

Examen najaar 2006
uitwerkingen
 bazaeq@hotmail.com

Voorschriften: 8 november 2006

1. antw. A "

2. antw. B "

3. antw. B "

4. antw. B "

5. antw. B "

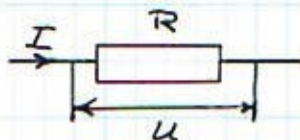
6. antw. B "

De voorschriften zijn een momentopname en kunnen zich tussentijds wijzigen. Zie de laatste versie op;

www.agentschap-telecom.nl

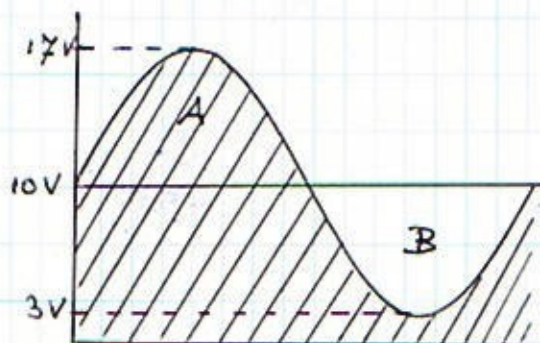
7. antw. D Zie studieboek van de Veron F. examen
 Hfdst. 10.4.2

8. antw. D



$$U = \underset{\uparrow}{I} \times R$$

9. antw. C

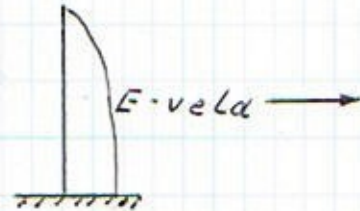


De amplitude van de wisselspanning bedraagt: $5\sqrt{2} = 5 \times 1,4 = 7V$. De spanning varieert tussen $10 + 7 = 17V$ en $10 - 7 = 3V$

U_{gem} blijft $10V$ en $I_{gem} = \frac{U}{R} = \frac{10}{10} = \underline{\underline{1Amp}}$
 Opp. A = opp. B

10. antw. ☐ B zie hoofdstuk 1.4.3 "De geleider voor een magnetisch veld." Dit zijn ijzerhoudende materialen.

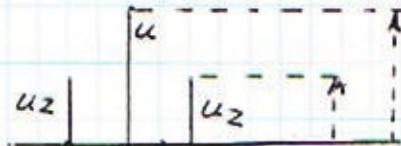
11. antw. ☐ C



Het elektrische veld of E-veld van een stralende antenne verplaatst zich evenwijdig aan de antennedipolen of draadantenne. Zie boek blz. 205, Hfds. 6.2.4 Polarizatie.

12. antw. ☐ B We meten voor de amplitude 2 hokjes. Dit is $2 \times 25 = 50 \text{ V}$. De effectieve waarde bedraagt dan, $u_{\text{eff}} = 0,7 \times 50 = \underline{\underline{35 \text{ V}}}$, Of $\frac{50}{\sqrt{2}} = 35 \text{ V}$

13. antw. ☐ C

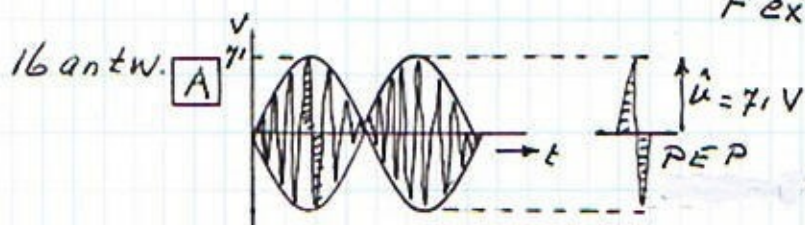


In Hfds. 1.9.6 zien we dat bij 100% modulatie diepte elke

zijband de helft is van de draaggolf. Dus $u_2 = \frac{1}{2} u_d$. Een $\frac{1}{2} u_d = \frac{1}{2} \times 100\% = \underline{\underline{50\%}}$

14. antw. ☐ B Zie Hoofdstuk 1.9.2 "Vermogensverhouding dB" Hier staan twee tabellen, één voor vermogensverzwakking en één voor vermogensversterking. De zender verzwakt het vermogen met een faktor $\frac{150}{15} = 10 \times$. Dit is gelijk aan -10 dB . De afname is $+20 - 10 = +10$. Het rapport wordt dan Sg + 10 dB

15. antw. ☐ A Het faseverschil tussen i en u bedraagt 180° , ook wel tegenfasig genoemd. Boek Hfds. 1.6.6



Dit is het EZB signaal aan de uitgang van de zender. Het

signaal dat over 50Ω staat wordt gelijkgericht tot de maximale optredende spanning van 71 Volt . De Peak Envelope Power berekenen we nu van de periode met de grootste amplitude.

$$PEP = \frac{u_{eff}^2}{R_b} = \frac{\left(\frac{71}{\sqrt{2}}\right)^2}{50} = \frac{71^2}{2 \cdot 50} = \frac{5041}{50} = 2520 = \underline{\underline{50,4 \text{ W}}}$$

Zie boek Hfst. 1.9.6 "Peak Envelope Power"

17 antw. **B** De PTC weerstand wordt hier bij grotere stromen warmer. De weerstand wordt dan groter. Boek Hfd. 2.1.4, 2.1.6. "Positieve en negatieve temperatuurscoëfficiënt".

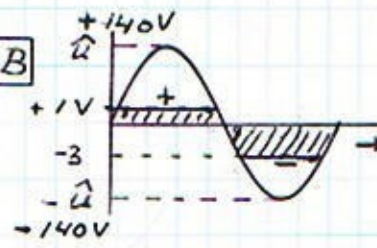
18 antw. **D** De weerstand (reactantie) van de condensator is: $X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$. Wordt f 20 maal zo groot, dan zal de weerstand volgens de formule 20 maal zo klein worden. De stroom is volgens $i_c = \frac{u}{X_c}$ nu 20 maal groter. Boek Hfd. 2.3.4 "Wisselstroomweerstand".

19 antw. **D** Gaat door een geleider een wisselstroom, dan zal de stroom in de geleider een extra wisselstroom opwekken die tegengesteld is aan de oorspronkelijke stroom, (wet van Lenz). Bij hogere frequentie is de inductiestroom groter. Omdat aan de oppervlakte meer ruimte is, vloeit er meer stroom dan binnen het centrum. Zie boek Hfst. 2.3.7. "Huideffect"

20 antw. **C** De wikkelverhouding is evenredig met de spanningsverhouding n.l. 5:1. De stroomverhouding is echter het omgekeerde van de spanningsverhouding, dus 1:5. De primaire stroom is dan $\frac{1}{5} \times 1 \text{ sec.} = \frac{1}{5} \times 1 = \frac{1}{5} = \underline{\underline{0,2 \text{ A}}}$
Zie Hfdst. 2.4.2

21 antw. **D** Een dynamische microfoon levert veel spanning. Zonder R_1 zou de frequentiezwaai voor een amateurzender veel te groot worden. R_1 zorgt voor de benodigde spanningsval. Na de oscillator komen frequentievermenigvuldigers die de zwaai nogmaals vergroten. R_1 is soms ook een spoel. Zie boek blz. 219 en blz. 260.

22 antw. **A** Tussen de basis van de transistor en massa staat 2,7 V. Deze spanning is gelijk aan $U_{BE} + U_{RE}$ of
 $U_{BE} + U_{RE} = 2,7 \text{ V}$ * U_{BE} bij een Silicium transistor is 0,7 V
 $0,7 + U_{RE} = 2,7 \text{ V}$
 $U_{RE} = 2,7 - 0,7 = \underline{\underline{2 \text{ V}}}$ (voltmeter)

23 antw. **B**  De ingangsspanning heeft een topwaarde van $100\sqrt{2} = 100 \times 1,4 = 140 \text{ V}$. In de positieve periode helften geleidt de zenerdiode, maar heeft nog een kleine weerstand met een dremelspanning van +1 Volt (zie karakteristiek). In de negatieve periode helft spert de diode onder -3 Volt en gaat daarboven in geleiding. We zien op de uitgang een bijna rechthoekig signaal (zie gearceerde deel). Boek blz. 179 Hfst. 3.3.3

24 antw. **C** De buis wordt meer "dichtgedrukt." Zie boek blz. 123, Hfst. 2.7.2

25 antw. **B**

WT		
B	A	X
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

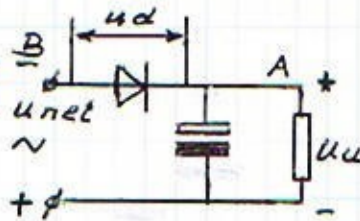
We hebben hier te maken met twee NOF poorten, (NIET OF). Noteer voor elke poort de waarheidstabel.

De uitgang X van de bovenste poort is dan "0"

De ingangen van de onderste poort zijn nu beide "0". De uitgang Y is "1", zie tabel.

Boek blz. 134.

26 antw. **D**



Bij een gelijkrichter is de uitgangsgelijkspanning gelijk aan de amplitude van de netwisselspanning; A positief.

In de negatieve periodehelften van de netspanning is de spanning over de diode u_{AB} tweemaal de uitgangsspanning. u_{AB} wisselt tussen 0 en 2 maal u_u .

Antwoord A voldoet niet vanwege te hoge spanning over elke diode n.l. $\frac{2 \times 400}{2} = 400 \text{ V}$ terwijl de stroom eveneens te groot is.

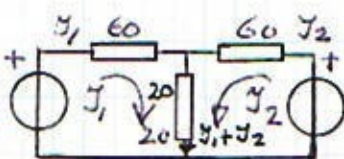
Antwoord B voldoet wel voor de stroom, maar niet voor de spanning.

Antwoord C voldoet wel voor de spanning maar niet voor de stroom.

Bij ϕ krijgt elke diode de juiste spanning. n.l. $\frac{2 \times 200}{2} = 200 \text{ V}$. Ook de stroom is juist.

Boek bl. 91. De weerstanden van $100 \text{ k}\Omega$ zorgen voor gelijke spanningsverdeling over elke diode. Zie boek Hfas. 3.1.5.1 blz. 147

27. antw. **A**



$$I_1 = I_2 \quad \text{Door } R_2 \text{ gaat } 2I_1$$

$$100 = 60I_1 + 2I_1 \times 20 \quad (\text{Linker circuit})$$

$$100 = 60I_1 + 40I_1$$

$$100I_1 = 100$$

$$I_1 = \frac{100}{100} = 1 \text{ A}$$

$$IR_2 = 1 + 1 = 2 \text{ A}$$

$$UR_2 = 2 \times 20 = \underline{\underline{40 \text{ V}}}$$

F-examen najaar 2006

Deze vraag kan ook opgelost worden met 2 vergelijkingen. Door R_1 gaat I_1 ; door R_3 gaat I_2 . Door R_2 gaat $(I_1 + I_2)$.

$$\begin{cases} 100 = 60 I_1 + 20 (I_1 + I_2) & \text{Linker circuit} \\ 100 = 60 I_2 + 20 (I_1 + I_2) & \text{rechter circuit} \end{cases}$$

$$\begin{cases} 100 = 60 I_1 + 20 I_1 + 20 I_2 \\ 100 = 60 I_2 + 20 I_1 + 20 I_2 \end{cases} \quad a) \begin{cases} 100 = 80 I_1 + 20 I_2 \quad | \quad | \times \\ 100 = 20 I_1 + 80 I_2 \quad | \quad | \times \end{cases}$$

$$\begin{cases} 100 = 80 I_1 + 20 I_2 \\ 400 = 80 I_1 + 320 I_2 - \\ \hline -300 = \quad \quad -300 I_2 \\ I_2 = \frac{-300}{-300} = 1 A \end{cases}$$

I_2 substitueren bij vergelijking a)

$$100 = 80 I_1 + 20 \times 1$$

$$80 I_1 = 80$$

$$I_1 = \frac{80}{80} = 1 A$$

$$I_{R_2} = I_1 + I_2 = 1 + 1 = 2 A$$

$$U_{R_2} = I_{R_2} \times 20 = 2 \times 20 = \underline{\underline{40 V}}$$

28 antw. ☒ D In deze serieschakeling zijn U_L en U_C tegen-
fazig. $U_{tot} = U_L + (-U_C) \leftarrow$

$$300 = U_L - 100$$

$$U_L = 300 + 100 = \underline{\underline{400 V}}$$

Trek de kleinste spanning af van de grootste anders krijg je voor U_L een negatieve waarde. In de antwoorden komt geen negatieve waarde voor. Boek blz. 149 Hfast. 3.2.1.1

29 antw. ☒ A Bij resonantie 100 MHz is $X_C = X_L$. Beneden deze frequentie wordt X_C steeds groter dan X_L . Ten plote is de waarde X_C van de condensator overheersend. Zie Hfas. 3.2.1.1.

30 antw. ☒ D De resonantiefrequentie is gelijk aan $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$.
Wort C 4×20 groot, dan wort de noemer $\sqrt{4} = 2 \times 20$ groot en f_r $\underline{\underline{2 \times 20}}$ klein. $\uparrow$

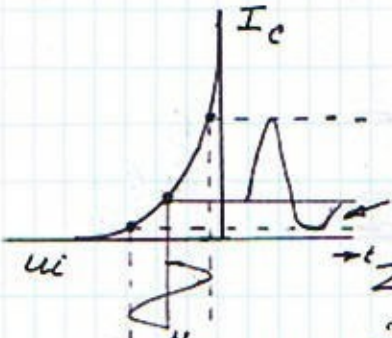
Examen najaar 2006

31 antw. **D** L, C, R in serie vormen de eigenschappen van het kristal zelf. Tussen de platen van de parallelcondensator is het kristal ingeklemd; de houdercapaciteit. Boek blz. 174

32 antw. **C** Zie boek Hfast. 3.3.3. blz. 178 t/m 181

33 antw. **A** $B = 3800 \text{ kHz} - 3500 \text{ kHz} = \underline{\underline{300 \text{ kHz}}}$

34 antw. **D**



Niet Lineaire vervorming als gevolg van de gebogen karakteristiek van een transistor. Er ontstaan harmonischen. Zie boek "niet-lineariteit" blz. 252, blz 265.

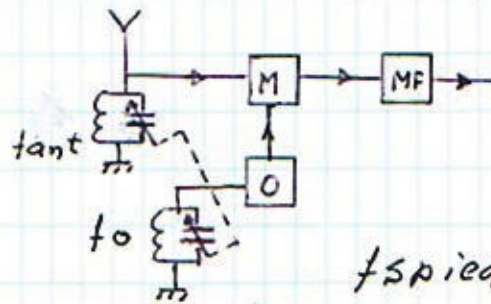
35 antw. **C** In deze detector wordt bij EZB een hulp-sig-naal opgewekt om een verstaanbaar sig-naal te verkrijgen. Er wordt een produkt op-gewekt met het ontvangen signaal, "produkt-detector". Zie boek blz 201, 245.

36 antw. **B**



Een kwartskristal is op dikte geslepen voor één vaste stabiele eigenfrequentie. Het vervangt dan een LC kring. Zie boek blz. 173 Hfast. 3.2.11

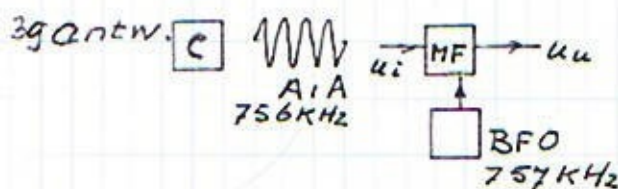
37 antw. **A**



Stel MF is 450 kHz
 $f_{ant} = 1000 \text{ kHz}$
 dan is $f_{osc} = 1000 + 450_k = 1450 \text{ kHz}$
 $f_{spiegel} = 2 \times MF + f_{ant}.$
 $= 2 \times 450k + 1000k = 1900 \text{ kHz}$
 2.0.2.2

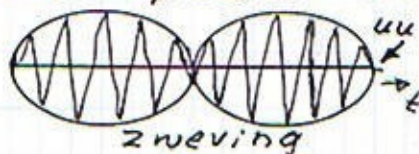
Een storende zender op 1900kHz en door dringt tot de mengtrap bereikt de middenfrequenttrap n.l. $1900\text{k} - 1450\text{k} = 450\text{kHz}$. De HF selectie vergroten door toepassing van band filters; twee HF versterkers; twee mengtrappen (dubbel super) De MF waarde hoger kiezen, de spiegel komt dan op een hogere waarde uit. Boek 4.5.5 blz. 250

38 antw. ☐ c Om zwakke zenders nog te kunnen ontvangen, is het nodig dat deze signalen boven het ruisniveau uitkomen. De HF trappen moeten het antennesignaal boven de ruis brengen en dienen voldoende versterking te leveren. De bandbreedte moet van HF trappen ook niet te groot, zeker bij amateurontvangers, omdat de ruis dan weer toeneemt. Boek 4.5.3 blz. 247



Het A1A signaal dat bij de MF binnenkomt u_i , is zonder meer niet hoorbaar. Voegen we met een BFO, (Beat Frequency

Oscillator) een hulpsignaal van 757kHz toe, dan ontstaat er een zweving van beide signalen die wel detecteerbaar is en een toon oplevert van $757\text{k} - 756\text{k} = 1\text{kHz} = 1000\text{Hz}$



Zie boek Hfds. 4.4.7. blz. 240

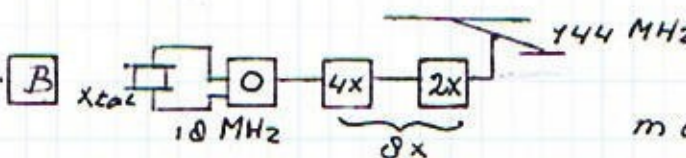
40 antw. ☐ c Op de VHF en UHF banden gebruikt men FM modulatie met een grotere bandbreedte. Het gevolg is, dat de ruis zeer groot. Deze ruis wordt sterk hoorbaar, wanneer even geen zender ontvangen wordt. Men kan dan de ruis gelijkrichten en dan een LF trap dicht-

drukken. Men noemt dit een "Squelch" schakeling, SQL of ruisonderdrukker.

Boek blz. 245 Hfst. 4.4.12

41 antw. **B** Bepaal eerst de MF. Deze bedraagt:

$1255\text{K} - 800\text{K} = 455\text{KHz}$. Omdat in ons geval de oscillator hoger is dan fant, kunnen we de fspiegel bepalen als: $f_{sp} = 2 \times \text{MF} + f_{ant}$
 $f_{spiegel}$ is: $2 \times 455\text{K} + 800\text{K} = 910\text{K} + 800\text{K} = 1710\text{K}$
Controle: $(f_{sp} - f_{osc}) = 1710\text{K} - 1255\text{K} = 455\text{K} (\text{MF})$
 (Zie ook vraag 37.)

42 antw. **B**  Mogelijk blokschema van de zender.
 Er is een totale frequentie vermenigvuldiging van $\frac{144\text{MHz}}{10\text{MHz}} = 8x$

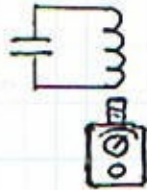
Bij $\Delta f_{osc} = 1\text{KHz}$ is de Δf_{ant} $8 \times 1\text{KHz} = 8\text{KHz}$

43 antw. **A** Een zendereindtrap dient vooral bij EZB zenders een lineair karakter te hebben. De instelling moet klasse AB zijn of klasse A. Bij niet lineariteit kan b.v. 3^o orde vervorming optreden IMD (Inter Modulation Distorsion). Behalve de gewenste signalen f_1 en f_2 ontstaat dan een vervorming $(2f_2 - f_1)$ en $(2f_1 - f_2)$.
 Zie boek Hfst. 5.4.5 blz 265; blz 259, 252

44 antw. **D** Het stralingsdiagram is voor beide antennes gelijk. Het uitgezonden vermogen is kenmerkend, zodat het elektromagnetisch veld ook gelijk blijft.

45 antw. **D** In fig. A is er misaangepassing, want de antenne is 300Ω . Dit geldt ook voor fig. B. De "balun" van fig. C transformeert 4:1. De antenne moet een gevouwen dipool van 300Ω zijn; $75:300 = 1:4$ voor impedanties. Fig. D is juist want de antenne is ook 75Ω ; impedantie 1:1. Boek blz. 283, 309

46 antw. **B**



koppel de spoel van de griddipmeter met de spoel van de kring. Bepaal met de afstemknop van de meter de resonantiefrequentie van de kring tijdens de dip (minimum) van de meteraanwijzing. Lees op de frequentieschaal van de meter de resonantiefrequentie van de kring af. Zie boek blz. 353.

47 antw. **C** Wanneer we de lengte van een kabel berekenen, zal deze voor praktisch gebruik korter moeten worden. De oorzaak is de afnemende snelheid in kabels t.o.v. de lichtsnelheid. De werkelijke lengte dient korter te worden dan de berekende.

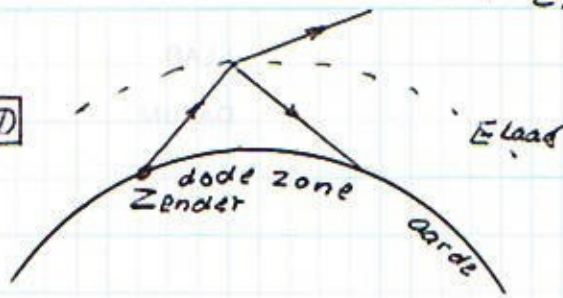
$$\delta \text{ meter} = 0,8 \times \text{berekende}$$

$$\text{Berekende } L = \frac{\delta}{0,8} = 10 \text{ meter (elektrisch)}$$

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{300}{150} = 2 \text{ m}; \quad \frac{10}{2} = \underline{\underline{5}} \text{ golflengten}$$

Zie boek Hfds. 6.3.5 blz. 298, 299

48 antw. **B** De antenne tuner (ATU) wordt zo ingesteld dat de ingangsweerstand 50Ω is. De SGM (staande golfmeter) wijst 1 aan voor kabel 1 die ook 50Ω is. Zie boek Hfds. 6.3.11; 311, 312

49 antw. D

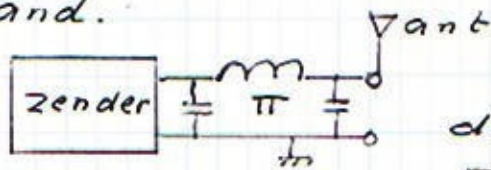
Signalen hoger dan de kritische frequentie worden op de E laag teruggekaatsd naar de aarde. Hoger dan de

kritische frequentie gaan de zendersignalen de ruimte in. De E-laag is een geïoniseerde luchtlaag die elektrisch geladen is. Zie boek Hfast. 7.1.7 blz. 321.

50 antw. A De frequentie van de zender bedraagt

$$f = \frac{v}{\lambda} = \frac{300}{15} = 20 \text{ MHz}$$

De 3^o harmonische van deze zender bedraagt $3 \times 20 = 60 \text{ MHz}$ en valt in de TV band.



Plaats tussen de zender en de antenne een π -filter, eventueel

met meerdere secties. Dit laagdoorlaatfilter dient 60 MHz voldoende te onderdrukken. Zie π -filter of Collins filter bij de zender in a trap Hfas 5.4.0 blz. 267