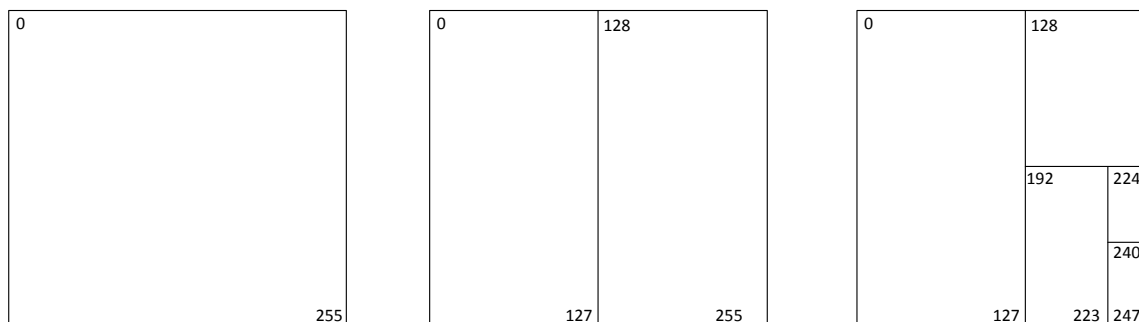


Rozwiązanie

Określamy potrzeby odnośnie adresacji:

- 1) Sieć umożliwiająca podłączenie 120 urzędzeń (budynek A według rysunku),
- 2) Sieć umożliwiająca podłączenie 50 urzędzeń (budynek C według rysunku),
- 3) Sieć umożliwiająca podłączenie 20 urzędzeń (budynek B według rysunku),
- 4) Sieć umożliwiająca podłączenie 10 urzędzeń (budynek D według rysunku),
- 5) Sieć umożliwiająca podłączenie 2 urzędzenia (1 połączenie między budynkami),
- 6) Sieć umożliwiająca podłączenie 2 urzędzenia (2 połączenie między budynkami),
- 7) Sieć umożliwiająca podłączenie 2 urzędzenia (3 połączenie między budynkami).

Potrzeba zatem siedmiu sieci o zróżnicowanych liczbach urzędzeń. Aby rozwiązać zagadnienie posłużymy się metodą podziału sieci z wykorzystaniem techniki VLSM i metodą pudełka. Ponieważ sieć umożliwia podłączenie tylko 254 urzędzeń (co jest wystarczające dla wymaganej liczby obsługiwanych urzędzeń), w metodzie pudełka rozpatrujemy tylko ostatnie 8 bitów.



Kroki podziału sieci

Dzielimy zakres adresowy do momentu uzyskania właściwej liczby podsieci zaczynając od podsieci posiadającej największe wymagania w zakresie liczby adresów IP. Po podziale otrzymujemy:

	Podsieć 1	120 urządzeń	
	Adres	192.168.10.0	
	Maska	255.255.255.128	
	Adres rozgłoszeniowy	192.168.10.127	
	Zakres adresów	192.168.10.1 – 192.168.10.126	
	Podsieć 2	50 urządzeń	
	Adres	192.168.10.128	
	Maska	255.255.255.192	
	Adres rozgłoszeniowy	192.168.10.191	
	Zakres adresów	192.168.10.129 – 192.168.10.190	
	Podsieć 3	20 urządzeń	
	Adres	192.168.10.192	
	Maska	255.255.255.224	
	Adres rozgłoszeniowy	192.168.10.223	
	Zakres adresów	192.168.10.193 – 192.168.10.222	
	Podsieć 4	10 urządzeń	
	Adres	192.168.10.224	
	Maska	255.255.255.240	
	Adres rozgłoszeniowy	192.168.10.239	
	Zakres adresów	192.168.10.225 – 192.168.10.238	
	Podsieć 5	2 urządzenia	
	Adres	192.168.10.240	
	Maska	255.255.255.248	
	Adres rozgłoszeniowy	192.168.10.247	
	Zakres adresów	192.168.10.241 – 192.168.10.246	
	Podsieć 6	2 urządzenia	
	Adres	192.168.10.248	
	Maska	255.255.255.252	
	Adres rozgłoszeniowy	192.168.10.251	
	Zakres adresów	192.168.10.249 – 192.168.10.250	
	Podsieć 7	2 urządzenia	
	Adres	192.168.10.252	
	Maska	255.255.255.252	
	Adres rozgłoszeniowy	192.168.10.255	
	Zakres adresów	192.168.10.253 – 192.168.10.254	
4.	<p>Dane jest źródło generujące ciąg symboli A, F, G, D, M pojawiających się w transmitowanej wiadomości z następującymi prawdopodobieństwami: A – 0,35, F – 0,3, G – 0,17, D – 0,11, M – 0,07. Zakoduj dany ciąg przy użyciu kodu binarnego oraz przy użyciu kodu Shannona-Fano. Oblicz i porównaj skuteczność obu zastosowanych kodów.</p> <p>Rozwiązanie</p> <p>Mając do czynienia z pięcioma symbolami wiemy, że minimalna liczba bitów na jakich można je zakodować w kodzie binarnym wynosi 3 (ponieważ $4 < 5 < 8$). W przypadku</p>		

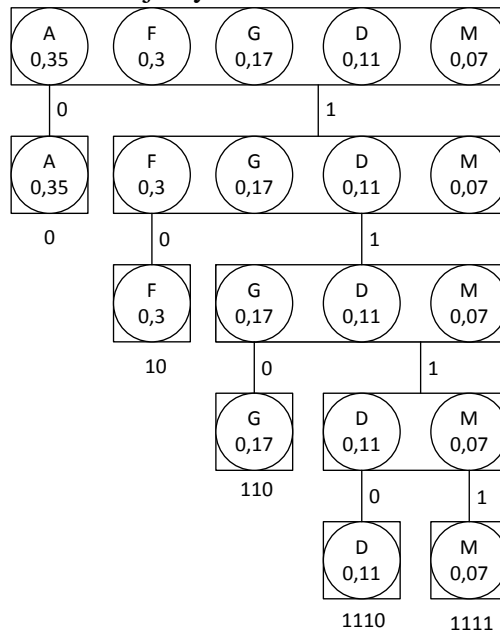
czterech symboli można byłoby użyć dwóch bitów. Do zakodowania liczby symboli z przedziału 5 do 8 konieczne jest osiem bitów.

W naszym przypadku dla kodu binarnego otrzymujemy: (Tabl. 1)

Tablica 1. Kod binarny

Symbol	Prawdopodobieństwo	Kod binarny
A	$p_0 = 0,35$	000
F	$p_1 = 0,3$	001
G	$p_2 = 0,17$	010
D	$p_3 = 0,11$	011
M	$p_4 = 0,07$	100

Dla kodu Shannona-Fano konstruujemy drzewo kodu:



i zapisujemy kody dla poszczególnych symboli w postaci stabelaryzowanej.

Tablica 2. Kod Shannona-Fano

Symbol	Prawdopodobieństwo	Kod Shannona-Fano
A	$p_0 = 0,35$	0
F	$p_1 = 0,3$	10
G	$p_2 = 0,17$	110
D	$p_3 = 0,11$	1110
M	$p_4 = 0,07$	1111

W celu wyliczenia i porównania efektywności obu kodów w pierwszej kolejności wyliczamy entropię źródła przy określonych w zadaniu prawdopodobieństwach:

$$H = -\sum_{i=0}^n p_i \log_2 p_i,$$

$$H = -(0,35 \log_2 0,35 + 0,3 \log_2 0,3 + 0,17 \log_2 0,17 + 0,11 \log_2 0,11 + 0,07 \log_2 0,07) = 2,1.$$

Następnie należy wyznaczyć średnią długość zastosowanego kodu. Z zależności:

$$l_{sr} = \sum_{i=0}^n p_i l_i,$$

gdzie l_i – liczba bitów, przez którą reprezentowany jest symbol (długość symbolu kodowego), obliczamy ten parametr zarówno dla kodu binarnego, jak i Shannona-Fano. Dla ułatwienia obliczeń w tablicy 3 podano długości symboli kodowych wyznaczone dla przedmiotowych kodów z tablic 1 i 2.

Tablica 3. Długości symboli kodowych dla kodu binarnego i kodu Shannona-Fano

Symbol	Długość symbolu kodowego w kodowaniu binarnym	Długość symbolu kodowego w kodowaniu Shannona-Fano
A	$l_0 = 3$	$l_0 = 1$
F	$l_1 = 3$	$l_1 = 2$
G	$l_2 = 3$	$l_2 = 3$
D	$l_3 = 3$	$l_3 = 4$
M	$l_4 = 3$	$l_4 = 4$

Średnie długości kodów wynoszą zatem odpowiednio:

$$l_{srB} = 0,35 \cdot 3 + 0,3 \cdot 3 + 0,17 \cdot 3 + 0,11 \cdot 3 + 0,07 \cdot 3 = 3,$$

$$l_{srSF} = 0,35 \cdot 1 + 0,3 \cdot 2 + 0,17 \cdot 3 + 0,11 \cdot 4 + 0,07 \cdot 4 = 2,18.$$

Skuteczność kodowania dla obu typów kodów wyznaczamy z poniższej zależności:

$$\eta = \frac{H}{l_{sr}}$$

Po dokonaniu niezbędnych obliczeń mamy dla kodu binarnego skuteczność kodowania $\eta_B = 0,7$, zaś dla kodu Shannona-Fano $\eta_{SF} = 0,96$. Jak widać z uzyskanych wyników, skuteczniejsze jest kodowanie Shannona-Fano.

5. W pewnym 10-bitowym cyfrowym systemie transmisyjnym SNR=60 dB dla pasma 500 kHz. W wyniku tzw. dywidendy cyfrowej pojawiła się możliwość zwiększenia szerokości pasma pracy tego systemu do 600 kHz. Dodatkowe możliwości systemu przeznaczono na poprawę jego rozdzielczości bitowej. Jaką nową wartość S/N będzie można uzyskać w tym systemie i przy jakiej ilości transmitowanych bitów?

Rozwiązanie

Dla obecnie wykorzystywanych 10 bitów zajmowane pasmo to 500 kHz. Jak wiadomo, szerokość widma sygnału (pasmo) B zależy odwrotnie proporcjonalnie od czasu trwania τ najkrótszego impulsu zawartego w tym sygnale:

$$B = \frac{1}{\tau}$$

Jeśli zatem pasmo poszerzyć do 600 kHz, tzn. o 20%, to w takim samym stopniu należy zmniejszyć czas trwania bitów τ . Innymi słowy, w danej jednostce czasu „zmieści się” większa liczba bitów. Może ich być o 20 % więcej, czyli w naszym wypadku 12 zamiast 10.

Korzystając z zależności:

$$\frac{S}{N}, dB = 6 \cdot n,$$

gdzie n jest rozdzielczością bitową systemu, mamy:

$$S/N = 6 \cdot 12 = 72 \text{ dB} = 15,85 \cdot 10^6 \text{ dla 12 bitów}$$

$$S/N = 6 \cdot 10 = 60 \text{ dB} = 10^6 \text{ dla 10 bitów}$$

Jak widać dla niewielkiego wzrostu szerokości pasma uzyskano wzrost rozdzielczości z 10 do 12 bitów i 15,85-krotny wzrost SNR (o 12 dB).

6.	<p>Współczynnik szumów pewnego czwórnika o wzmacnieniu mocy $k_p = 13 \text{ dB}$ wynosi $F = 6 \text{ dB}$. Został on wyznaczony przy mocy szumu wejściowego $N_{we} = -70 \text{ dBW}$. Jaki stosunek S/N na wyjściu czwórnika uzyskamy dla $S_{we} = 1 \text{ mW}$ i $N_{we} = 1 \mu\text{W}$?</p> <p>Rozwiązanie Przyjrzyjmy się parametrom czwórnika:</p> $k_p = 13 \text{ dB} = 20 \frac{\text{W}}{\text{W}}$ $F = 6 \text{ dB} = 4 \frac{\text{W}}{\text{W}}$ $N_{we} = -70 \text{ dBW} = 0,1 \mu\text{W}$ <p>$F=4$ oznacza, że w czasie pomiaru współczynnika szumów moc szumów na wyjściu czwórnika była 4-krotnie większa niż dla czwórnika bezszumnego.</p> <p>W przypadku czwórnika bezszumnego ($F=1$) dla $N_{we} = 0,1 \mu\text{W}$ i $k_p = 20 \frac{\text{W}}{\text{W}}$:</p> $N_{wy} = N_{we} \cdot k_p = 2 \mu\text{W}$ <p>W przypadku czwórnika rzeczywistego o $F=4$ i dla $N_{we} = 0,1 \mu\text{W}$ oraz $k_p = 20 \frac{\text{W}}{\text{W}}$:</p> $N_{wy} = N_{we} \cdot k_p \cdot F = 8 \mu\text{W}$ <p>Widać, że analizowany czwórnik rzeczywisty wprowadza „od siebie” dodatkową moc szumów na wyjściu na poziomie $6 \mu\text{W}$.</p> <p>Wracając do właściwego zadania:</p> $S_{wy} = S_{we} \cdot k_p = 1 \text{ mW} \cdot 20 \frac{\text{W}}{\text{W}} = 20 \text{ mW}$ $N_{wy} = N_{we} \cdot k_p + 6 \mu\text{W} = 1 \mu\text{W} \cdot 20 \frac{\text{W}}{\text{W}} + 6 \mu\text{W} = 26 \mu\text{W}$ <p>Ostatecznie mamy:</p> $\frac{S_{wy}}{N_{wy}} = \frac{20 \text{ mW}}{26 \mu\text{W}} = 769,23 = 28,86 \text{ dB}$ <p>Dla podanych parametrów czwórnika uzyskano $S/N=28,86 \text{ dB}$.</p>
----	--

<p>Opracowali: dr hab. inż. Marek GOTFRYD, prof. PRz dr inż. Bartosz PAWŁOWICZ dr inż. Kazimierz KAMUDA dr inż. Piotr JANKOWSKI- MIHUŁOWICZ mgr inż. Mariusz SKOCZYŁAS</p>	<p>Sprawdził: dr inż. Jacek Majewski</p>	<p>Zatwierdził: Przewodniczący Rady Naukowej Olimpiady dr hab. inż. Sławomir Cieślak</p>
---	---	---