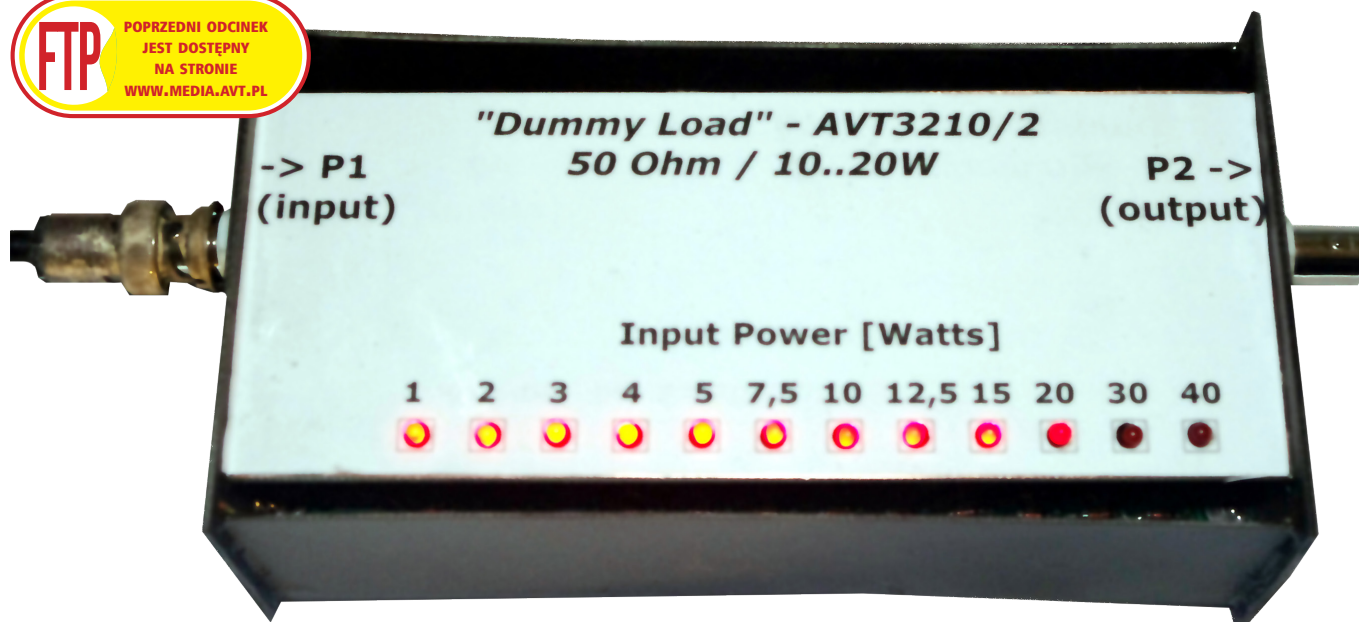




Sztuczne obciążenie w.cz. o impedancji 50 Ω (2)

W drugiej części tej publikacji opisano projekt sztucznego obciążenia zmiennoprądowego w.cz. o dopuszczalnej ciągłej mocy strat rzędu 10...20 W (nieco więcej, niż QRP), przeznaczonego do pracy w pasmie KF. Urządzenie pozwala na komfortowe testowanie urządzeń nadawczych o chwilowej mocy szczytowej sięgającej nawet 40 W, ponieważ oprócz precyzyjnego wyjścia pomiarowego zostało wyposażone także w 12 detektorów progowych ze wskaźnikami na diodach LED. Pozwalają one szybko i łatwo ocenić oddawaną moc na poziomach od 1 do 40 W.

Opisane w tej części artykułu urządzenie, to także tzw. sztuczne obciążenie (ang. *dummy load*) zmiennoprądowe, przeznaczone do pracy z częstotliwościami radiowymi (w.cz.) z przedziału od około 100 kHz do 30 MHz. Może ono pełnić funkcję wzorcowego obciążenia wyjścia wzmacniacza mocy w.cz. (o dopasowanej rezystancji $R_{load}=50\ \Omega$) dla ciągłych mocy wyjściowych sięgających 20 W i chwilowych (szczytowych) do 40 W. Znajdzie zastosowanie w trakcie wszelkich prób technicznych oraz napraw, regulacji czy strojenia wzmacniaczy, kiedy rzeczywiste obciążenie antenowe nie jest dostępne lub nie zapewnia stałej i rzeczywistej, dopasowanej impedancji, równej dokładnie 50 Ω w całym wymaganym paśmie częstotliwości.

Zasada działania i właściwości urządzenia

Schemat opisywanego przyrządu pomiarowego pokazano na **rysunku 1**. Sygnał

mocy w.cz. należy doprowadzić do wejścia P1 w postaci koncentrycznego, męskiego gniazda typu BNC. Należy przyjąć, że ten typ złącza jest wystarczający dla przenoszonych mocy ciągłych nie przekraczających 20 W.

Sygnał wejściowy mocy jest wprowadzany na zestaw połączonych równolegle 40 sztuk rezystorów R1...R40 o opornościach równych 2 k Ω i tolerancjach 1% oraz nominalnych mocach strat termicznych równych 0,25 W. Zastosowanie rezystorów o tolerancji 1% zapewnia dobre własności impedancyjne i dopasowanie przyrządu do źródła energii (rozrzuty rezystancji oporników z tej samej serii produkcyjnej często bywają podobne i wówczas nie kompensują się w ramach wypadkowej impedancji ich połączenia równoległego). Urządzenie jest w stanie bezproblemowo odprowadzać $40 \times 0,25\text{ W} = 10\text{ W}$ mocy ciągłej, jednak praktyczne testy wykazały, że przy odpowiednio starannej konstrukcji przyrząd bez problemu wytrzyma kilkunastominutowe obciążenie

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.media.avt.pl

W ofercie AVT* AVT-3210

Podstawowe parametry:

- impedancja równa dokładnie 50 Ω ,
- przeznaczone do pracy z częstotliwościami z przedziału 100 kHz...30 MHz,
- ciągła moc wyjściowa do 20 W i chwilowa do 40 W,
- 12 detektorów progowych ze wskaźnikami na diodach LED.

Projekty pokrewne na www.media.avt.pl:

- AVT-3210 Sztuczne obciążenie w.cz. o impedancji 50 Ω (EP11/2019)
- AVT-5586 Programowalne sztuczne obciążenie DC (EP 11/2018)
- AVT-5510 Sztuczne obciążenie (EP 8/2015)
- AVT-1797 Sztuczne obciążenie wysokonapięciowe (EP 4/2014)
- AVT-5318 Miernik mocy skutecznej wzmacniacza audio (EP 11/2011)
- AVT-318 Obciążenie aktywne (EP 12/1996-1/1997)

*** Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania!

Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlutować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw
- [B] (elementy wlutowane w płytkę PCB)
- wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji
- Kity w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A+] – płytkę drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja
- wersja [UK] – zaprogramowany układ

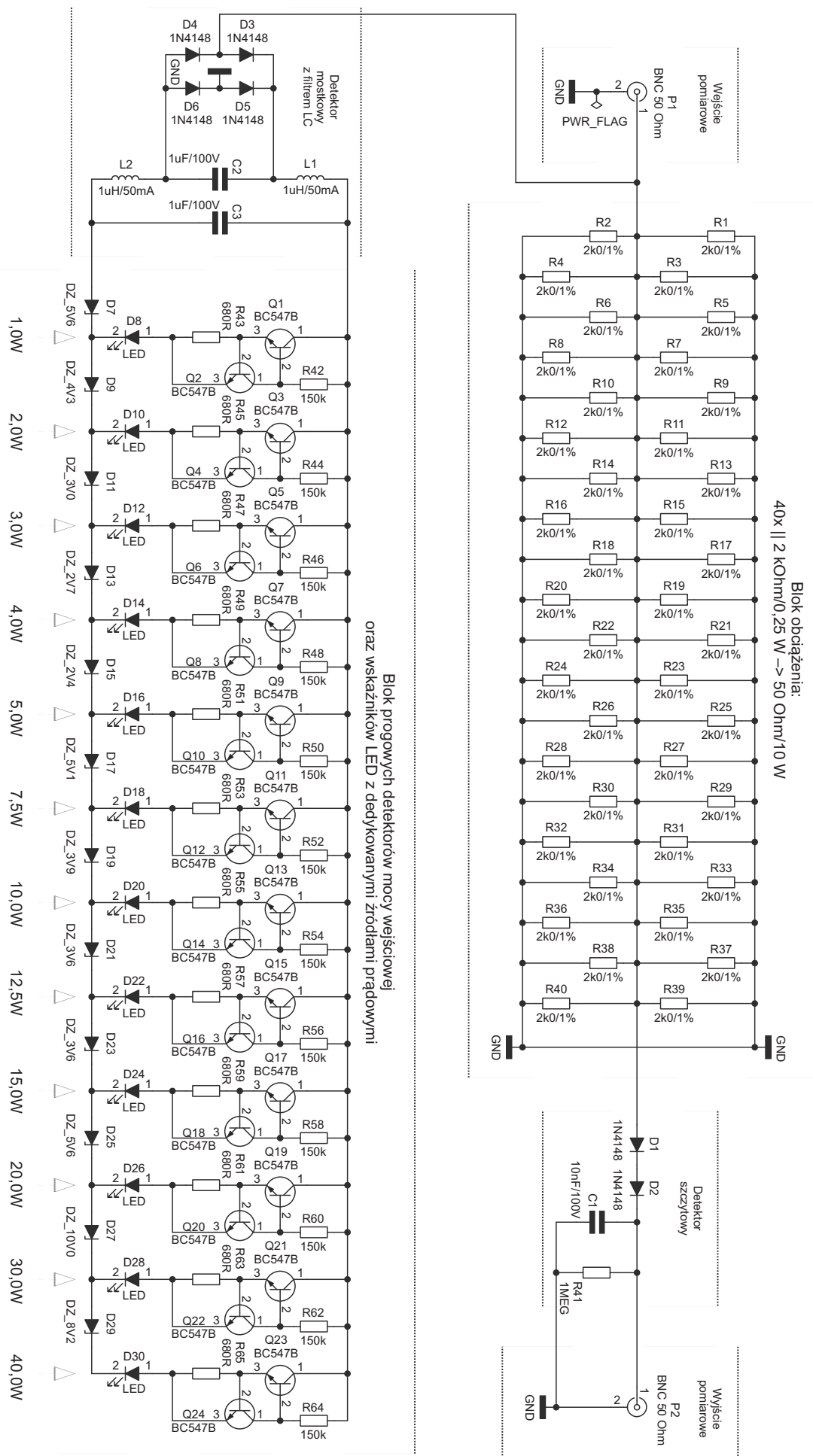
Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik pdf! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! <http://sklep.avt.pl>. W przypadku braku dostępności na <http://sklep.avt.pl>, osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

mocą nawet do 20 W – bez nagrzewania się do niebezpiecznych temperatur.

Zastosowanie oporników o mocy zwiększonej do 0,5 W podwoiło by maksymalną moc odbieraną, ale mogłoby pogorszyć

właściwości impedancyjne przyrządu – głównie z uwagi na większe pasożytnicze indukcyjności takich oporników. Warto dodać, że **konstrukcja oparta o zestaw połączonych równolegle małych rezystorów o niewielkich dopuszczalnych mocach strat, zamiast mniejszej ilości rezystorów (czy nawet pojedynczego opornika) o większych mocach jest celowym zabiegiem konstruktorskim, mającym na celu zmniejszenie wypadkowej pasożytniczej indukcyjności szeregowej obciążenia (efekt równoległego połączenia oporników) oraz poprawy warunków oddawania ciepła przez zestaw oddalonych od siebie rezystorów).**

Równolegle do zestawu oporników dołączony jest prosty, jednopółkowy, szeregowy detektor szczytowy z diodami D1 i D2 (1N4148). Należy tu wyjaśnić, że użycie w detektorze dwóch diod, połączonych szeregowo, ma na celu zwiększenie wstecznego napięcia przebicia takiego zestawu, które dla pojedynczej diody 1N4148 wynosi 50 V (wartość gwarantowana przez producenta). Użycie pojedynczej diody mogłoby spowodować jej przebicie przy większych mocach mierzonych. Oczywiście, nieco większy spadek napięcia przewodzenia na takim zestawie diod został uwzględniony w zamieszczonych dalej materiałach, pozwalających odczytać mierzoną moc wejściową *Pin* z napięcia na detektorze (port P2). Kondensator C1 (10 nF) z rezystorem R41 (1 MΩ) dla wyprostowanego



Rysunek 1. Schemat elektryczny sztucznego obciążenia w.cz.

napięcia wejściowego $U_{in}(P1)$ stanowią równoległy filtr RC o stałej czasowej równej 10ms, odpowiedniej dla mierzonych sygnałów o częstotliwościach poniżej 100 kHz i więcej. Zmierzone napięcie podawane jest na port wyjściowy P2, zrealizowany także w formie gniazda BNC, co umożliwia wyprośowanie sygnału mierzonego z zastosowaniem koncentrycznego kabla ekranowanego (ochrona przed zakłóceniami).

Druga część urządzenia służy do szybkiej, wizualnej prezentacji mierzonej mocy za pomocą wskaźników z diodami LED. Chociaż sam pomiar może być tu obarczony pewnymi niedokładnościami, wynikającymi przede wszystkim z rozrzutu napięć przewodzenia zastosowanych diod: Zenera oraz LED, to wbrew pozorom taka forma prezentacji pomiaru może być niezwykle użyteczna podczas wszelkich eksperymentów i regulacji, kiedy tzw. „szybki rzut okiem” pozwala odczytać wartość.

Do wejścia sygnału mierzonego (port P1) podłączony jest bezpośrednio blok mostkowego detektora z filtrem LC. Składa się z klasycznego, dwupółprzewodnikowego prostownika w układzie Graetza z diodami D3...D6 (1N4148) oraz filtrem LC z dławikami L1 (1 μ H) i L2 (10 μ H) a także z kondensatorami C2 i C3 (1 μ F). Zastosowany filtr LC ma topologię symetrycznego filtra typu „Pi”, a wartości i typy elementów dobrane zostały tak, aby skutecznie filtrować wyprostowany sygnał w całym paśmie częstotliwości, dla którego przeznaczony jest omawiany przyrząd. W szczególności, należy tu zwrócić uwagę na fakt, że **użyto dwóch dławików o różnych nominalnych indukcyjnościach, ponieważ ich rzeczywiste parametry zmieniają się silnie wraz z częstotliwością** – głównie z powodu występowania: pasożytniczych pojemności, efektu naskórkowości a także różnych fizycznych

parametrów zastosowanych rdzeni. Należy także podkreślić, że zastosowane połączenie prostownika w układzie Graetza z filtrem LC sprawia, że za tym drugim w dalszej części urządzenia nie występują już żadne połączenia do masy urządzenia, a **całość przyrządu nie wymaga zastosowania żadnego zasilania zewnętrznego**.

Za opisanym blokiem zasilającym występuje blok progowych detektorów mocy wejściowej oraz wskaźników LED z dedykowanymi źródłami prądowymi. Blok ten przystosowano do progowego wykrywania osiąganych kolejno wartości mocy: 1, 2, 3, 4, 5, 7,5, 10, 12,5, 15, 20, 30 i 40 W. Zasada działania tego bloku jest podobna dla wszystkich dwunastu progów mocy i dlatego zostanie dalej szczegółowo omówiona tylko dla pierwszych dwóch progów, równych 1 i 2 W.

Wskazująca (przez zaświecenie się) osiągnięcie progu 1 W dioda D8 (czerwona LED) jest zasilana przez źródło prądowe z tranzystorami Q1 i Q2 (BC547B) oraz rezystorami R42 (150 k Ω) i R43 (680 Ω). Przeznaczeniem tego źródła prądowego jest wyrównanie prądu świecenia diody D8 do poziomu około 1 mA w szerokim zakresie mierzonych mocy wejściowych, a więc i napięć na wyjściu omówionego wcześniej prostownika mostkowego. Jest to klasyczny już układ źródła prądowego, dobrze znany z wielu popularnych układów scalonych wzmacniaczy operacyjnych i wzmacniaczy mocy.

Główny prąd tego źródła przepływa przez obwód kolektor-emiter tranzystora Q1 oraz przez rezystor R43. Baza tranzystora Q1 jest polaryzowana przez rezystor R42 o wartości dobranej tak, by przy minimalnej katalogowej wartości stałoprądowego wzmocnienia prądowego $h_{21E}=200$ (popularnie zwanego „betą stałoprądową”) tego tranzystora był on w stanie swobodnie przewodzić prąd 1 mA. Zatem prąd bazy $I_b(Q1)$ powinien wynosić przynajmniej 1 mA/200=5 μ A. Przyjęto, że źródło prądowe powinno poprawnie pracować już przy minimalnym napięciu na nim, równym $U_{srcmin}=2,0$ V. Jeżeli założymy, że przy normalnej pracy źródła napięcia baza-emiter tranzystorów Q1 i Q2 wyniosą $U_{be}(Q1)=U_{be}(Q2)=0,65$ V (wartości przybliżone, ale bardzo bliskie rzeczywistym), to z warunku na sumę napięć w jednym z podobwodów rozpatrywanego źródła wynika: $U_{cemin}(Q1)=U_{srcmin}-U_{be}(Q1)-U_{be}(Q2)$. Stąd obliczamy wprost wartość $U_{cemin}(Q1)=0,7$ V. Ponieważ wymagany prąd bazy $I_b(Q1)=5$ μ A musi być zapewniony już przy wyliczonej wartości $U_{cemin}(Q1)=0,7$ V to z prawa Ohma uzyskujemy proste wyliczenie wartości rezystora $R42=0,7$ V/5 μ A=140 k Ω . W praktyce przyjęto bliską wartość z popularnego typoposzeru E6 o tolerancji 20% (lepsza tolerancja, w tym wypadku z uwagi na bardzo bezpieczne wcześniejsze założenia, nie jest

potrzebna) równą $R42=150$ k Ω . Za ograniczenie prądu źródła do przyjętej wartości $I_{src}=1$ mA odpowiadają tranzystor Q2 wraz z rezystorem R43. Działanie tego tandemu jest bardzo proste: główny prąd źródła I_{src} płynie przez rezystor R43. Kiedy napięcie na rezystorze R43 osiąga wartość zbliżoną do 0,65 V, wówczas tranzystor Q2 otwiera się a wtedy „wyciąga” prąd polaryzujący bazę tranzystora Q1, co z kolei powoduje przytykanie tego ostatniego. Z tego mechanizmu wynika wprost wzór na wartość rezystora R43: $R43=0,65$ V/ I_{src} , co daje wartość 650 Ω (w praktyce przyjęto zbliżoną wartość 680 Ω).

Obwód indykatora dla pierwszego progu zamyka dioda Zenera D7 (BZX55B5V6 – na 5,6 V). Jeśli zatem wyprostowane i odfiltrowane napięcie na wyjściu bloku detektora przekroczy odpowiedni próg napięciowy, to nastąpi zaświecenie diody D8. Prógi ten należy liczyć jako sumę: referencyjnego napięcia Zenera na diodzie D7, napięcia przewodzenia diody D8 oraz napięcia poprawnego zadziałania źródła prądowego z elementami: Q1, Q2, R42 i R43. W przypadku kolejnego stopnia indykatora praca źródła prądowego (elementy: Q3, Q4, R44, R45) oraz diody LED D10 wygląda analogicznie. Natomiast napięcie referencyjne jest sumą napięć Zenera na obu szeregowo połączonych diodach: D7 (BZX55B5V6 – na 5,6 V) oraz D9 (BZX55B4V3 – na 4,3 V). Dla kolejnych stopni sytuacja wygląda analogicznie: napięcia referencyjne są sumami napięć Zenera dla wszystkich stopni aż do bieżącego. Szczegóły projektowania oraz sposób doboru wartości napięć Zenera dla kolejnych diod D7, D9, D11...D29 omówiono w dalszej części artykułu.

Metodyka projektowania układu i rezultaty analiz symulacyjnych

Projektowanie bloku obciążenia z detektorem szczytowym nie wymaga wyjaśnień (istotne aspekty zostały omówione powyżej), druga część urządzenia niewątpliwie

Wykaz elementów:

Rezystory:

R1...R40: 2 k Ω /0,25 W/1%
R41: 1 M Ω /0,25 W/5%
R42, R44...R64: 150 k Ω /0,25 W/5%
R43, R45...R65: 680 Ω /0,25 W/5%

Kondensatory:

C1: 10 nF/100 V
C2, C3: 1 μ F/100 V

Dławiki:

L1: 1 μ H/50 mA
L2: 10 μ H/50 mA

Półprzewodniki:

D1...D6: 1N4148/D0-35
D8, D10...D30: diody LED czerwone 3 mm
D7, D25: dioda Zenera BZX55C5V6
D9: dioda Zenera BZX55C4V3
D11: dioda Zenera BZX55C3V0
D13: dioda Zenera BZX55C2V7
D15: dioda Zenera BZX55C2V4
D17: dioda Zenera BZX55C5V1
D19: dioda Zenera BZX55C3V9
D21, D23: dioda Zenera BZX55C3V6
D27: dioda Zenera BZX55C10V0
D29: dioda Zenera BZX55C8V2
Q1...Q24: BC547B/T0-92

Pozostałe:

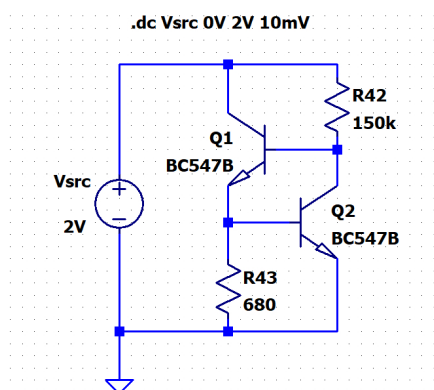
P1, P2: gniazda BNC 50 Ω (kątowe, lutowane do druku)
Obudowa: wg opisu w tekście.

REKLAMA

STM32
TECHDAYS

techdays@techdays.pl
TECHDAYS.PL

CERTYFIKOWANY
PARTNER
SZKOLENIOWY



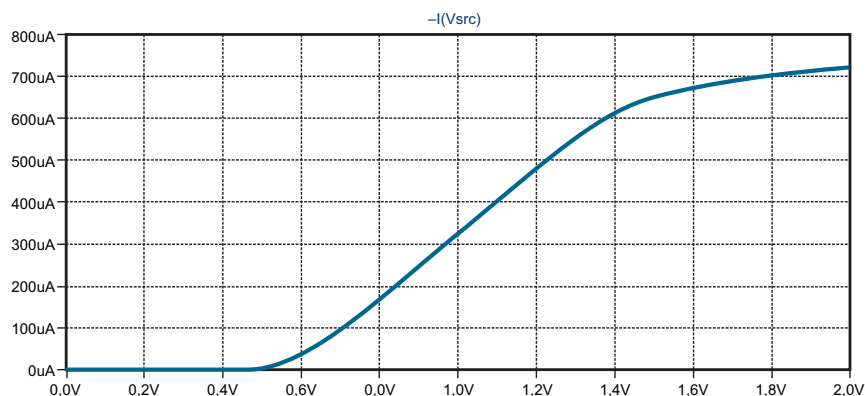
Rysunek 2. Schemat układu do symulacji źródła prądowego

powinna zostać uzupełniona o takie wyjaśnienia. Szczególnie istotne jest to, w jaki sposób zostały dobrane napięcia Zenera diod: D7, D9...D29. Zdefiniowano następujące aspekty do weryfikacji:

1. jakie musi być rzeczywiste napięcie V_{src} na źródle prądowym, by było ono w stanie przewodzić 50% maksymalnej wartości I_{src} czyli 500 μA ?
2. jakie jest napięcie przewodzenia U_{fwd} typowej, czerwonej diody LED o średnicy 3 mm przy 50% maksymalnej wartości I_{src} ?
3. jakie są dostępne wartości napięć Zenera U_z dla wybranego typu diod Zenera i jakie są pozostałe istotne parametry tych diod?

Pierwszy z powyższych aspektów został zweryfikowany na drodze symulacji komputerowej za pomocą popularnego symulatora układów elektronicznych LTSpice. **Rysunek 2** pokazuje schemat układu, użytego do przeprowadzenia dedykowanej analizy stałoprądowej, w ramach której badana jest zmiana prądu źródła $I(V_{src})$ w funkcji napięcia na nim V_{src} w zakresie 0...2 V z krokiem 10 mV (dyrektywa: **.dc Vsrc 0 V 2 V 10 mV**). Jak wynika z **rysunku 3**, wartość prądu źródła $I_{src}=500 \mu A$ jest osiągana przy napięciu na źródle równym około $V_{src}=1,23 V$. Oczywiście, należy tu liczyć się z faktem, że wartości te są jak najbardziej reprezentatywne, ale dotyczą parametrów elementów modelowych (wg danych producenta). Rzeczywiste elementy zwykle nieco odbiegają wartościami parametrów od przyjętych wartości modelowych, co jednak nie czyni rezultatów symulacji nieprzydatnymi.

Drugi z podanych aspektów dotyczy dwóch kwestii: dość znacznej różnorodności parametrów dostępnych na rynku podzespołów oraz sposobu modelowania podstawowych charakterystyk diod LED (<http://bit.ly/2OfiQv>), które zależą zarówno od fizycznych wymiarów złącza jak i od materiału, z którego ono zostało wykonane. W przypadku tego projektu kluczowe są statyczne (stałoprądowe) charakterystyki prądowo-napięciowe $I_{fwd}=F(U_{fwd})$. Na **rysunku 4**



Rysunek 3. Rezultaty symulacji źródła prądowego

zestawiono graficzne charakterystyki prądowo-napięciowe czterech przykładowych czerwonych diod LED o średnicy 3 mm, pobrane z kart katalogowych ich producenta, czyli popularnej firmy Kingbright. Są to kolejno:

- a. L-934SRC-E („SUPER BRIGHT RED”, w zaokrąglonej oprawce),
- b. L-934ID („HIGH EFFICIENCY RED”, w zaokrąglonej oprawce),
- c. L-424IDT („HIGH EFFICIENCY RED”, w cylindrycznej oprawce),
- d. L-424HDT („BRIGHT RED”, w cylindrycznej oprawce).

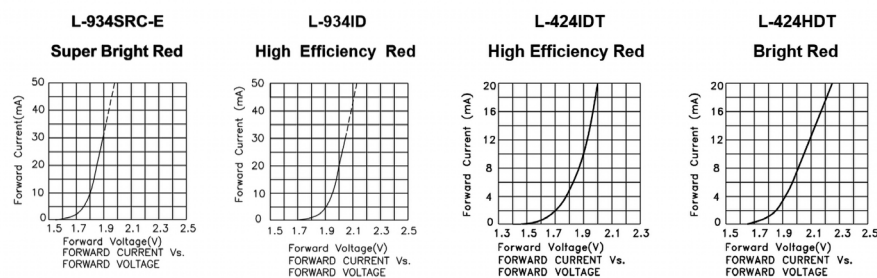
Na drugich stronach kart katalogowych podanych typów diod producent „wylewa na nas” przysłowiowy „kubel zimnej wody”, bowiem wynika z nich m.in. to, że dla testowego prądu przewodzenia zapalanej diody $I_{fwd} = 20 \text{ mA}$ napięcie U_{fwd} między anodą a katodą przytoczonych diod LED może wahać się nawet między 1,85 a 2,5 V (w zależności od konkretnego typu diody). Należy wziąć pod uwagę, że są to wartości skrajne, które nie powinny występować w typowych przypadkach, a katalogowa wartość prądu testowego jest znacznie wyższa od interesujących nas prądów w zakresie od 0,5...1 mA.

Charakterystyki czterech przykładowych diod nie są identyczne i trudno z nich jednoznacznie odczytać wartość napięcia przewodzenia U_{fwd} dla tak małych prądów, jak 0,5 czy 1 mA. Występują pewne różnice zarówno w wartościach umownego progu napięcia U_{fwd} , od którego rozpoczyna się przewodzenie prądu jasnej diody LED, jak i w nachyleniach tych charakterystyk w obszarach przewodzenia. W programie LTSpice

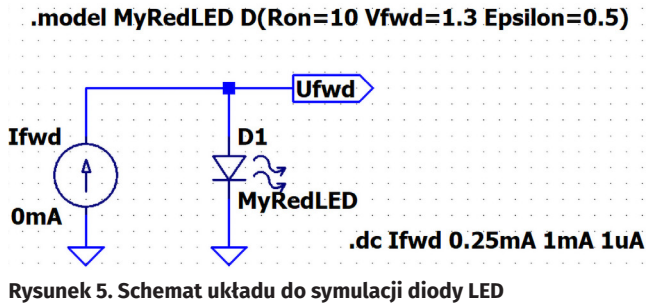
są dostępne dwa rodzaje generalnych modeli szeroko pojętych diod półprzewodnikowych. Jeden z nich jest modelem dokładnym i uwzględnia kilkadziesiąt parametrów, które odnoszą się wprost do właściwości i zjawisk fizycznych, zachodzących w złączu półprzewodnikowym. Użycie aż tak złożonego modelu diody LED nie jest uzasadnione. Drugi z dostępnych modeli, to uproszczony model stałoprądowy, który można określić mianem behawioralnego czyli takiego, który nie odnosi się wprost do zjawisk fizycznych w modelowanym obiekcie, lecz podchodzi do jego własności opisowo, a charakterystyka prądowo-napięciowa diody jest aproksymowana funkcjami, które w możliwie najprostszym sposobie, możliwie najdokładniej odwzorowują jej rzeczywisty (dokładny) przebieg. Model stałoprądowy nie uwzględnia żadnych zjawisk dynamicznych, czyli opisujących reakcję elementu na zmiany występowania o różnym zakresie i szybkości, ma też stosunkowo niewiele parametrów.

W tym zadaniu projektowym, w procesie modelowania diody LED, nie są istotne ani parametry dotyczące przewodzenia tego elementu „wstecz” (R_{rev} , $Revilimit$, $Revepsilon$) ani też parametry, które mogą służyć do modelowania przewodzenia „w przód” zarówno przy bardzo małych jak i przy bardzo dużych prądach (R_{off} , $Ilimit$). Zatem, przy modelowaniu charakterystyki prądowo-napięciowej czerwonej diody LED, na potrzeby tego projektu, wystarczy ustalić wartości parametrów: R_{on} , V_{fwd} oraz $Epsilon$.

- R_{on} – rezystancja dynamiczna w stanie przewodzenia w przód (od anody do katody),



Rysunek 4. Charakterystyki prądowo-napięciowe rozważanych diod LED



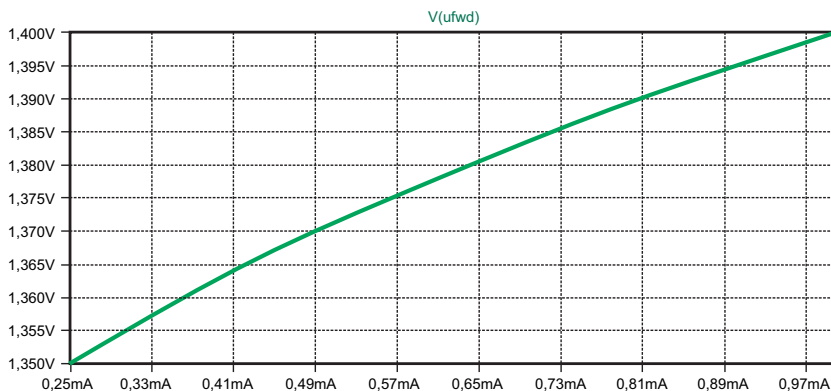
- V_{fwd} – napięciowy próg rozpoczęcia przewodzenia,
- $Revepsilon$ – parametr analogiczny do $Epsilon$ dla przewodzenia „wstecz” ($Epsilon$ – szerokość przedziału napięcia, w którym charakterystyka $I_{fwd}=F(U_{fwd})$ jest aproksymowana funkcją kwadratową przy przewodzeniu „w przód”).

Na podstawie analizy charakterystyk, przedstawionych na **rysunku 4**, przyjęto wartości, odzwierciedlone dyrektywą programu LTSpice następująco: **.model MyRedLED D(Ron=10 Vfwd=1.3 Epsilon=0.5)**.

Na **rysunku 5** pokazano schemat prostego układu testowego, który (drogą symulacji w programie LTSpice) posłużył do wyznaczenia napięcia U_{fwd} na diodzie LED w zakresie prądów $I_{fwd}=0...1$ mA. Symulację przeprowadzono z użyciem tzw. źródła prądowego, wymuszającego przepływ prądu I_{fwd}

1uA. W rezultacie tej symulacji (**rysunek 6**) ustalono, że napięcie U_{fwd} na zamodelowanej (modelowej – zgodnie z analizowanymi kartami katalogowymi) czerwonej diodzie LED wyniesie 1,37 V przy $I_{fwd}=0,5$ mA oraz 1,40 V przy $I_{fwd}=1$ mA. Na potrzeby dalszych analiz przyjęto roboczą wartość $U_{fwd}=1,4$ V.

Trzeci z wymienionych powyżej aspektów dotyczy potencjalnych źródeł napięć referencyjnych, czyli diod Zenera. W szczególności, istotne jest to, jakie są dostępne wartości napięć Zenera U_z dla wybranego typu diod Zenera i jakie są pozostałe istotne parametry tych diod? Do projektu wybrano popularne diody z serii BZX55 produkcji uznanej firmy *Vishay Semiconductors*. Są to diody wykonane w technologii obudowy THT, o zakresach napięć Zenera od 2,4...75 V, przeznaczone do pracy

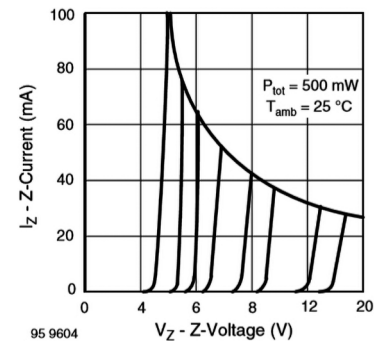


Rysunek 6. Rezultaty symulacji diody LED

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)											
PART NUMBER	ZENER VOLTAGE RANGE			TEST CURRENT		REVERSE LEAKAGE CURRENT			DYNAMIC RESISTANCE		TEMPERATURE COEFFICIENT
	V_z at I_{ZT1}			I_{ZT1}	I_{ZT2}	I_R at V_R			Z_z at I_{ZT1}	Z_{ZK} at I_{ZT2}	TK_{Vz}
	V			mA		$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$	$T_{amb} = 150^{\circ}\text{C}$		$f = 1\text{ kHz}$		
	MIN.	NOM.	MAX.			μA	μA	V	Ω	Ω	
BZX55B2V4	2.35	2.4	2.45	5	1	< 50	< 100	1	< 85	< 600	-0.09
BZX55B2V7	2.64	2.7	2.76	5	1	< 10	< 50	1	< 85	< 600	-0.09
BZX55B3V0	2.94	3.0	3.06	5	1	< 4	< 40	1	< 90	< 600	-0.08
BZX55B3V3	3.24	3.3	3.36	5	1	< 2	< 40	1	< 90	< 600	-0.08
BZX55B3V6	3.52	3.6	3.68	5	1	< 2	< 40	1	< 90	< 600	-0.08
BZX55B3V9	3.82	3.9	3.98	5	1	< 2	< 40	1	< 90	< 600	-0.08
BZX55B4V3	4.22	4.3	4.38	5	1	< 1	< 20	1	< 90	< 600	-0.06
BZX55B4V7	4.6	4.7	4.8	5	1	< 0.5	< 10	1	< 80	< 600	-0.05
BZX55B5V1	5	5.1	5.2	5	1	< 0.1	< 2	1	< 60	< 550	-0.02
BZX55B5V6	5.48	5.6	5.72	5	1	< 0.1	< 2	1	< 40	< 450	-0.05
BZX55B6V2	6.08	6.2	6.32	5	1	< 0.1	< 2	2	< 10	< 200	0.03
BZX55B6V8	6.66	6.8	6.94	5	1	< 0.1	< 2	3	< 8	< 150	0.03
BZX55B7V5	7.35	7.5	7.65	5	1	< 0.1	< 2	5	< 7	< 50	0.03
BZX55B8V2	8.04	8.2	8.36	5	1	< 0.1	< 2	6.2	< 7	< 50	0.03
BZX55B9V1	8.92	9.1	9.28	5	1	< 0.1	< 2	6.8	< 10	< 50	0.03
BZX55B10	9.8	10	10.2	5	1	< 0.1	< 2	7.5	< 15	< 70	0.03

Rysunek 7. Wybrane parametry elektryczne diod Zenera z serii BZX55

w diodzie LED, natomiast napięcie na tym elemencie było próbkiwane na wyjściu dedykowanego portu U_{fwd} . Do przeprowadzenia symulacji, realizowanej z krokiem 1 μA , wpisano dyrektywę programu LTSpice: **.dc Ifwd 0mA 1mA**



Rysunek 8. Charakterystyki $I_z=F(U_z)$ dla diod Zenera z serii BZX55

z prądami rzędu kilku mA i o maksymalnej mocy strat rzędu 500 mW. W karcie katalogowej producent zachwala ich bardzo strome wsteczne charakterystyki prądowo-napięciowe już przy niskich prądach wstecznych, wysoką stabilność oraz niskie szumy własne. Na **rysunku 7** pokazano fragment tabeli z parametrami elektrycznymi dla tej serii w zakresie zainteresowań opisywanego projektu. Wynika z niej, że podane wartości napięć Zenera U_z zostały określone dla konkretnej wartości prądu wstecznego (5 mA) i mogą być obarczone pewnymi odchyleniami. Natomiast wartości rezystancji dynamicznej są wartościami granicznymi (maksymalnymi), określonymi dla częstotliwości $f=1\text{ kHz}$ i niekoniecznie można na nich polegać przy projektowaniu układu, w którym występują powolne zmiany prądu Zenera. Z pomocą przychodzi tutaj pokazana na **rysunku 8** wsteczna charakterystyka prądowo-napięciowa $I_z=F(U_z)$ dla zakresu napięć Zenera U_z do 20 V (wyższe wartości U_z nie są istotne w tym projekcie). Z pomocą tabeli z **rysunku 7** oraz charakterystyki z **rysunku 8**, dla interesujących w tym projekcie wartości napięć Zenera U_z stworzono proste symulacyjne modele behawioralne dla programu LTSpice według postaci: **.model MyZener5V6 D(Vrev= U_z Rrev=5 Revepsilon=0.5 V)**, w której modelowano wyłącznie charakterystyki wsteczne, w miejsce parametru „ U_z ” podstawiana jest stosowna wartość napięcia Zenera U_z .

REKLAMA

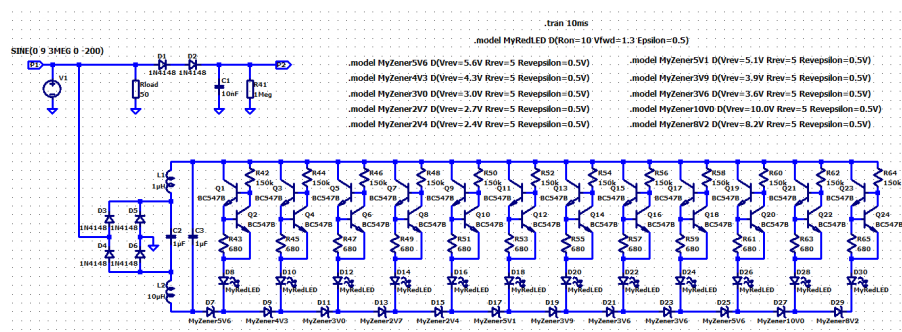
Specjalistyczne szkolenia dla elektroników i automatyków

STM32

TECHDAYS

techdays@techdays.pl
TECHDAYS.PL

CERTYFIKOWANY PARTNER SZKOLENIOWY



Rysunek 9. Schemat układu przeznaczony do symulacji całego przyrządu

#	Pload [W]	Umax [V]	Udc [V]	Uref [V]	dUref [V]	Uzener [V]	Uref [V]	Uref_err [V]	Uref_err [%]
1	1	10,0	8,6	5,7	---	5,6	5,6	-0,10	-1,70%
2	2	14,1	12,7	9,8	4,1	4,3	9,9	0,06	0,66%
3	3	17,3	15,9	13,0	3,2	3,0	12,9	-0,11	-0,85%
4	4	20,0	18,6	15,7	2,7	2,7	15,6	-0,09	-0,55%
5	5	22,4	20,9	18,0	2,4	2,4	18,0	-0,04	-0,24%
6	7,5	27,4	26,0	23,1	5,0	5,1	23,1	0,03	0,15%
7	10	31,6	30,2	27,3	4,2	3,9	27,0	-0,30	-1,10%
8	12,5	35,4	33,9	31,0	3,7	3,6	30,6	-0,43	-1,38%
9	15	38,7	37,3	34,4	3,4	3,6	34,2	-0,20	-0,58%
10	20	44,7	43,3	40,4	6,0	5,6	39,8	-0,59	-1,46%
11	30	54,8	53,3	50,4	10,0	10,0	49,8	-0,64	-1,26%
12	40	63,2	61,8	58,9	8,5	8,2	58,0	-0,91	-1,54%

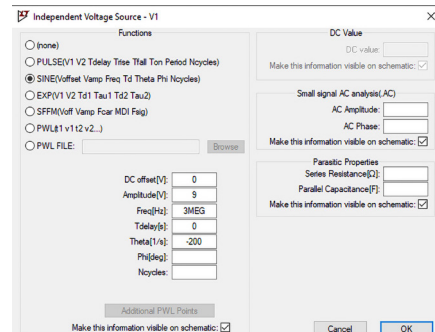
Rysunek 10. Tabela dedykowana do projektowania indykatora LED

Na **rysunku 9** pokazano schemat układu, który zastosowano w opisanej dalej symulacji komputerowej. Została opracowana w celu weryfikacji zaprezentowanych dalej założeń projektowych. Na **rysunku 9**, oprócz właściwego schematu, w prawym, górnym rogu obrazu widać tekstowe parametry symulacji. Na samej górze znajduje się dyrektywa symulacji (.tran 10ms), oznaczająca 10 milisekund analizy stanów nieustalonych (w dziedzinie czasu). Bezpośrednio poniżej znajduje się omówiony wcześniej model czerwonej diody LED, a pod nim modele dziesięciu odmian wykorzystywanych w projekcie diod Zenera.

Zanim przejdziemy tutaj do omówienia rezultatów symulacji komputerowej, należy wyjaśnić w jaki sposób dobrano wartości napięć Zenera U_z poszczególnych diod. W tym celu posłużono się pokazaną na **rysunku 10** dedykowaną tabelą (oryginał w formacie programu MS Excel został załączony w materiałach dodatkowych do tego projektu), w której wyliczone zostały pożądane wartości napięć Zenera U_z . W pierwszej kolumnie podano kolejne numery poszczególnych indykatorów z diodami LED (#), a w kolejnej przyjęte progi wartości mocy P_{load} , dla których powinno nastąpić załączenie danego indykatora. Dalej, za pomocą prostego wzoru

$$U_{max} = 10 \cdot \sqrt{P_{load}}$$

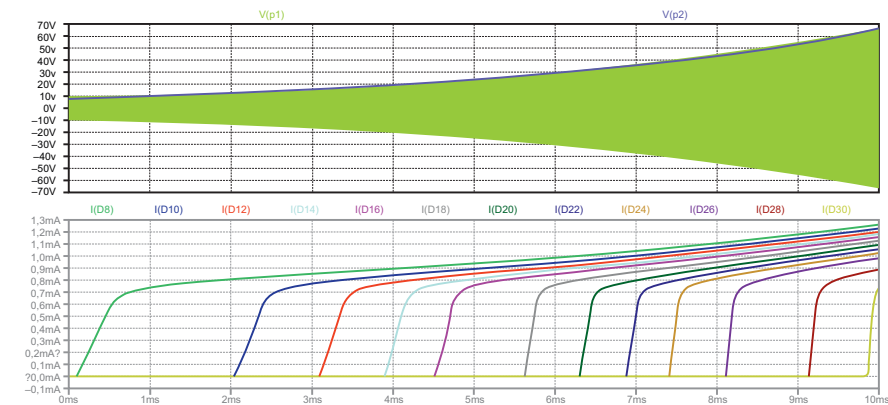
właściwego dla obciążenia 50 Ω , wyznaczono szczytowe wartości (amplitudy) napięć sinusoidalnych na obciążeniu. W kolejnej kolumnie wyliczone zostały przybliżone wartości wyprostowanych i odfiltrowanych napięć U_{dc} (na pojemności C3). W tym celu wpisano formułę: $U_{dc} = U_{max} - (2 \cdot 0,7 \text{ V}) - (\# \cdot 0,001 \text{ A}) \cdot 3,3 \Omega$.



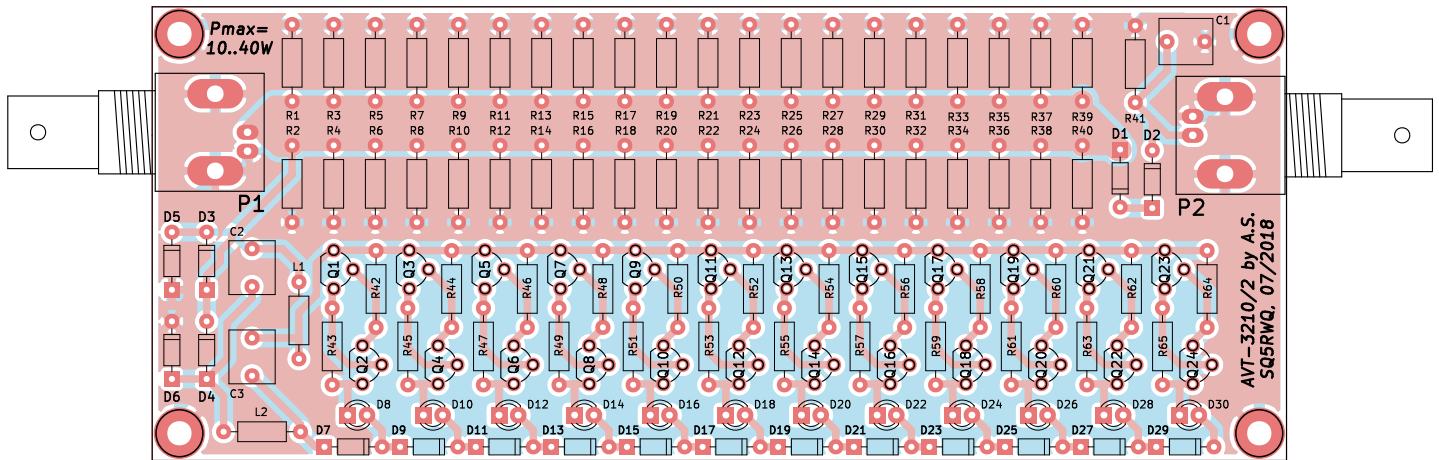
Rysunek 11. Okno definicji sinusoidalnego sygnału testowego

dobrano katalogowe wartości napięć Zenera (patrz: tabela na **rysunku 7**). Dalej w kolumnie U_{ref} wyznaczono rzeczywiste, spodziewane wartości napięć referencyjnych U_{ref} , a w ostatnich dwóch kolumnach ujęto wyliczone z wartości: U_{ref} oraz U_{ref} wartości błędów projektowych: bezwzględnego [V] oraz względnego [%]. Jak wynika z tabeli, w żadnym z przypadków szacowany błąd doboru elementów nie przekracza 2% (co do wartości bezwzględnej), jednak należy się liczyć z dodatkowym wpływem rozrzutu wartości zastosowanych elementów, który jednak powinien być coraz mniej znaczący wraz ze wzrostem wartości mocy mierzonej.

Ostatnim etapem projektowania (a właściwie jego weryfikacji) jest przeprowadzenie i analiza wyników symulacji komputerowych. Schemat i parametry do symulacji ujęto na **rysunku 9** (omówionym wcześniej), natomiast rezultaty symulacji (w formie graficznej) pokazano na podwójnym **rysunku 12**. W celu poprawnej analizy własności zmiennoprądowych całego układu na jego wejście (port P1) podano sygnał sinusoidalny o częstotliwości testowej $f = 3,0 \text{ MHz}$ i amplitudzie zmieniającej się wykładniczo od poziomu mocy (na obciążeniu 50 Ω) zbliżonej do 1 W (najniższy próg indykacji LED) aż nieco ponad 40 W (najwyższy próg indykacji LED). **Rysunek 11** pokazuje okno konfiguracji tego sygnału – oprócz częstotliwości oraz amplitudy początkowej istotny jest tam parametr „Theta”, który definiuje tempo zmiany amplitudy sygnału testowego. W górnym oknie **rysunku 12** widać



Rysunek 12. Rezultaty symulacji sztucznego obciążenia



Rysunek 13. Widok płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

przebieg sygnału testowego na wejściu portu P1 (na zielono; z uwagi na znaczną częstotliwość przebieg jest „złany ze sobą”) oraz efekt jego detekcji i filtracji na porcie P2 (na niebiesko; tylko nieco poniżej szczytów sinusoidy). Zabieg z użyciem testowego sygnału sinusoidalnego o zmiennej w czasie amplitudzie miał na celu uzyskanie wymuszenia o różnych amplitudach, ale nie stałoprądowego, dzięki czemu warunki testu są bardziej realistyczne. I tak, z tabeli na **rysunku 10** dla danego progu mocy (np. $P_{load}=5\text{ W}$) możemy odczytać wartość amplitudy sygnału sinusoidalnego na obciążeniu $50\ \Omega$ (w tym przypadku będzie to $U_{max}=22,4\text{ V}$) a następnie odszukać odpowiedni punkt na amplitudzie przebiegu na porcie P1 (dla omawianego przykładu będzie to punkt na osi czasu około $t'=4,76\text{ ms}$). Następnie odszukujemy odpowiedni przebieg (na **rysunku 12**) w tej samej chwili czasu, ale na dolnym wykresie. Tu będzie to piąty od lewej wykres i nietrudno odczytać, że dla podanej chwili czasowej prąd diody LED $I(D16)$ jest bardzo bliski wartości $0,5\text{ mA}$, co bardzo dobrze spełnia oczekiwania w tym projekcie.

Podobne analizy porównawcze warto jest wykonać dla pozostałych 11 przypadków

(autor projektu wykonał je oczywiście we własnym zakresie – z pozytywnymi rezultatami), jednak zdecydowanie zachęcam do przeprowadzenia samodzielnych symulacji i pogłębienia doświadczeń projektowych. Oczywiście, diody Zenera można było dobrać wyłącznie metodą symulacyjną, jednak autor projektu uznał, że bardziej poprawne inżyniersko będzie uprzednie dokonanie odpowiednich przeliczeń w tabeli i przedstawienie ich Czytelnikom – być może celem modyfikacji własności prezentowanego urządzenia, np. poprzez zmianę wartości progów indykacji mocy.

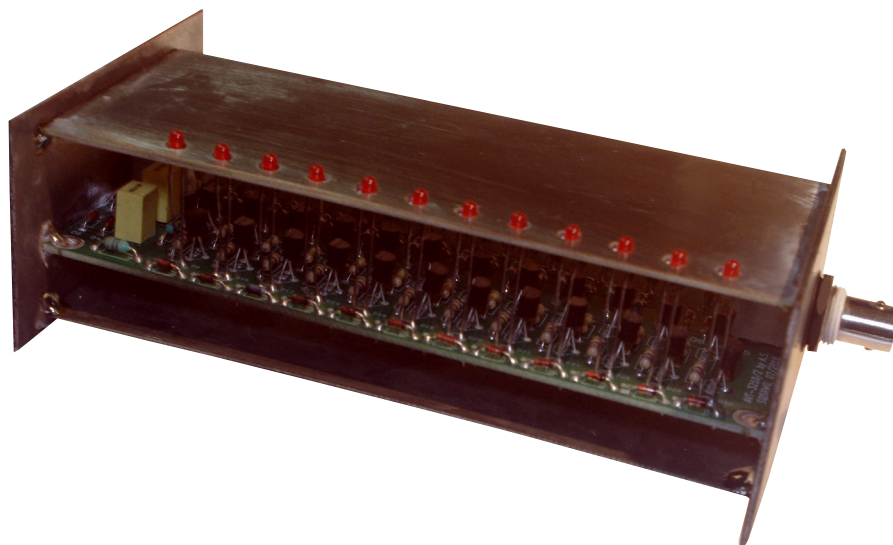
Montaż przyrządu

Na **rysunku 13** pokazano layout płytki drukowanej sztucznego obciążenia AVT3210/2 razem z rozmieszczeniem elementów. Płytkę posiada pokrycie strefą masy po obu stronach co wpływa na poprawę emisji wytwarzanego w układzie ciepła oraz polepszenie rozprzysyłu prądów między poszczególnymi rezystorami, odbierającymi mierzoną moc. Montaż przyrządu należy rozpocząć od przygotowania rezystorów R1...R40 poprzez zagięcie ich wyprowadzeń w kształcie litery „U” (odpowiednie do rozstawu otworów

montażowych na PCB) oraz zamontowanie ich w odpowiedniej odległości od PCB – w sposób analogiczny, jak to szczegółowo opisano w pierwszej części publikacji w odniesieniu do projektu AVT3210/1. Następnie należy zalutować te i wszystkie pozostałe elementy. Rezystory R1...R40 warto zalutować po obu stronach PCB. Należy też wcześniej przemyśleć długość wyprowadzeń diod LED pod kątem ewentualnego umieszczenia przyrządu w konkretnej obudowie.

Poprawnie zmontowany układ nie wymaga żadnego uruchomienia. Warto zastosować obudowę metalową, zapewniającą dobre ekranowanie a także odprowadzanie ciepła. Obudowę można też wykonać przy użyciu laminat dwustronnie miedzianego i metalizowanego. Na **fotografii 14** widać przyrząd z końcowej fazy montażu. Poszczególne elementy zamocowano do PCB przyrządu oraz między sobą za pomocą połączeń lutowanych – solidnie, ale tylko w narożnikach poszczególnych płytek. Aby ułatwić taki montaż oraz poprawić jego staranność, środkowe krawędzie płytek delikatnie klejono wstępnie za pomocą kleju cyjanoakrylowego „Kropelka” w żelu. Tak zamocowane wstępnie (na sztywno) płytki można było potem komfortowo i solidnie lutować w narożnikach.

Ostatnim etapem prac było pokrycie zewnętrznej powierzchni obudowy lakierem



Fotografia 14. Częściowo obudowany przyrząd

REKLAMA

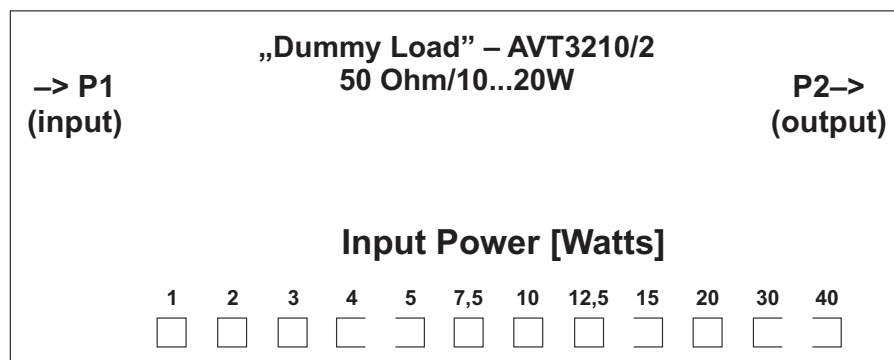
Specjalistyczne szkolenia
dla elektroników i automatyków



TECHDAYS

techdays@techdays.pl
TECHDAYS.PL

CERTYFIKOWANY
PARTNER
SZKOLENIOWY



Rysunek 15. Widok naklejanej tabliczki opisowej

o dobrych własnościach izolacyjnych. Zabieg ten wykonano nie tylko w celach estetycznych, ale też i dla zwiększenia bezpieczeństwa eksploatacji. W trakcie lakierowania zasłonięte zostały końcówki diod LED oraz wyprowadzenia gniazd BNC. Na sam koniec na górnej płycie obudowy naklejono tabliczkę opisową, pokazaną na **rysunku 15** i dostępną w materiałach dodatkowych. Wydrukowaną w tabliczkę oklejono od góry przezroczystą folią samoprzylepną (dla zwiększenia estetyki i trwałości) a od spodu dwustronną taśmą samoprzylepną. Po wykonaniu otworów na wyprowadzenia diod LED usunięto papier ochronny z dwustronnej taśmy samoprzylepnej, a następnie starannie naklejono wydruk opisowy na obudowę.

Fotografia tytułowa ukazuje końcową realizację modelowego przyrządu. Należy w tym miejscu podkreślić i wyjaśnić, że tutaj, inaczej, niż w przypadku przyrządu w wersji AVT3210/1, wykonując obudowę

nie zastosowano tak ścisłego („ciasnego”) montażu (na zdjęciu widać przerwy, pozostawione między bocznymi ściankami obudowy). Postąpiono tak nie tylko po to, aby poprawić wentylację przyrządu (a tym samym zwiększyć maksymalną oddawaną moc), ale przede wszystkim z powodu stwierdzonego pomiarowo wpływu oddziaływania pola elektromagnetycznego (między ustrojem pomiarowym a obudową) na kluczowe charakterystyki przyrządu. Aspekt ten został poruszony i szczegółowo wyjaśniony w dalszej części artykułu.

Eksploatacja przyrządu

Eksploatacja sprowadza się do podłączenia do wejścia P1 (gniazda BNC) źródła energii w.c.z. o impedancji wyjściowej jak najbardziej zbliżonej do wartości 50 Ω (niedopasowanie może wywołać niebezpieczne przebiegi, wynikające z powstawania fali stojącej w torze transmisji mocy w.c.z.)

i ciągłej mocy dysponowanej nie przekraczającej 10...20 W. W egzemplarzu modelowym sprawdzono bezpieczne rozpraszanie mocy o wartości 20 W nawet przez kilka minut, jednak obciążanie przyrządu mocami znacznie przekraczającymi 10 W przez dłuższy okres czasu nie jest zalecane. Wartość mocy oddawanej do obciążenia możemy odczytać z tabeli i z wykresu, umieszczonych na **rysunku 16**. Odzworowują one zależność na wartość szczytową U_p [V] napięcia sinusoidalnego przy mocy chwilowej P_{in} [W], podanej na port P1 obciążenia $R_{load}=50\ \Omega$, pomniejszoną o uśredniony spadek napięcia na diodach detekcyjnych D1 i D2, obciążonych rezystorem R41 i pojemnością C1:

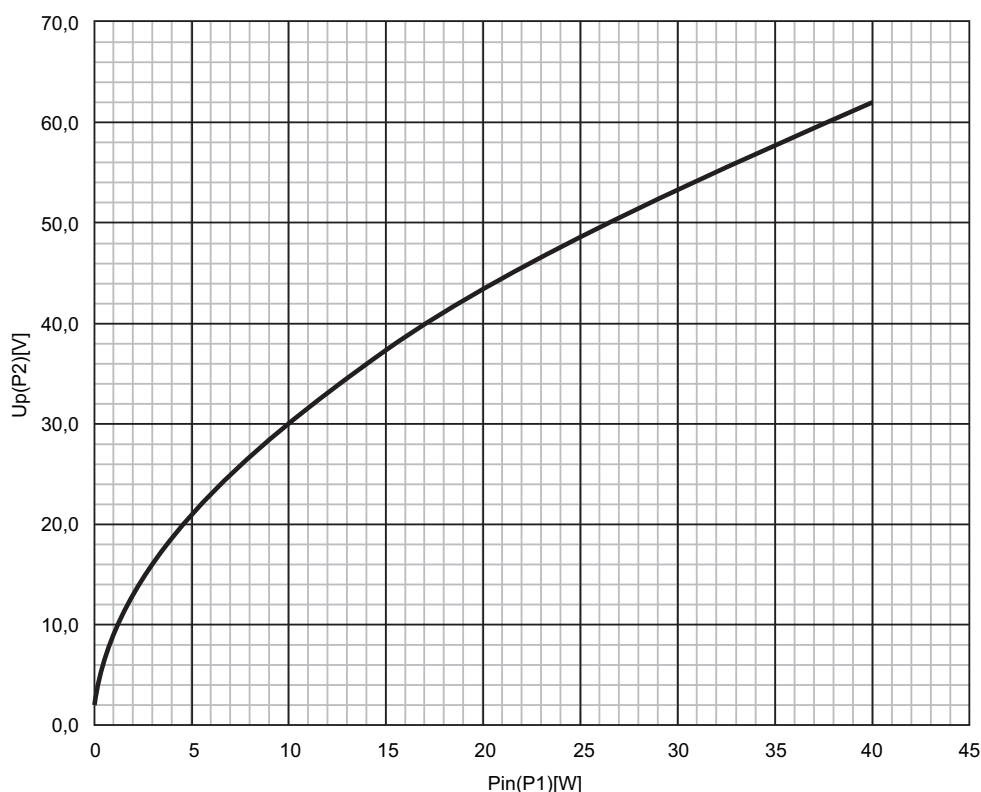
$$U_p(P2) = \sqrt{2 * R_{load} * P_{in}(P1)} - 1,3 \text{ [V]}$$

Spadek napięcia na diodach detekcyjnych D1 i D2 został odczytany z omówionych wcześniej symulacji, wykonanych za pomocą programu LTSpice i należy go traktować jako średnią wartość, słuszną w całym zakresie analizowanych mocy wejściowych (dokładność rzędu $\pm 0,1$ V nie odgrywa tu istotnej roli jako nieporównywalnie mniejszą od typowo mierzonego napięcia wyjściowego $U_p(P2)$).

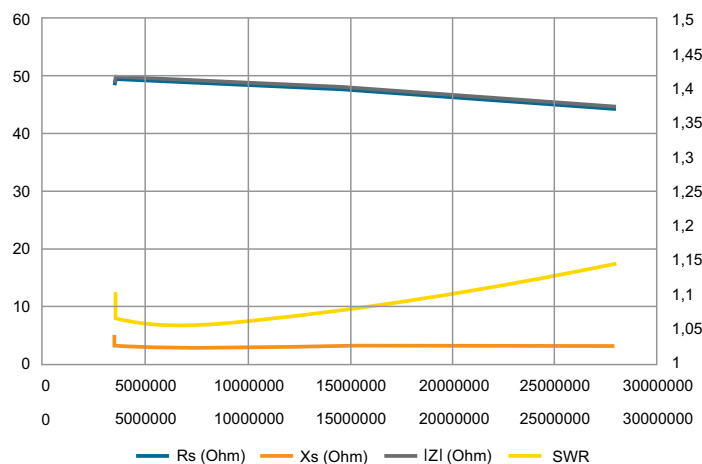
Pomiary wykonane analizatorem wektorowym

W celu fizycznej (nie symulacyjnej) weryfikacji poprawności realizowanych w ramach tej publikacji projektów dokonano pomiarów wykonanych prototypów za pomocą półprofesjonalnego analizatora wektorowego MAX6, zaprojektowanego przez Kolegę Jarka

Pin(P1)[W]	Up(P2)[V]
0,1	1,9
0,2	3,2
0,3	4,2
0,4	5,0
0,5	5,8
0,6	6,4
0,7	7,1
0,8	7,6
0,9	8,2
1	8,7
2	12,8
3	16,0
4	18,7
5	21,1
6	23,2
7	25,2
8	27,0
9	28,7
10	30,3
12	33,3
14	36,1
16	38,7
18	41,1
20	43,4
25	48,7
30	53,5
35	57,9
40	61,9



Rysunek 16. Wykres i tabela do dokładnego odczytu mocy odbieranej



Rysunek 17. Wykresy charakterystyk pomierzonych dla przyrządu AVT3210/2

SP3SWJ (<http://www.sp3swj.com>). Urządzenie pozwala mierzyć główne parametry liniowych torów w.cz. (głównie anten i torów antenowych) w zakresie częstotliwości sięgającym amatorskiego pasma UKF. Do parametrów tych należą m.in. wszystkie parametry impedancyjne ($Z=R+jX$), współczynnik fali stojącej (SWR – ang. *Standing Wave Ratio*) oraz zespolona strata zwrotna. W zasięgu zainteresowania autora omawianych tu projektów leżały przede wszystkim szerokopasmowe pomiary podstawowych parametrów, do których należą:

- $|Z|$ – moduł impedancji zespolonej, jej składowe:
- R – rzeczywista oraz
- X – urojona a także
- SWR – (współczynnik fali stojącej), bezpośrednio uzależniony od wcześniej wymienionych parametrów.

Pomiary wykonano w zakresie podstawowych, skrajnych częstotliwości amatorskiego pasma KF (od 3,5 do około 28 MHz) a ich szczegółowe rezultaty zamieszczono w plikach (w formacie programu MS Excel) w materiałach dodatkowych (AVT3210-1.xlsx oraz AVT3210-2.xlsx), przy czym w zakładkach „vna” znajdują się „surowe” wyniki pomiarów analizatorem wektorowym, a w zakładkach „2_plot” wybrane dane wraz z wygenerowanymi wykresami.

Na rysunku 17 pokazano zmierzone parametry impedancyjne ($|Z|$, R , X [Ω]) oraz współczynnik fali stojącej (SWR [1]) dla sztucznego obciążenia AVT3210/2, opisanego w tej części publikacji. Górna krzywa odzwierciedla praktycznie pokrywając się wykresy parametrów $|Z|$ oraz R . Wynika to z faktu, że składowa reaktancyjna X (najniżej położony wykres) przyjmuje bardzo niskie wartości praktycznie w całym mierzonym pasmie – zdecydowanie poniżej 5 Ω (należy tutaj pamiętać, że zachodzi zależność: $|Z|=\sqrt{R^2+X^2}$). Wartości parametrów $|Z|$ oraz R są w całym pasmie pomiaru bardzo bliskie 50 Ω, sięgając wartości około 45 Ω dopiero pod koniec mierzzonego pasma częstotliwości. Dzięki temu współczynnik

fali stojącej SWR (środkowy, żółty wykres) w całym pasmie pomiaru jest korzystnie bardzo niski – zmienia się w zakresie od około 1,05 do około 1,15. Ogólnie, uzyskane wyniki należy uznać za wysoce satysfakcjonujące jak na całkowicie amatorski przyrząd pomiarowy.

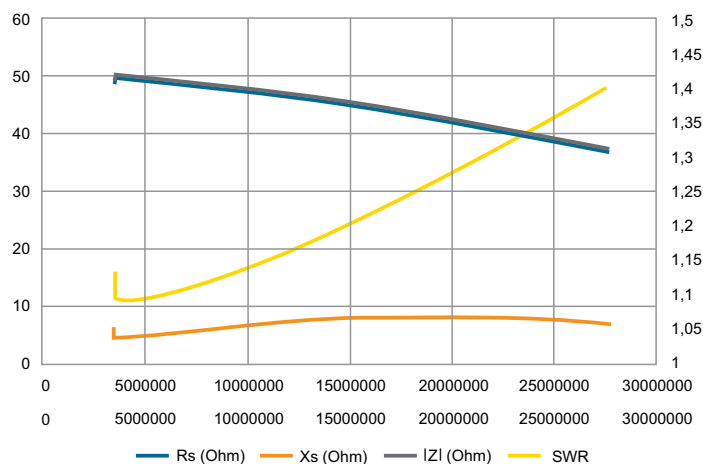
Na rysunku 18 przedstawiono pomierzone parametry impedancyjne ($|Z|$, R , X [Ω]) oraz współczynnik fali stojącej (SWR [1]) dla sztucznego obciążenia AVT3210/1, opisanego w pierwszej części publikacji. Górna krzywa obrazuje niemal pokrywając się wykresy parametrów $|Z|$ oraz R . Składowa reaktancyjna X (najniżej położony wykres) przyjmuje tutaj względnie niskie wartości w całym mierzonym pasmie – poniżej 7,5 Ω. Natomiast wartości parametrów $|Z|$ oraz R w całym pasmie pomiaru mieszczą się w zakresie pomiędzy 37 a 50 Ω co sprawia, że współczynnik fali stojącej SWR (środkowy, żółty wykres) w całym pasmie pomiaru przyjmuje wartości pomiędzy 1,1 a 1,4. Uzyskane w przypadku modelu obciążenia AVT3210/1 rezultaty pomiarów są wyraźnie gorsze, niż dla modelu AVT3210/2 – zwłaszcza w górnym zakresie pasma częstotliwości pomiarowych – powyżej 10...15 MHz. Przyczyn takiej sytuacji nie należy jednak dopatrywać się w diametralnie różnych konstrukcjach obu przyrządów (rozwiązania

przyjęte w zakresie właściwych obciążeń mocy są tu bardzo podobne), a w sposobie wykonania ich obudów. W szczególności, mając na uwadze rezultaty pomiarów prostszego przyrządu AVT3210/1 (ze „ściśle zabudowaną” obudową) dla przyrządu AVT3210/2 postanowiono wykonać obudowę zdecydowanie „bardziej przestronną”, co ostatecznie zaowocowało zdecydowanie lepszymi charakterystykami częstotliwościowymi tej wersji sztucznego obciążenia.

Podsumowanie

W dwuczęściowej publikacji opisano dwa proste projekty tzw. sztucznych obciążeń w.cz., przeznaczonych do pracy z częstotliwościami z przedziału od około 100 kHz do około 30 MHz – z dopasowaną impedancją źródła mocy w.cz. równą 50 Ω w podanym zakresie częstotliwości. Opisane urządzenia, dedykowane głównie do: regulacji, napraw i strojenia wzmacniaczy w.cz., pełnią rolę rzeczywistego obciążenia antenowego z gwarantowanymi parametrami impedancyjnymi i, przy odpowiednio przemyślanym oraz starannym wykonaniu, są w stanie konkurować ceną i jakością z fabrycznymi urządzeniami. Wersja urządzenia ze wskaźnikiem poziomów mocy z diodami LED daje dodatkowy komfort dogodnej sprawniej obserwacji zmian mocy odbieranej podczas koncentracji na innych czynnościach. Druga część przedstawionej publikacji stała się znakomitym pretekstem do zaprezentowania Czytelnikom-konstruktorom sporej garści przemyśleń, związanych z analitycznymi metodami projektowania, modelowania i komputerowej symulacji prostych urządzeń elektronicznych, a także z podstawowymi zagadnieniami konstruowania nieskomplikowanych urządzeń radiowych. Jak wynika z nich, są to zagadnienia stosunkowo nieskomplikowane, jednak wymagające pewnej wiedzy teoretycznej i praktycznej, która wg wiedzy autora nie jest nigdzie dostępna w „skondensowanej” formie.

Adam Sobczyk SQ5RWQ
sq5rwq@gmail.com



Rysunek 18. Wykresy charakterystyk pomierzonych dla przyrządu AVT3210/1