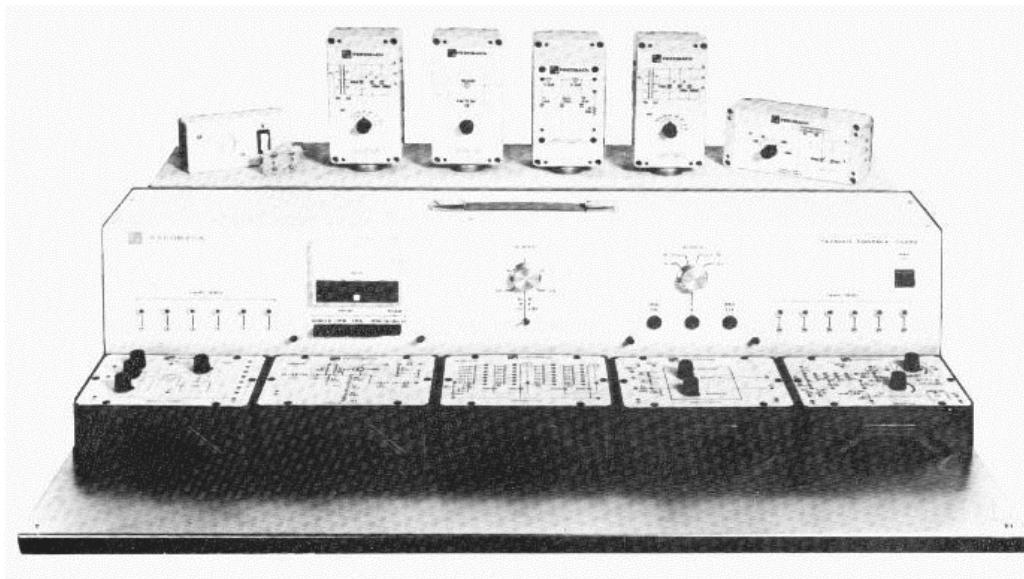


ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ



ΛΑΜΙΑ 2013

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

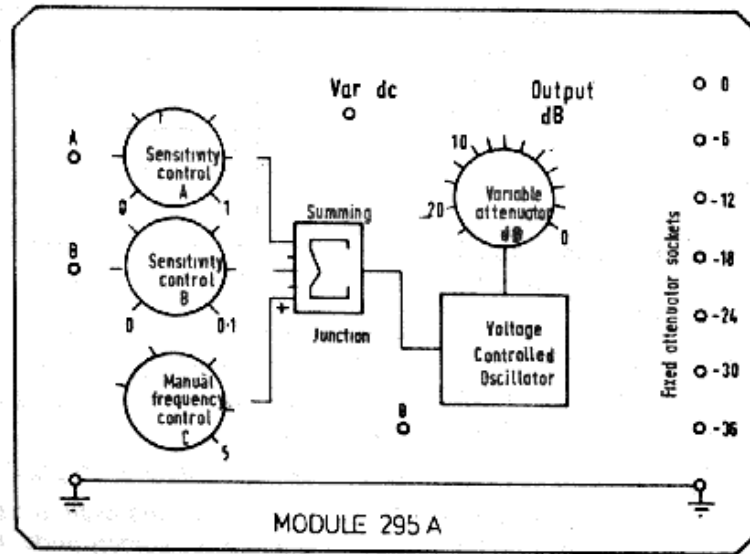
		Σελίδες
1.	ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΣΗΜΑΤΩΝ	1-11
2.	ΙΣΙΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΟΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΕΣ	12-24
3.	ΦΩΡΑΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ	25-34
4.	ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ FM	35-41
5.	ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ FM	42-59
6.	ΕΚΠΟΜΠΗ ΚΑΙ ΛΗΨΗ ΣΗΜΑΤΟΣ DSB	60-67
7.	ΕΚΠΟΜΠΗ ΚΑΙ ΛΗΨΗ ΣΗΜΑΤΟΣ SSB	68-72
8.	ΥΠΕΡΕΤΕΡΟΔΥΝΟΣ ΔΕΚΤΗΣ	73-91

Άσκηση 1

ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΣΗΜΑΤΩΝ

ΘΕΩΡΙΑ

Στην άσκηση αυτή θα χρησιμοποιήσουμε την πλακέτα 295A την οποία βλέπετε στο σχήμα 1-1.



Σχ 1-1

Παρακάτω (Σχ 1-2) φαίνεται το Block διάγραμμα της πλακέτας 295A



Σχ 1-2

Ο τετραγωνικός παλμός εξόδου του ολοκληρωμένου κυκλώματος λαμβάνεται μέσω του εξασθενητή στους ακροδέκτες εξόδου στο δεξιό μέρος της πλακέτας.

Η ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ 295 A

Είναι μια γεννήτρια που βγάζει τετραγωνικό σήμα από 1 μέχρι 5kHz όταν το σημείο D είναι γειωμένο, και από 300 μέχρι 1000 kHz όταν το D δεν είναι γειωμένο με μέγιστη τάση $1,75V_{p-p}$

Όπως φαίνεται και στο αναλυτικό κύκλωμα (Σχ. 1- 4) η καρδιά της γεννήτριας είναι το ολοκληρωμένο NE 566T που είναι ένας ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (Voltage Controlled Oscillator) V.C.O.

Η αντίσταση από το πόδι 6 μέχρι το $+V_{cc}=15V$ μπορεί να έχει τιμές από 2 μέχρι 20kΩ. Με τη βοήθεια του σημείου D μπορούμε και. μεταβάλλουμε τη χωρητικότητα από το σημείο 7 μέχρι τη γη. Με την αντίσταση R_{10} και τη χωρητικότητα στο σημείο 7 ελέγχουμε την περιοχή συχνοτήτων που θα γίνεται η ταλάντωση ενώ με την τάση στο σημείο 5 ελέγχουμε ακριβώς την τιμή της. Η συχνότητα f δίνεται από τη σχέση

$$f = \frac{2(V_{cc} - V_5)}{R_{10} * C * V_{cc}}$$
, όπου V_{cc} η τάση τροφοδοσίας, V_5 η τάση στο σημείο 5 και C η

χωρητικότητα στο σημείο 7. Όσο λοιπόν αυξάνεται η τάση V_5 τόσο μικραίνει η συχνότητα εξόδου.

Η συχνότητα μπορεί να μεταβάλλεται. με τα ποτενσιόμετρα A , B και C .

Όσο αυξάνονται οι ενδείξεις του C τόσο περισσότερη αρνητική τάση πάει στον αναστρέφοντα ενισχυτή με το LM741 που την κάνει θετική και μέσω του ενισχυτή το ZTX 108K μικραίνει η τάση V_5 οπότε η συχνότητα αυξάνεται.

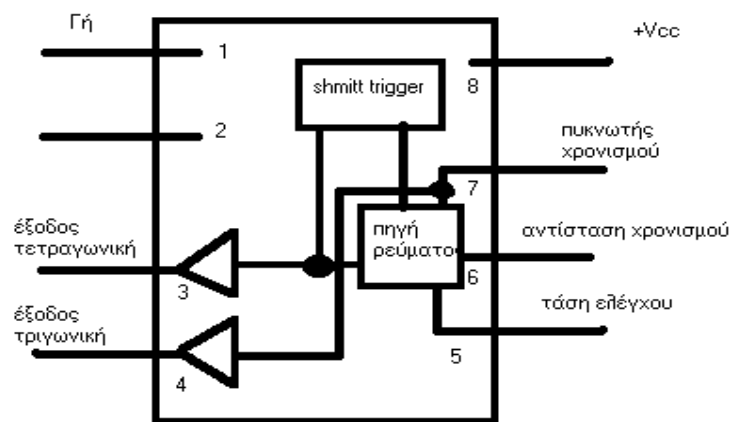
Οι εισοδοι A και B διαφέρουν ως προς την ευαισθησία έτσι για την είσοδο A έχουμε απολαβή από 0 μέχρι 1 , ενώ για τη B από 0 μέχρι 0,1. Όταν η τάση στις εισόδους αυτές αυξάνεται προς τα θετικά έχουμε τελικά αύξηση του V_5 άρα μείωση στη συχνότητα εξόδου. Το κύκλωμα του LM741 είναι ένας αναστρέφων αθροιστής.

Στην έξοδο 3 έχουμε το τετραγωνικό σήμα εξόδου που ενισχύεται από τα TR2 και TR3. Με το ποτενσιόμετρο R_{11} μπορούμε να υποβιβάσουμε το σήμα εξόδου από 0 μέχρι 20 db ενώ παίρνοντας το σήμα από τις εξόδους έχουμε ακόμα υποβιβασμό κατά τον αριθμό που αναγράφεται σε κάθε έξοδο. Αν για παράδειγμα το ποτενσιόμετρο είναι στη θέση -10db και παίρνουμε το σήμα από την έξοδο -18 db τότε το σήμα που έχουμε είναι υποβιβασμένο κατά 28dB σε σχέση με το μέγιστο.

Μερικές πληροφορίες για το NE 566.

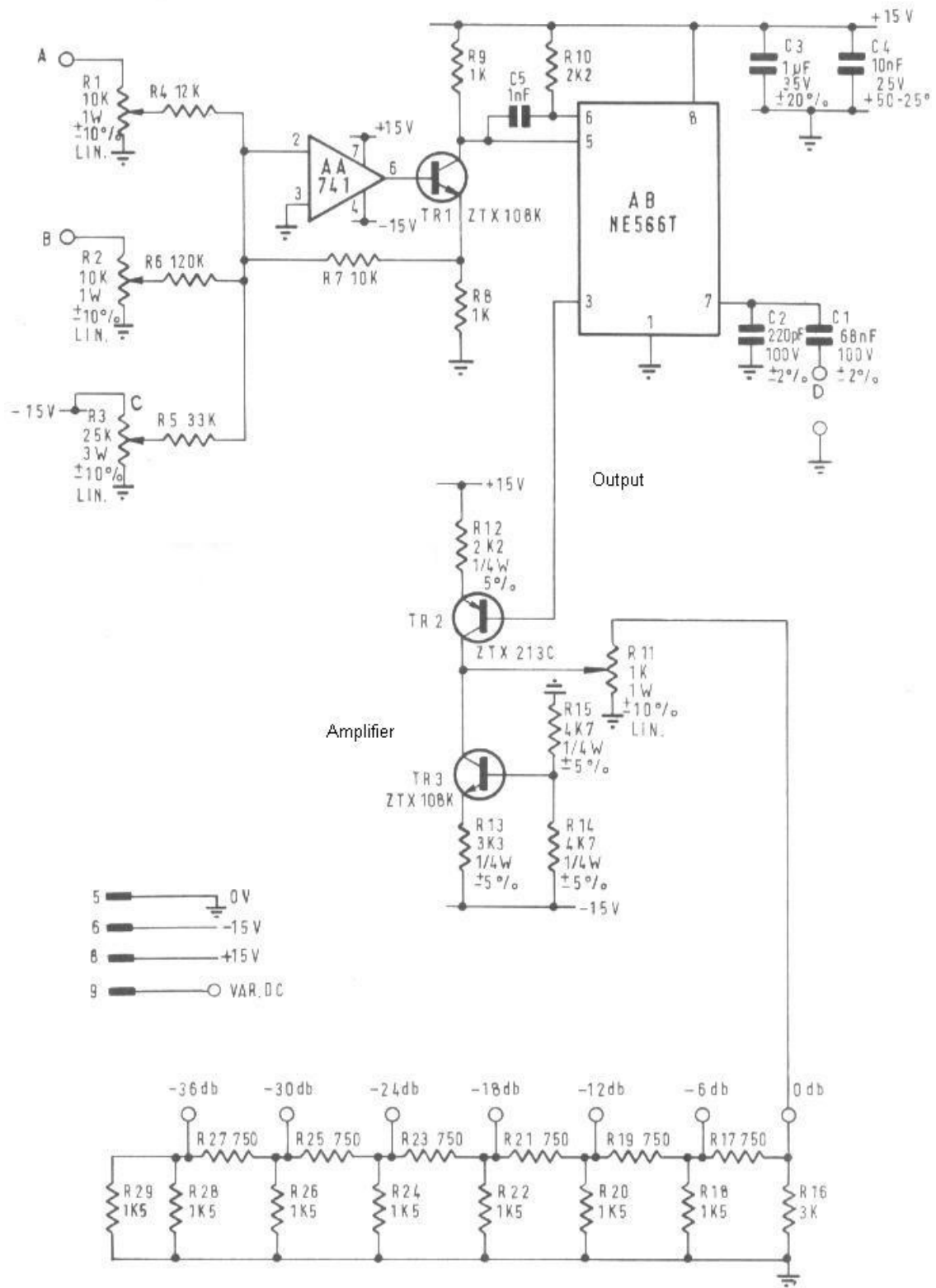
- Μέγιστη συχνότητα εξόδου 1MHz.
- Η τάση V_5 πρέπει να παίρνει τιμές από $3/4V_{cc}$ μέχρι V_{cc} .
- Αντίσταση εισόδου στο 5 είναι 1MΩ.
- Η αντίσταση εξόδου στο 3 είναι 50Ω.
- Η μέγιστη συχνότητα που μπορεί να δεχθεί στο 5 είναι 500MHz.
- Στο πόδι 4 του ολοκληρωμένου μπορούμε να πάρουμε έξοδο τριγωνικής μορφής.

Παρακάτω φαίνεται το εσωτερικό του NE566 σε block διάγραμμα (Σχ. 1-3) και οι ακροδέκτες του:



Σχ 1-3

Αρχή λειτουργίας : Όταν ένας πυκνωτής φορτίζεται από πηγή σταθερού ρεύματος η τάση είναι ανάλογη του χρόνου. Η τιμή του ρεύματος άρα και ο χρόνος ελέγχεται από το V_5 . Ο σκανδαλιστής Schmitt καθορίζει την αρχή και το τέλος του τετραγωνικού.



SIGNAL SOURCE

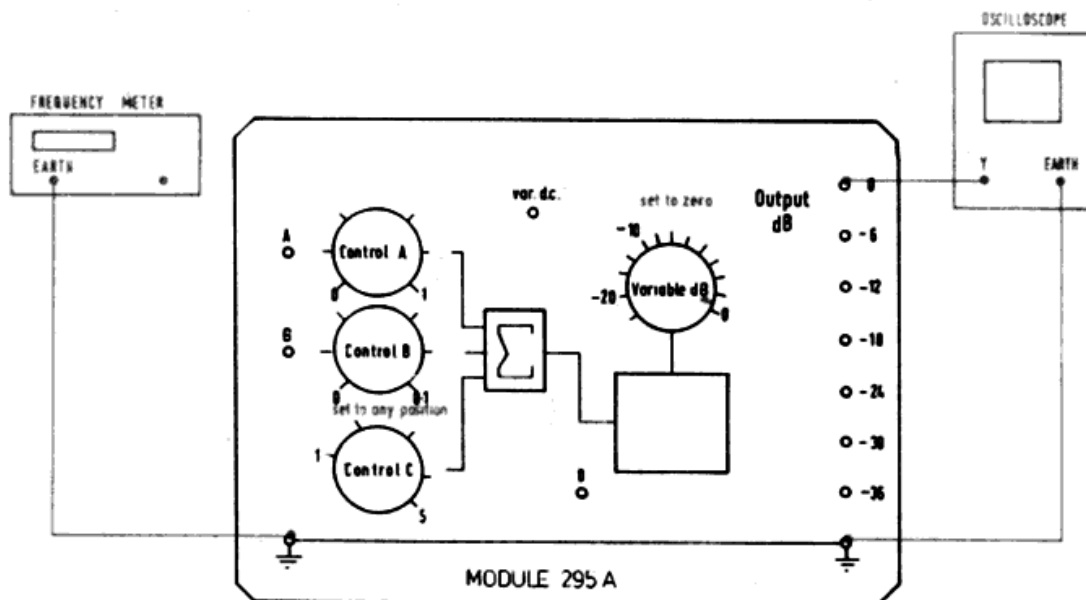
Πηγή σήματος 295A

Σχ 1-4

ΠΡΑΚΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

A. Ρύθμιση του ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση

1. Συνδέστε στο τροφοδοτικό το Module και βεβαιωθείτε ότι οι ακροδέκτες του σχήματος 1-5 δεν είναι συνδεδεμένοι και γυρίστε το (variable attenuator) εξασθενητή στο μηδέν (πλήρως δεξιά). Συνδέστε τον παλμογράφο στον ακροδέκτη 0db της εξόδου και τη γη .
2. Ρυθμίστε τον παλμογράφο σας ώστε να πάρουμε μία σταθερή εικόνα και γυρίστε στη συνέχεια το Module Frequency control C.
3. Τι παρατηρείται ;
4. Υπολογίστε από τον χρόνο του παλμογράφου σας την περιοχή των συχνοτήτων που παίρνουμε στην έξοδο, αν μετακινήσουμε το διακόπτη C (manual frequency control) μεταξύ του σημείου 1 και 5.



Σχ 1- 5

Στο χαμηλότερο άκρο του Control C θα δείτε πως το κύκλωμα θα σταματήσει να ταλαντώνεται.

Αυτό συμβαίνει διότι μετράτε τη χαμηλότερη συχνότητα που δίδεται από το control στο σημείο 1.

Συνδέστε τον ακροδέκτη D στη Γη , στρέψτε κατάλληλα το time base του παλμογράφου σας και γυρίστε το manual frequency control C ξανά.

5. Τι παρατηρείτε τώρα;

Υπολογίστε από το χρόνο του παλμογράφου την διαθέσιμη περιοχή συχνοτήτων, εάν κινήσουμε τον διακόπτη C (manual frequency control c) από το 1 μέχρι το 5.

6. Τώρα συνδέστε το συχνόμετρο στην έξοδο του Module και μετρήστε την συχνότητα και στις δύο κλίμακες, γειώστε τον ακροδέκτη D για την χαμηλή κλίμακα. Γράψτε στον παρακάτω πίνακα του σχήματος 1-6 τα αποτελέσματα που αντιστοιχούν στις συχνότητες της υψηλής περιοχής και της χαμηλής περιοχής .

Ενδείκτης κλίμακας	Συχνότητα σε (kHz)	
	Χαμηλή κλίμακα	Υψηλή κλίμακα
1		
2		
3		
4		
5		

Σχ 1- 6

7. Χαράξτε τις καμπύλες στο ίδιο μιλιμετρέ, τοποθετώντας κάποια κλίμακα και για τις δύο περιοχές συχνότητας.

8. Τι μορφή έχουν αυτές οι καμπύλες;

Η καμπύλη για χαμηλή περιοχή συχνότητας είναι ευθεία σε kHz και αντιστοιχεί στο control voltage V

Η καμπύλη για υψηλή συχνότητα δεν είναι γραμμική

B. Χρήση εξωτερικής συχνότητας εισόδου για έλεγχο.

Γειώστε τον ακροδέκτη D όπως βλέπετε στο Σχ. 1- 5 ώστε να χρησιμοποιούμε την χαμηλή περιοχή συχνοτήτων. Με το συχνόμετρο και τον παλμογράφο στην έξοδο του Module, ρυθμίστε την συχνότητα με το manual frequency control C στα 5kHz.

Συνδέστε την είσοδο A της πλακέτας με το VAR DC και ρυθμίστε για έξοδο 0V

Αυξήστε σιγά την μεταβλητή DC έξοδο του τροφοδοτικού.

9. Ποια είναι η τάση εισόδου D.C. που έχουμε για να μειωθεί η συχνότητα από 5kHz σε 1kHz ;

Ρυθμίστε την τάση για συχνότητα 3kHz.

10. Ποια είναι η τάση εισόδου DC που έχουμε για να μειωθεί η συχνότητα από την πραγματική των 5 kHz στα 3 kHz (μείωση 2 kHz).

Ποια είναι η σχέση μεταξύ της εφαρμοζόμενης τάσης εισόδου και της μείωσης στην συχνότητα.

Όταν χρησιμοποιούμε τα control A και B η τιμή της VCF είναι διαφορετική μεταξύ της τιμής του C και αυτών απ' την εξωτερική τάση εισόδου που μεταβάλλεται ανάλογα με την τοποθέτηση της ευαισθησίας αυτών.

Ρυθμίστε τώρα την τάση εισόδου για να πάρετε 1kHz στην έξοδο και στη συνέχεια αποσυνδέστε τον ακροδέκτη D, έτσι ώστε να είμαστε στην υψηλή περιοχή συχνοτήτων. Χρησιμοποιείστε το συχνόμετρο και μετρήστε τη συχνότητα στην έξοδο.

Πως συγκρίνετε την συχνότητα, με την συχνότητα που αντιστοιχεί σε αυτή που βρήκατε για την υψηλή περιοχή συχνοτήτων για την θέση 1.

Τώρα χωρίς να αλλάξετε την τάση εισόδου, μεταφέρετε την εφαρμοζόμενη τάση από τον ακροδέκτη A της εισόδου στον ακροδέκτη B της εισόδου και τοποθετήστε την ευαισθησία της στο μηδέν.

Παρατηρήστε το συχνόμετρο και αργά αυξήστε την ευαισθησία B στο 0,1.

11. Ποια είναι η συχνότητα με την τάση εισόδου που εφαρμόζετε στο B όταν το κέρδος είναι στο 0,1%;

12. Η συχνότητα αυξήθηκε ή μειώθηκε και με μεγαλύτερη ή μικρότερη ποσότητα από ότι όταν είχαμε την τάση στον ακροδέκτη A;

Συγκρίνετε αυτή την συχνότητα που βρήκατε με την συχνότητα του πίνακα Σχ. 1- 6.

Προς στιγμήν αποσυνδέστε όλες τις εισόδους.

Ας δούμε τώρα στον εξασθενητή.

Είναι μαρκαρισμένος από 0- 20 και η έκφραση OUTPUT DC δίνει τάση στην έξοδο που είναι $(X+Y)$ db μικρότερη από την τάση αναφοράς.

Όπου 0 του εξασθενητή τίθεται σε Xdb (0- 20 db) και ο Y ακροδέκτης επιλέγεται Ydb (0- 36 db).

Γ. ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΟΥ ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗ

Συνδέστε τον παλμογράφο στα 0 db στην έξοδο της Γεννήτριας 295A, με τον εξασθενητή να είναι επίσης τοποθετημένο στα 0 db. Οι ακροδέκτες A,B και D είναι αποσυνδεδεμένοι . Ρυθμίστε τον παλμογράφο για σταθερή εικόνα . Μετρήστε την τάση V_{p-p} και συμπληρώστε τον πίνακα του Σχ. 1- 7.

Γυρίστε το variable attenuator (εξασθενητή) στα -3db και μετρήστε ξανά την τάση V_{p-p} και γράψτε την στον πίνακα του Σχ. 1-7.

Εξασθενητής σε (db)	Έξοδος V_{p-p}	V_0/V	$\text{Log}_{10} V_0/V$	$-20\text{log}_{10} V_0/V$
0				
-3				
-6				
-9				
-12				
-15				
-18				
-21				
-14				
-24				
-27				
-30				
-33				
-36				

Σχ1-7

13. Γυρίστε τον εξασθενητή στα -6db και μετρήστε ξανά την τάση V_{p-p} και γράψτε την στον πίνακα του Σχ. 1-7

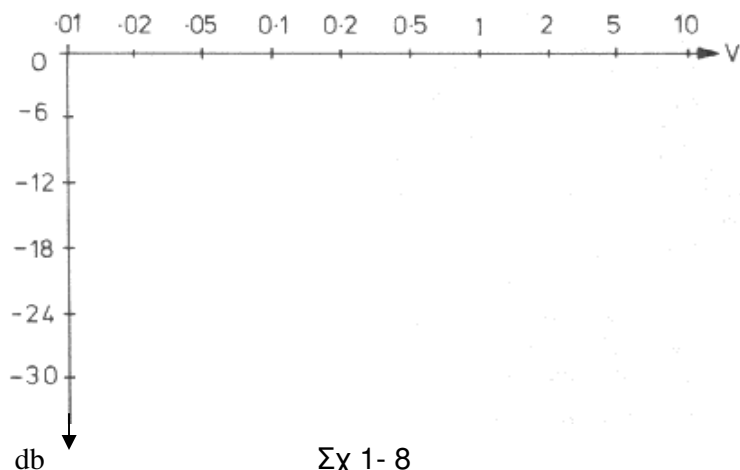
14. Συγκρίνετε την τάση V_{p-p} για τιμή στα -12db.

15. Αυτές οι μετρήσεις επιβεβαιώνουν το θεώρημα ότι οι αριθμοί σε db απλώς προστίθενται χρησιμοποιούμενες σε συνδυασμό.

Παίρνοντας την τάση στα 0db σαν τάση αναφοράς V_0 , υπολογίστε τον λόγο της τάσης αυτής με κάθε άλλη τάση V π.χ. V_0 / V

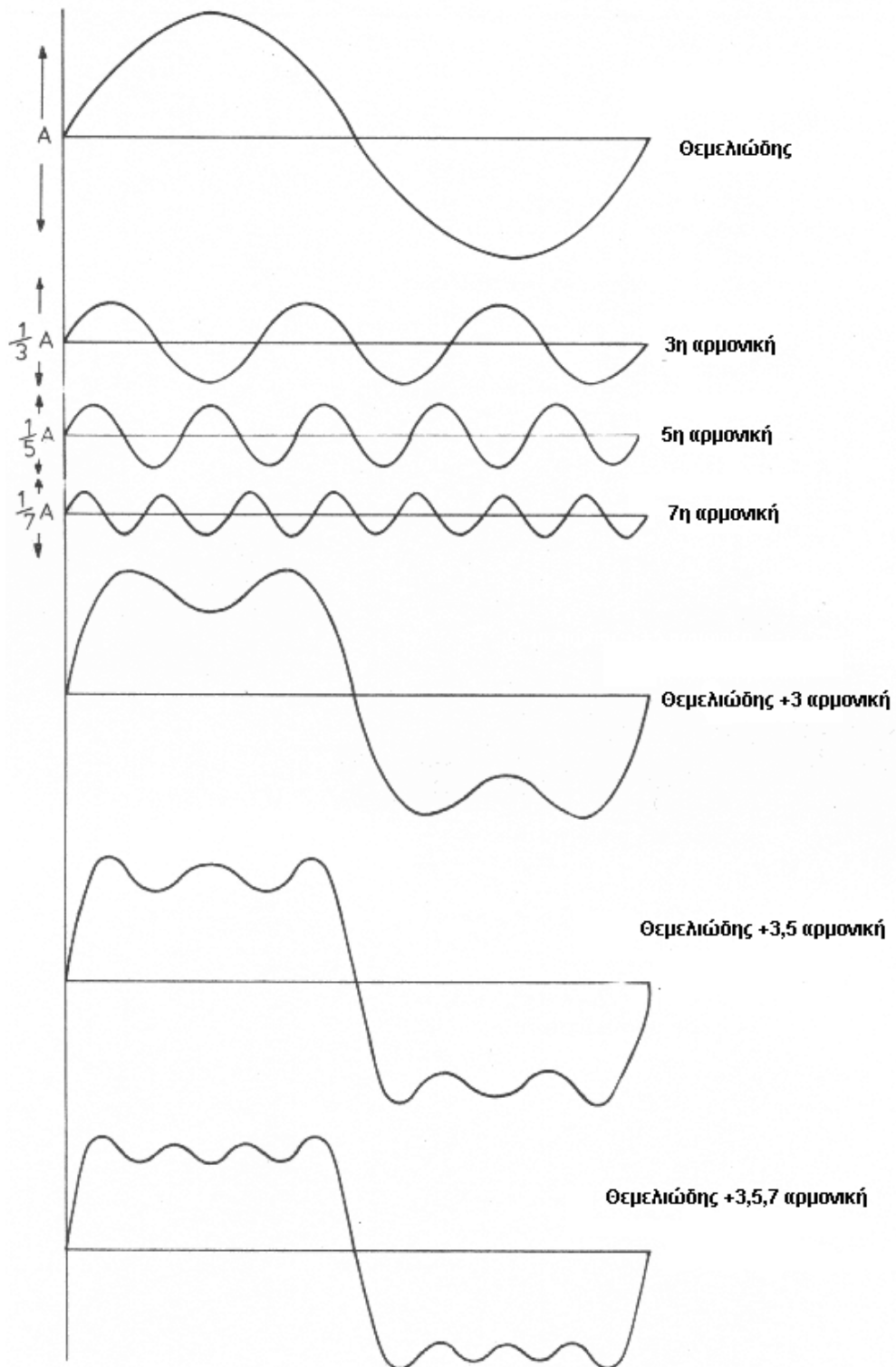
Μετά υπολογίστε την σχέση $-20 \log V_0 / V$ που ισούται με τη σχέση $20 \log V / V_0$ που εκφράζει την τάση εξόδου V σε db σε σχέση με την τάση V_0 .

Σχεδιάστε σε λογαριθμικό χαρτί βάζοντας στον έναν άξονα τα αποτελέσματα της τελευταίας στήλης σε db του πίνακα 1-7 και στον άλλο άξονα την τάση εξόδου V_{p-p} του παρακάτω σχήματος.



Η έξοδος είδαμε στην άσκηση παραπάνω ότι είναι ένας τετραγωνικός παλμός ο οποίος αναλυόμενος κατά Fourier μπορεί να θεωρηθεί άπειρο άθροισμα ημιτονικών σημάτων.

Η συχνότητα μεταβάλλεται από 20KHz – 1000 KHZ στην υψηλή περιοχή και 1 KHz – 5 KHZ στην χαμηλή περιοχή.



Σχ 1- 9

Άσκηση 2

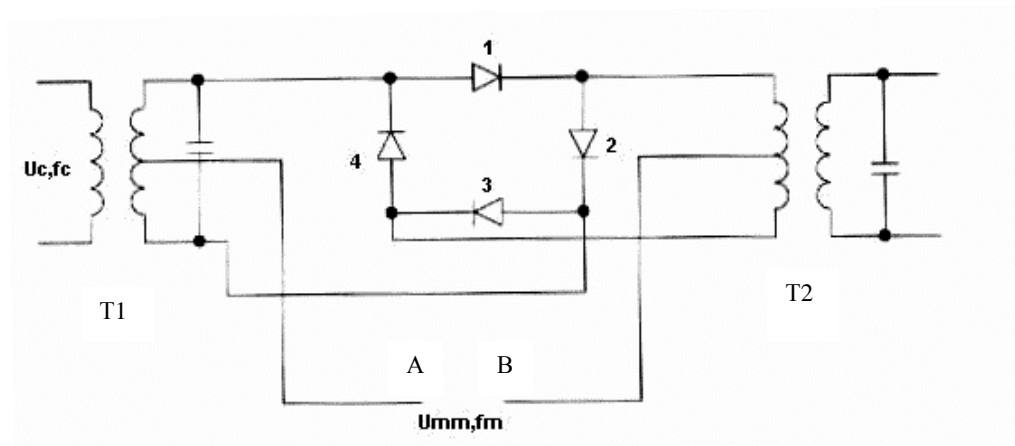
ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΟΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΕΣ (BALANCED MODULATORS)

ΘΕΩΡΙΑ

A. Διαμορφωτής διπλής ισοστάθμισης με_διόδους

Σκοπός της άσκησης είναι 1) να πάρουμε στον παλμογράφο τις κυματομορφές εισόδου – εξόδου 2) να βρούμε για ποιες τάσεις φέροντος και μηνύματος εργάζεται ικανοποιητικά ο διαμορφωτής και 3) για ποιες συχνότητες του μηνύματος εργάζεται ικανοποιητικά ο διαμορφωτής.

Το βασικό κύκλωμα που θα χρησιμοποιήσουμε φαίνεται παρακάτω:



Σχ 2-1

Ο παραπάνω διαμορφωτής ονομάζεται διαμορφωτής δακτυλίου και είναι από τους συνηθέστερα χρησιμοποιούμενους . Η φέρουσα μπορεί να είναι ή σήμα ημιτονικό με συχνότητα f_c ή τετραγωνικό συμμετρικό με πλάτος ± 1 .

Όταν το φέρον είναι θετικό τότε το άκρο A είναι θετικό και το B είναι αρνητικό οπότε οι δίοδοι 1 και 2 άγουν αφού είναι ορθά πολωμένες (ενώ οι 3 και η 4 είναι ανάστροφα) και έτσι το μήνυμα φτάνει στον T_2 , με την ίδια πολικότητα που βγαίνει από τον T_1 , και στη συνέχεια εμφανίζεται στην έξοδο. Όταν όμως το φέρον είναι αρνητικό τότε το άκρο A είναι αρνητικό και το B θετικό , έτσι οι δίοδοι 1 και 2 πολώνονται ανάστροφα (δεν άγουν) και οι 3 και 4 ορθά οπότε άγουν . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το μήνυμα από την πάνω άκρη του T_1 να εμφανιστεί στην κάτω άκρη του T_2 , δηλαδή αλλάζει πολικότητα και τελικά βγαίνει έτσι στην έξοδο.

Παρατηρώντας το σήμα εξόδου βλέπουμε ότι μπορεί να προκύψει

πολλαπλασιάζοντας το μήνυμα $U_m = U_{mm}\eta\mu_{m}t$ με το φέρον , δηλαδή $U_0 = U_m \cdot U_c$

Το φέρον αναλυόμενο κατά Fourier δίνει :

$U_c = 4/\pi (\eta\mu\omega_c t + 1/3 \eta\mu 3\omega_c t + 1/5 \eta\mu 5\omega_c t + \dots)$.Παρατηρούμε πως δεν υπάρχει συνεχής συνιστώσα αλλά έχουμε τη θεμελιώδη. Έτσι :

$$U_0 = U_{mm}\eta\mu\omega_m t \cdot 4/\pi (\eta\mu\omega_c t + 1/3\eta\mu 3\omega_c t + 1/5\eta\mu 5\omega_c t + \dots) =$$

$$= (4U_{mm}/\pi) \eta\mu\omega_m t \eta\mu\omega_c t + (4U_{mm}/3\pi) \eta\mu\omega_m t \eta\mu 3\omega_c t + (4U_{mm}/5\pi) \eta\mu\omega_m t$$

$$\eta\mu 5\omega_c t + \dots = (4U_{mm}/2\pi)[\sigma\upsilon\nu(\omega_c - \omega_m)t - \sigma\upsilon\nu(\omega_c + \omega_m)t] + (4U_{mm}/3 \cdot 2\pi)[\sigma\upsilon\nu(3\omega_c - \omega_m)t - \dots =$$

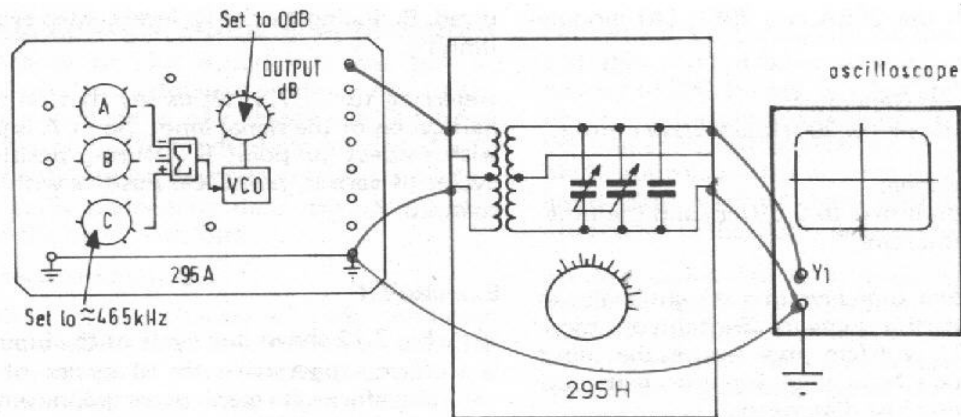
$$\sigma\upsilon\nu(3\omega_c + \omega_m)t] = (2U_{mm}/\pi) \sigma\upsilon\nu(\omega_c - \omega_m)t - (2U_{mm}/\pi) \sigma\upsilon\nu(\omega_c + \omega_m)t + (2U_{mm}/3\pi)$$

$$\sigma\upsilon\nu(3\omega_c - \omega_m)t - (2U_{mm}/3\pi) \sigma\upsilon\nu(3\omega_c + \omega_m)t + \dots$$

Παρατηρούμε ότι το σήμα στην έξοδο δεν περιέχει την φέρουσα ω_c αλλά τις πλευρικές $\omega_c - \omega_m$ και $\omega_c + \omega_m$ καθώς και τις πλευρικές $3\omega_c - \omega_m$, $3\omega_c + \omega_m$ γύρω από τη τρίτη αρμονική κτλ. Με κατάλληλο φίλτρο κόβουμε όλες τις άλλες συχνότητες εκτός από τις $\omega_c - \omega_m$ και $\omega_c + \omega_m$. Εδώ δεν περιέχεται στην έξοδο η συχνότητα του μηνύματος ω_m .

ΠΡΑΚΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

1. Θέστε τη γεννήτρια 295 A περίπου στους 465 kHz και πάρτε το μέγιστο πλάτος στην έξοδο. Παρατηρήστε το σήμα στον παλμογράφο .
2. Στην έξοδο της γεννήτριας συνδέστε το φίλτρο 295 H και συντονίστε το για μέγιστη έξοδο. Παρατηρείστε πάλι το σήμα στον παλμογράφο .

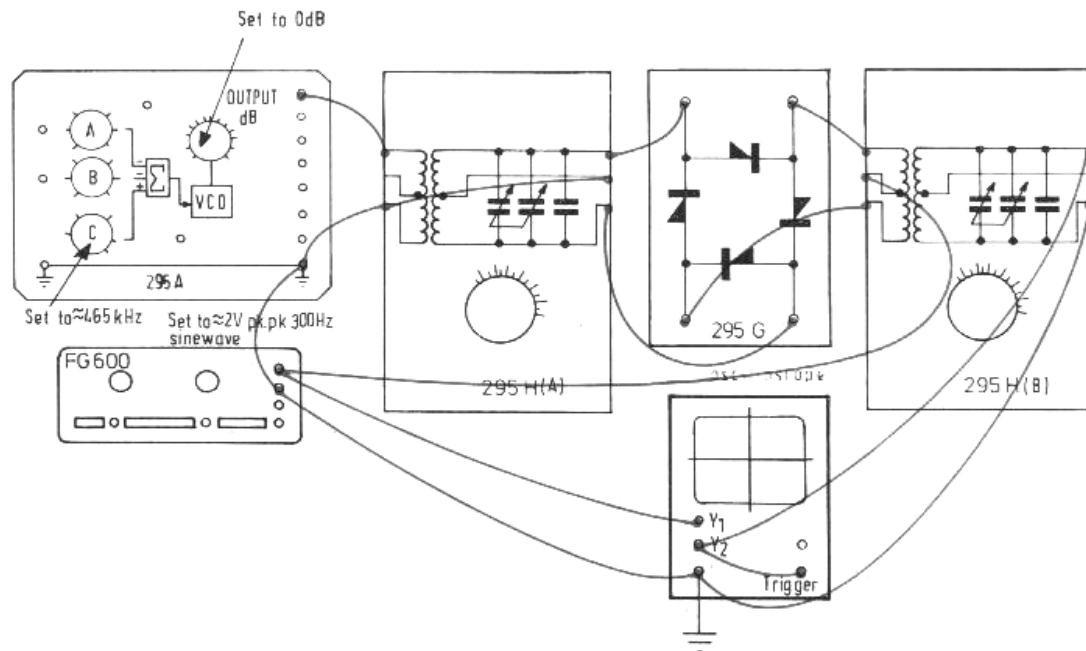


Σχ 2-2

3. Σε τι διαφέρουν τα δύο σήματα και γιατί ;
4. Θέστε την γεννήτρια AF $f_m=300\text{Hz}$ πλάτους 6V.

5. Πραγματοποιήστε το παρακάτω κύκλωμα και ρυθμίστε το φίλτρο εξόδου 295 H (B) για μέγιστη έξοδο.

Τοποθετήστε τα δύο φίλτρα μακριά το ένα από το άλλο και κάθετα μεταξύ τους για να μην έχουμε αμοιβαία επαγωγή



Σχ 2-3

6. Ελαττώστε το πλάτος της AF ώστε να μην έχουμε ψαλιδισμό. Μετρήστε αυτό το πλάτος. Πιθανόν η κυματομορφή να μην είναι καθαρή . Γιατί; Αν δεν είναι καθαρή για να την μετρήσετε αποσυνδέστε την f_c . Σχεδιάστε την f_m .

7. Συνδέστε τον παλμογράφο στην έξοδο του φίλτρου 295 H (A) για να πάρετε την f_c . Πιθανόν να μη είναι καθαρό το σήμα . Γιατί; Αν δεν είναι αποσυνδέστε την f_m . Βάλτε το timebase του παλμογράφου στην ίδια θέση που ήταν στην ερώτηση 6 και σχεδιάστε την f_c κάτω από την f_m .

8. Πάρτε την τελική έξοδο και σχεδιάστε την κάτω από την f_m και f_c χωρίς να μεταβάλετε το timebase.

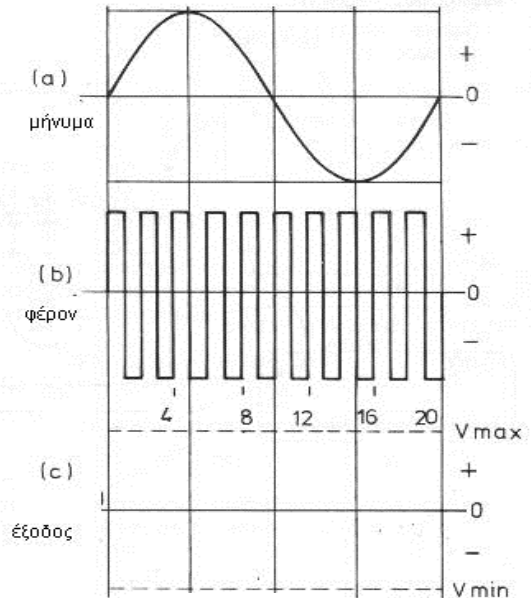
9. Έχουμε διαμόρφωση; Αν ναι, γιατί; Τι είδους είναι;

10. Γιατί έχουμε ψαλιδισμό όταν το πλάτος U_{mm} είναι μεγάλο;

11. Ποιο είναι το ελάχιστο πλάτος U_{mm} για καλή διαμόρφωση; Θέστε πάλι το U_{mm} στο μέγιστο για να μην έχουμε ψαλιδισμό.

12. Ελαττώστε σιγά-σιγά το U_c . Τι παρατηρείτε στην έξοδο; Για ποια τιμή του U_{mm} έχουμε σημαντική παραμόρφωση γιατί ; Θέστε πάλι το U_{co} στο μέγιστο.

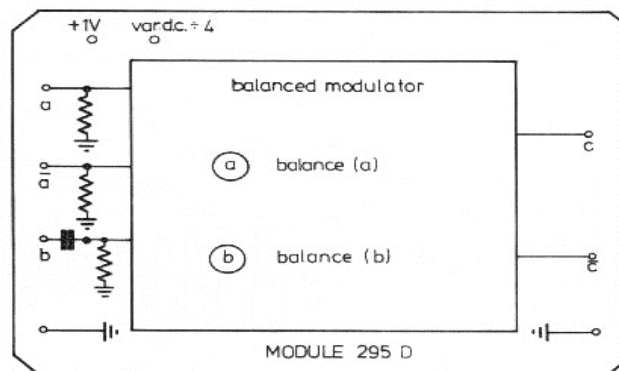
13. Με σταθερό το U_{mm} αυξήστε τη συχνότητα μέχρι τη μέγιστη για καλή διαμόρφωση; Ποια είναι αυτή η συχνότητα ;
14. Ποιες συχνότητες εμφανίζονται τότε στην έξοδο;
15. Δίδονται οι κυματομορφές του μηνύματος και του φέροντος με περίοδο μηνύματος 2μsec. Να σχεδιασθεί στο ίδιο διάγραμμα η έξοδος εξηγώντας την πορεία του σήματος. Γιατί στην έξοδο δεν εμφανίζεται το φέρον;



B. ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΟΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ ΜΕ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟ LM1496

(Πολλαπλασιαστής)

Ο πολλαπλασιαστής είναι ένα κύκλωμα με δύο εισόδους και μία έξοδο ανάλογη τον γινομένου των δύο εισόδων. Σε επόμενη σελίδα φαίνεται το αναλυτικό κύκλωμα του πολλαπλασιαστή που είναι στην πλακέτα 295 D.



Σχ 2-5

Όπως φαίνεται και στο αναλυτικό κύκλωμα η είσοδος **b** πάει απ' ευθείας στο ολοκληρωμένο ενώ για την **a** και **a'** παρεμβάλλεται ένας ενισχυτής κοινού συλλέκτη

(με μεγάλη αντίσταση εισόδου) ώστε οι εισόδοι a , \bar{a} και b να έχουν την ίδια αντίσταση εισόδου. Οι έξοδοι c και c' έχουν διαφορά 180° .

Στην είσοδο b εισάγουμε το φέρον $U_c = U_{c0} \eta \mu \omega_c t$ και στην a το μήνυμα $U_m = U_{mm} \eta \mu \omega_m t$ τότε στην έξοδο c έχουμε:

$$U_0 = A_v U_m U_c = A_v U_{mm} U_{c0} \eta \mu \omega_m t \eta \mu \omega_c t = (A_v U_{mm} U_{c0})/2 [\text{συν}(\omega_c - \omega_m)t - \text{συν}(\omega_c + \omega_m)t]$$

όπου A_v η απολαβή του πολλαπλασιαστή που ελέγχεται από τη αντίσταση R_{22} .

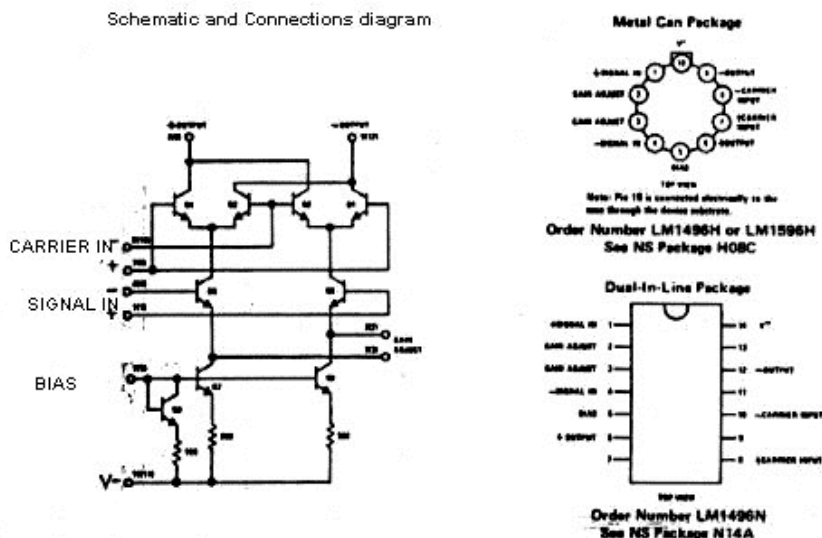
Παρατηρούμε ότι στην έξοδο έχουμε τις συχνότητες $\omega_c + \omega_m$ και $\omega_c - \omega_m$ δηλ. η ω_c είναι διαμορφωμένη κατά DSB με κομμένο φέρον. Αν στο U_m προσθέσω κι ένα συνεχές V_1 (για να γίνει αυτό βάζω το συνεχές στην είσοδο \bar{a}) τότε στην έξοδο έχω:

$$\begin{aligned} U_0 &= A_v (U_m + V_1) U_c = A_v (U_{mm} \eta \mu \omega_m t + V_1) U_{c0} \eta \mu \omega_c t = \\ &= A_v V_1 U_{c0} \eta \mu \omega_c t + A_v U_{mm} U_{c0} \eta \mu \omega_c t \eta \mu \omega_m t = \\ &= A_v V_1 U_{c0} \eta \mu \omega_c t + (A_v U_{mm} U_{c0})/2 [\text{συν}(\omega_c - \omega_m)t - \text{συν}(\omega_c + \omega_m)t] \end{aligned}$$

Έχω δηλαδή πάλι το σήμα DSB αλλά και το φέρον ω_c , αλλά αυτό είναι το κλασσικό σήμα AM. Άρα με τον πολλαπλασιαστή αυτό μπορώ να κάνω και διαμόρφωση πλάτους με μεταβλητό βαθμό m μεταβάλλοντας τη συνεχή τάση U .

Παρακάτω φαίνεται το εσωτερικό του LM1496 με τη διάταξη των ακροδεκτών του.

Το LM1596 είναι το ίδιο αλλά με στρατιωτικές προδιαγραφές (λειτουργία σε θερμοκρασίες -55°C μέχρι $+125^\circ\text{C}$) ενώ το LM1496 από 0° μέχρι $+70^\circ\text{C}$. Και τα δύο έχουν απόρριψη του φέροντος 65dB στους 500kHz και 50 dB στους 10MHz και εργάζονται ικανοποιητικά μέχρι τους 100MHz. Έχουν αντίσταση εισόδου 200kΩ και αντίσταση εξόδου 40kΩ.



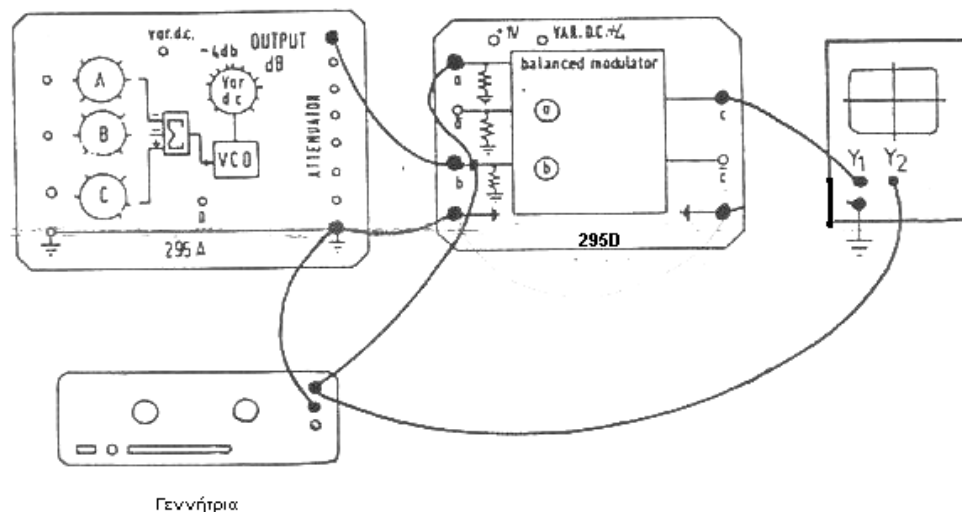
Σχ 2-6

A. Εργασίες για ισοστάθμιση.

1. Συνδέστε βολτόμετρο μεγάλης αντίστασης εισόδου μεταξύ c και c' .
2. Γειώστε την είσοδο b μετά τον πυκνωτή.
3. Θέστε στην α +1V και ρυθμίστε το balance a ώστε το βολτόμετρο να δείχνει 0V στην μικρότερη κλίμακα.
4. Γειώστε την είσοδο α.
5. Θέστε στην b μετά τον πυκνωτή + 1V και ρυθμίστε το balance b ώστε το βολτόμετρο να δείχνει 0V στη μικρότερη κλίμακα.
6. Επαναλάβετε πάλι από το 2 και μετά μέχρι το 5 αρκετές φορές μέχρι να μη χρειάζεται ρύθμιση του α και b.

B. Δημιουργία σήματος DSB με συμπιεσμένο φέρον. (DSBSC)

1. Θέστε τη γεννήτρια 295A στους 465kHz και τον μεταβλητό εξασθενητή στα -4dB. Με τον παλμογράφο μετρήστε το πλάτος του σήματος.
2. Θέστε τη γεννήτρια AF στα μήνυμα 300Hz με $1V_{p-p}$.
3. Πραγματοποιήστε το παρακάτω κύκλωμα..



Σχ 2-8

4. Μετρήστε το πλάτος της εξόδου και υπολογίστε το A_v
5. Βρέστε το μέγιστο πλάτος της U_m , που δεν παραμορφώνει την έξοδο.
6. Βρέστε το ελάχιστο πλάτος της U_m , που δεν παραμορφώνει την έξοδο.
7. Θέστε $U_{mm} = 1V$ και βρέστε το ελάχιστο πλάτος της U_c που δεν παραμορφώνει την έξοδο.
8. Θέστε $U_{mm} = 1V$ και $f_m = 46 \text{ kHz}$. Ρυθμίστε σιγά-σιγά τη συχνότητα f_m για να πάρετε καθαρή κυματομορφή. Προσπαθήστε να τη σχεδιάσετε. Πόσοι κύκλοι του φέροντας υπάρχουν μέσα σε ένα κύκλο του μηνύματος;

Γ. Δημιουργία σήματος AM

1. Θέστε πάλι την γεννήτρια ακουστικών στα 300Hz με $1V$.
2. Στην είσοδο α' συνδέστε το variable DC $\div 4$. Θέστε τον διακόπτη dc variable που υπάρχει στο τροφοδοτικό στη θέση $4V$ και πατήστε το πλήκτρο dc Volt που είναι κάτω από το όργανο του τροφοδοτικού. Με τον τρόπο αυτό δίνουμε στην πλακέτα μας μεταβλητή συνεχή τάση από 0 μέχρι $4V$ και την μετράμε στο όργανο. Πάνω στην πλακέτα υπάρχει ένας διαιρέτης τάσης δια τέσσερα οπότε στην είσοδο α' πάνε τα Volt, που λει το όργανο διαιρεμένα δια τέσσερα.
3. Παρακολουθήστε την έξοδο στον παλμογράφο. Θέστε στο α' $0V$ και αυξήστε τα σιγά-σιγά. Τι παρατηρείτε; Για ποιες τάσεις έχουμε υπερδιαμόρφωση ($m > 1$), για ποια $m=1$ και $m=0,5$;
4. Τι διαφορά έχει η περιβάλλουσα τον σήματος εξόδου DSB από το σήμα AM με $m=100\%$; Σχεδιάστε τα το ένα κάτω από το άλλο.

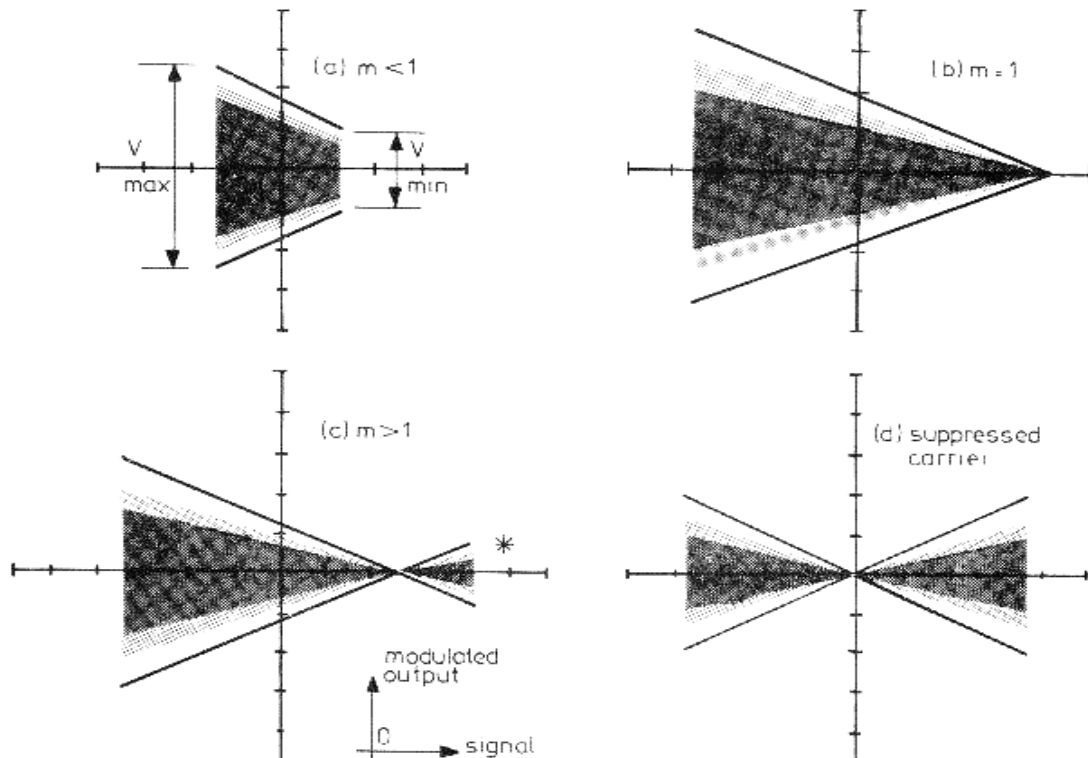
Δ. Παρακολούθηση σήματος AM και DSB με τη μέθοδο του τραπέζιου.

1. Μη μεταβάλλετε τίποτα από τα προηγούμενα παρά μόνο θέστε τη σάρωση του παλμογράφου εκτός πατώντας το κουμπί HOR EXT. Τότε η οριζόντια απόκλιση της δέσμης είναι ανάλογη με το σήμα τον καναλιού Y_2 .

ΠΡΟΣΟΧΗ : Τα κουμπιά της κάτω σειράς του παλμογράφου όλα εκτός .

2. Θέστε variable dc=0 δηλ. έχουμε σήμα DSB. Ρυθμίστε την απολαβή του καναλιού Y_1 και Y_2 ώστε να πάρετε την εικόνα δ. Αυξήστε σιγά-σιγά το variable dc ώστε να πάρετε διαδοχικά τις εικόνες γ , β , α .
3. θέστε $m=1$ και αυξήστε σιγά-σιγά το πλάτος της U_m , μέχρι να εμφανισθεί παραμόρφωση στο τραπέζιο (καμπύλες πλευρές). Τότε η έξοδος του διαμορφωτή

είναι παραμορφωμένη. Μπορείτε να το επιβεβαιώσετε γυρίζοντας πάλι τα κουμπιά του παλμογράφου εκεί που ήταν πριν τη μέθοδο του τραπέζιου.

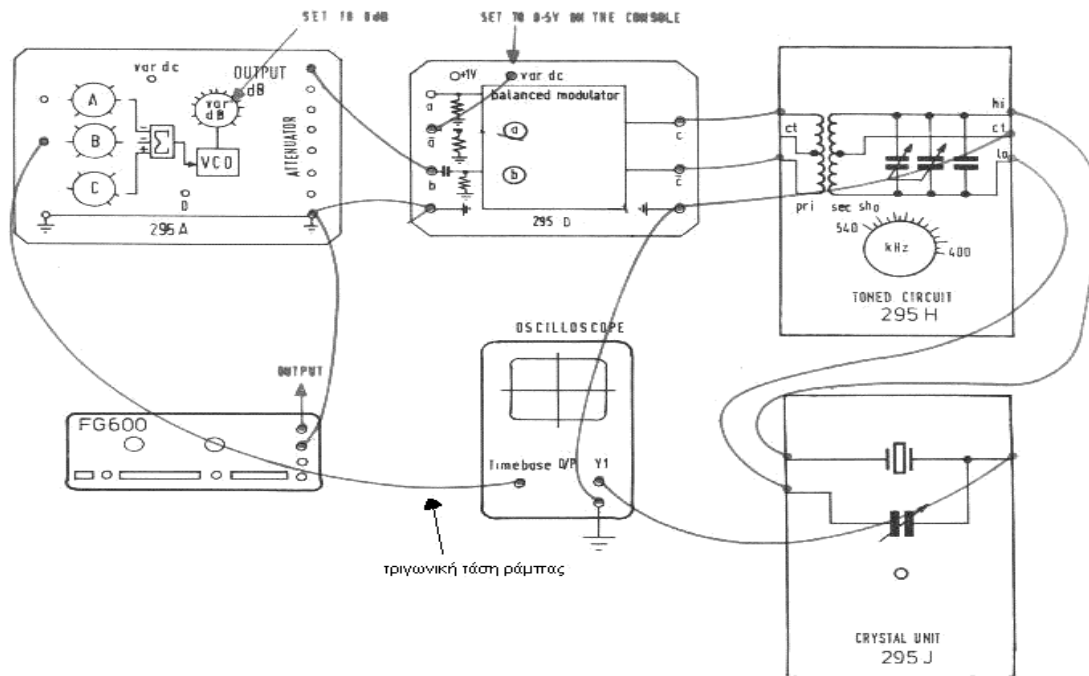


Σχ 2-9

Ε. Εύρεση φάσματος σήματος AM και DSB

Η γεννήτρια 295 A είναι ένας ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (Voltage control oscillator) VCO. Έτσι όταν στην είσοδο A ή B έχουμε μια μεταβλητή τάση η συχνότητα εξόδου μεταβάλλεται ανάλογα με την τάση αυτή προς μικρότερες τιμές από αυτές που καθορίζει το ποτενσιόμετρο c .

1. Πραγματοποιήστε το παρακάτω κύκλωμα.
2. Θέστε στη γεννήτρια AF $f_m=8\text{kHz}$ και $U_{mm}= 1\text{V}$.



Σχ 2-10

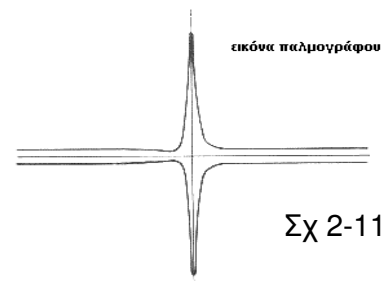
3. Από το timebase output του παλμογράφου παίρνουμε μια τριγωνική τάση (ράμπτα) όπως στο παρακάτω σχήμα. Ο χρόνος ανόδου της ράμπας είναι ίσος με το χρόνο που θέλει η κηλίδα τον παλμογράφου να κινηθεί στην οθόνη από τα αριστερά προς τα δεξιά. Όταν αυτή η τάση εφαρμόζεται στην είσοδο B του VCO η συχνότητά του αρχίζει από κάποια τιμή και αυξάνεται συνέχεια μέχρι να πέσει ξαφνικά πάλι στην αρχική τιμή κ.λ.π. Αυτές οι αυξομειώσεις της συχνότητας γίνονται γύρω από τη συχνότητα που καθορίζει το ποτενσιόμετρο C. Το εύρος των αυξομειώσεων καθορίζεται από τη θέση του ποτενσιόμετρου B.



4. Θέστε το variable dc 3 Volt. , το ποτενσιόμετρο B στο max και συντονίστε πρώτα το κυμαίνόμενο και μετά τον κρύσταλλο ώστε να πάρετε στην οθόνη του παλμογράφου ένα μέγιστο. Η γεννήτρια AF να μη συνδεθεί ακόμα.

Ρυθμίστε σιγά το C και το B ώστε το μέγιστο να εμφανισθεί στο κέντρο της γραμμής.

Το timebase να είναι στη θέση 0, 5 μsec/cm .



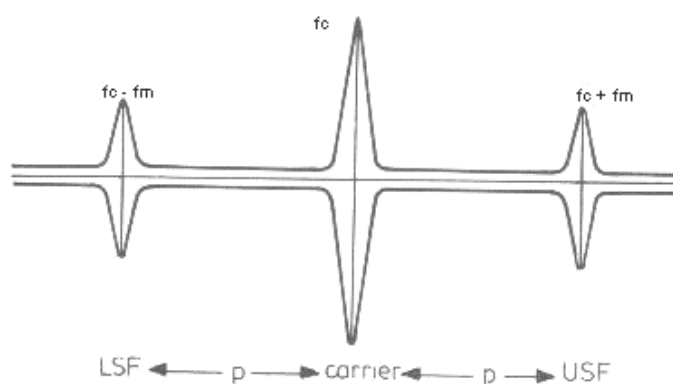
Σχ 2-11

Αυτό συμβαίνει επειδή για κάποια τιμή της τάσης της ράμπας η συχνότητα εξόδου του VCO γίνεται ίση με τη συχνότητα συντονισμού του κυμαινόμενου και του κρυστάλλου και εμφανίζεται μέγιστο.

Με τη διαδικασία που ακολουθήσαμε ο οριζόντιος άξονας του παλμογράφου έχει μετατραπεί σε άξονα συχνοτήτων οπότε η μορφή που βλέπουμε μας λειει ότι στην έξοδο έχουμε μία μόνο συχνότητα με το αντίστοιχο πλάτος

5. Συνδέστε τη γεννήτρια AF στην είσοδο α του διαμορφωτή και η εικόνα που έχουμε φαίνεται πιο κάτω.

Η μορφή της εικόνας εξηγείται ως εξής:



Σχ 2-12

Η έξοδος από τον διαμορφωτή είναι ένα σήμα AM με το φέρον στην f_c και τις δύο πλευρικές $f_c + f_m$ και $f_c - f_m$. Επειδή η φέρουσα δεν είναι σταθερή ούτε και οι δύο πλευρικές είναι σταθερές, αλλά σαρώνουν μια περιοχή συχνοτήτων γύρω από τους 465 kHz, κάθε φορά που η συχνότητα της φέρουσας και των πλευρικών γίνεται ίση με τη συχνότητα συντονισμού του κυμαινόμενου και του κρυστάλλου έχουμε έξοδο, ίση με το πλάτος της αντίστοιχης συχνότητας.

6. Μεταβάλετε τη συχνότητα f_m πάνω-κάτω από τους 20kHz και παρατηρείστε τι παθαίνουν οι δύο πλευρικές. Εξηγήστε.

7. Μεταβάλατε το variable dc και παρατηρείστε τι συμβαίνει στη φέρουσα.

Θέστε $m=100\%$ και βρέστε το λόγο των πλατών της φέρουσας προς τις πλευρικές.

8. Τι συμβαίνει όταν το variable dc είναι 0.Γιατί;

ΣΤ. Διαμόρφωση AM και DSB με τετραγωνικό μήνυμα.

1. Αφαιρέστε το timebase, το φίλτρο και τον κρύσταλλο.
2. Με $f_m = 300\text{Hz}$ και 1V τετραγωνικό κάντε διαμόρφωση πλάτους με $m = 100\%$ καθώς και διαμόρφωση DSB. Εξηγήστε τις δύο κυματομορφές.
3. Επαναλάβετε το DSB αλλά με $f_m = 46\text{kHz}$ όπως στο Β.
4. Τι συμβαίνει στη φάση του σήματος εξόδου;

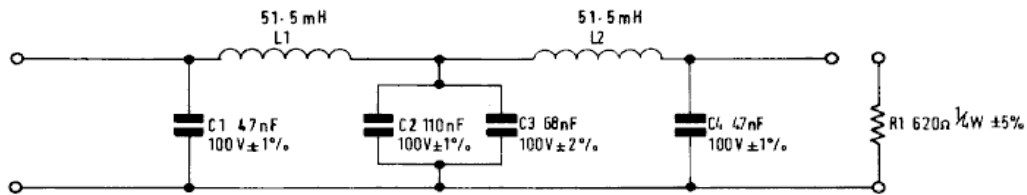


Fig 24 Passive Filter Passive Module 295 F (4-295-7473 Iss. 1)

○ SOCKETS

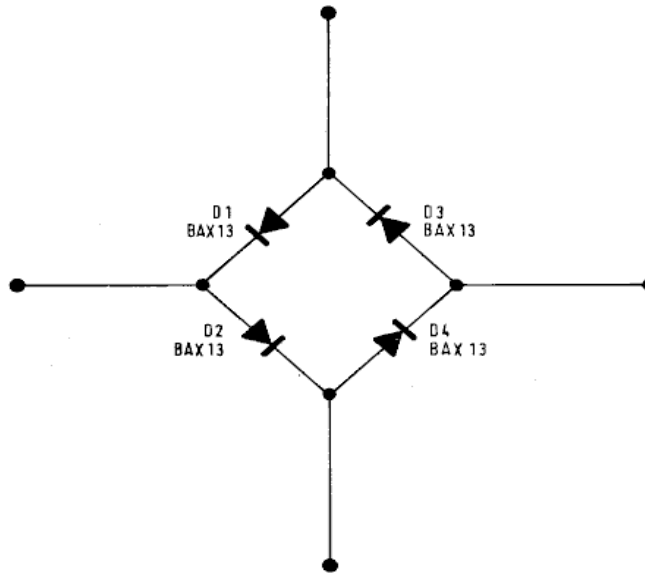


Fig 25 Diode Bridge Module 295 G (4-295-7474 Iss. 1)

● PLUGS

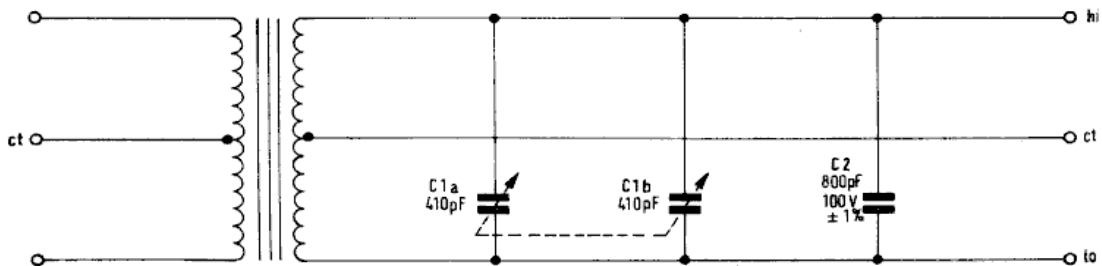


Fig 26 Tuned Circuit Passive Module 295 H (4-295-7475 Iss. 1)

ΣΧ 2-13

Άσκηση 3

ΦΩΡΑΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

ΘΕΩΡΙΑ

Όταν ένα διαμορφωμένο φέρον κύμα φτάσει στο σημείο λήψεως του δέκτη , θα πρέπει από αυτό το κύμα να πάρουμε το ωφέλιμο σήμα δηλαδή η πληροφορία που μεταφέρει αυτό το κύμα. Η λειτουργία αυτή του διαχωρισμού με την οποία το ωφέλιμο σήμα αποχωρίζεται από το διαμορφωμένο ονομάζεται φώραση ή αποδιαμόρφωση.

Στη διαμόρφωση οι συχνότητες του σήματος ω_m μετατοπίζονται σε υψηλότερες συχνότητες γύρω από τη φέρουσα ω_c .

Η μετατόπιση συχνότητας γίνεται με κατάλληλες διατάξεις που πολλαπλασιάζουν το σήμα ω_m με το φέρον ω_c . Για να γίνει ο πολλαπλασιασμός απαραίτητη προϋπόθεση είναι η παρουσία μη γραμμικών χαρακτηριστικών.

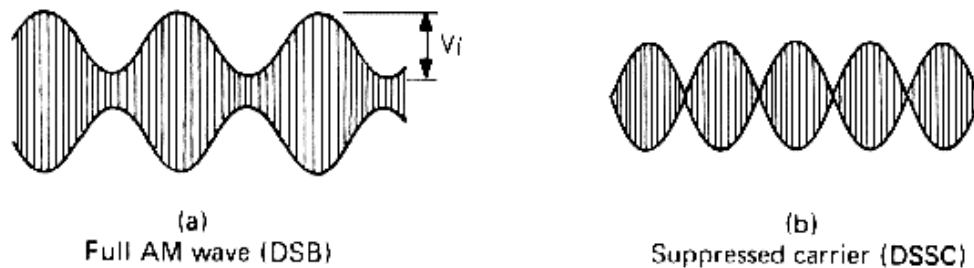
Στην αποδιαμόρφωση οι συχνότητες του σήματος που είναι γύρω από τη φέρουσα ω_c μετατοπίζονται σε χαμηλότερες περιοχές συχνοτήτων , ώστε να γίνουν ξανά ω_m και να επανέλθουν στην αρχική τους θέση. Η μετατόπιση γίνεται με μη γραμμικές διατάξεις , που πολλαπλασιάζουν το διαμορφωμένο κύμα με τη συχνότητα του φέροντος ω_c .

Η συχνότητα ω_c είτε υπάρχει στο διαμορφωμένο κύμα που είναι AM είτε όχι όπως στο DSB , USSB , LSSB την εισάγουμε εμείς με τον τοπικό ταλαντωτή του δέκτη.

Η διαμόρφωση και η αποδιαμόρφωση κάνουν μετατόπιση συχνότητας κατά ω_c και πραγματοποιούνται με κυκλώματα που έχουν μη γραμμικές χαρακτηριστικές ώστε να γίνεται πολλαπλασιασμός δύο κυμάτων.

Σκοπός της άσκησης είναι η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης και η μελέτη λειτουργίας φωρατών AM.

Οι δύο τύποι διαμόρφωσης AM που ήδη μελετήθηκαν θα τις δείτε στο σχ 3-1.



Σχ 3-1

Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του Σχ 3-2

Συνδέστε τη γεννήτρια 295 A , ρυθμίστε τη συχνότητα στους 465kHz και πάρτε το μέγιστο πλάτος στην έξοδο.

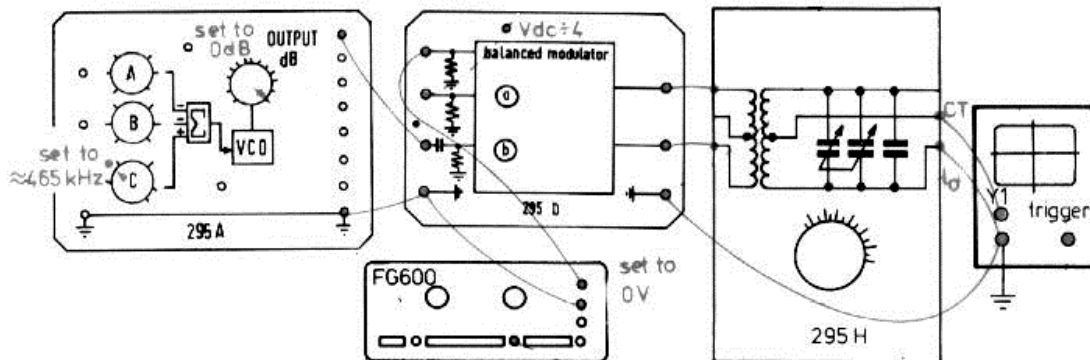
Θέστε την μεταβλητή DC τάση στα 2 Volts . (variable DC)

Ρυθμίστε το φίλτρο 295 H ώστε η είσοδος DC να είναι 0,5 V.

Συντονίστε την γεννήτρια για μέγιστη έξοδο στον παλμογράφο.

Ρυθμίστε την γεννήτρια σημάτων AF για ημιτονική κυματομορφή 300 Hz.

Αυξήστε αργά το πλάτος εξόδου της γεννήτριας σημάτων 1 Volt περίπου, όπου θα εμφανισθεί μια κυματομορφή AM με βαθμό διαμόρφωσης μόλις κάτω από 100%.



Σχ 3-2

ΦΩΡΑΤΗΣ MODULE 295C

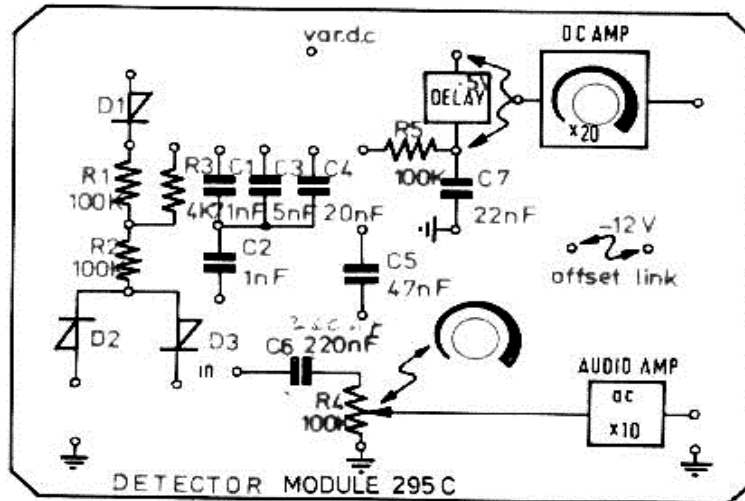
Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μια κατάλληλη δίοδο για φώραση.

Τέτοια δίοδος είναι στην πλακέτα 295C.

Εάν δείτε στην πλακέτα (Σχ 3-3) θα δείτε ότι υπάρχει μία δίοδος γερμανίου D₁ μαζί με τις αντιστάσεις και τους πυκνωτές που χρειάζεται για να έχουμε ένα πλήρη φωρατή.

Υπάρχουν ακόμη δυο άλλες δίοδοι D₂ και D₃ που θα χρησιμοποιηθούν κατά την μελέτη των φωρατών FM.

Το μέρος που γράφει AUDIO AMP είναι ένας AC ενισχυτής για την επεξεργασία σημάτων.



Σχ 3-3

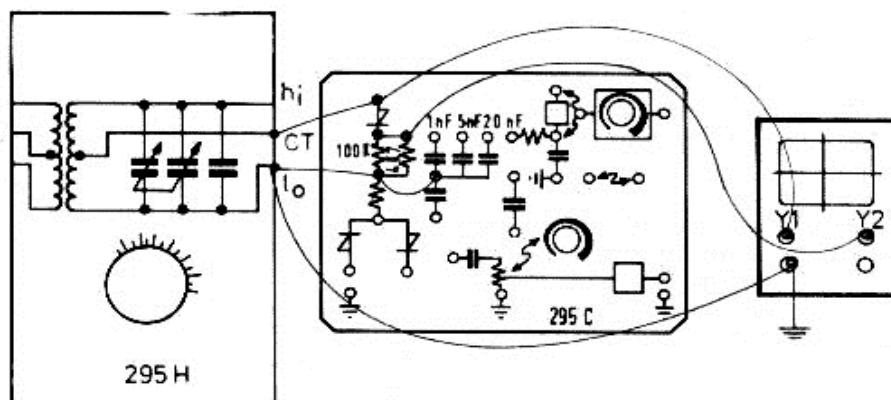
ΠΡΑΚΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

Α. ΔΙΑΓΩΝΙΟ ΨΑΛΙΔΙΣΜΑ ΚΟΡΥΦΗΣ

Για να δούμε πως διώχνεται το μισό της κορυφής της κυματομορφής συνδέστε την πλακέτα 295C όπως φαίνεται στο Σχ 3-4 στο κύκλωμα τον Σχ 3-2.

Μην πειράξετε τον διαμορφωτή.

Μπορείτε τώρα να δείτε την είσοδο και έξοδο της διόδου στις δύο δέσμες τον παλμογράφου.



1. Γιατί νομίζετε ότι έχουμε στην έξοδο μόνο τη μισή κυματομορφή από αυτή που εμφανίζεται στην έξοδο του συντονισμένου κυκλώματος;

2. Γιατί χρησιμοποιούμε δίοδο Γερμανίου και όχι πυριτίου εξηγήστε;

Σχεδιάστε την έξοδο της Y_2 .

3. Πως μπορούμε να διώξουμε την αρμονική υψηλής συχνότητας που παραμένει στο κύκλωμα του φέροντος .

Συνδέστε πυκνωτές σε σειρά 1nF, 5nF και 20nF παράλληλα στις αντιστάσεις όπως φαίνεται στο Σχ 3-4 και σχεδιάστε τις κυματομορφές που φαίνονταν στα άκρα των πυκνωτών 1nf και 20nf . Παρατηρήστε το φιλτράρισμα που δημιουργούν οι πυκνωτές, βλέποντας συγχρόνως και την είσοδο τον Y_1 (στην άνοδο της D)

Υπολογίστε τον συντελεστή αποδιαμόρφωσης από την σχέση.

$$n = \frac{V_i}{V_o} 100\%$$

Αποσυνδέστε την αντίσταση 4,7 KΩ και συνδέστε τον πυκνωτή 1nF έτσι, ώστε το φορτίο τις διόδου να είναι 100 KΩ παράλληλα με τον πυκνωτή 1nF.

9. Η κυματομορφή εξόδου είναι ίδια όπως προηγουμένως;

Υπολογίστε ξανά τον συντελεστή αποδιαμόρφωσης

10. Ο συντελεστής αποδιαμόρφωσης είναι μεγαλύτερος ή μικρότερος από προηγούμενα;

Γιατί νομίζεται ότι συμβαίνει αυτό;

11. Μειώνοντας τη τιμή του πυκνωτή και αυξάνοντας την τιμή της αντίστασης υπάρχει μεταβολή στη μορφή της τάσεως εξόδου;

Ποια νομίζετε ότι είναι η σημασία του δικτυώματος RC για σωστή αποδιαμόρφωση;

Πρέπει να παρατηρήσατε ότι αυτό προέρχεται από το C, R το οποίο είναι αναγκαίο και καλείται TIME CONSTANT του κυκλώματος και γράφεται $T = R.C$ σταθερά χρόνου και μετρείται σε δευτερόλεπτα.

Εάν η σταθερά χρόνου είναι πολύ μικρή βλέπουμε ότι υπάρχει μικρή κυμάτωση ραδιοσυχνότητας (RF στην έξοδο).

Τι γίνεται όταν το T είναι πολύ μεγάλο;

Συνδέστε πυκνωτή 5nF παράλληλα της αντίστασης των 100KΩ σαν φορτίο της διόδου.

12. Τι παρατηρείτε στην κυματομορφή εξόδου;

Σχεδιάστε τι βλέπετε.

Μειώστε το πλάτος τον σήματος εισόδου και μετρήστε τον δείκτη της διαμόρφωσης m . Τι γίνεται η παραμόρφωση;

Επαναφέρετε το m στο 100% και μειώστε την συχνότητα αργά, παρατηρήστε τι συμβαίνει στην παραμόρφωση.

Μετά αυξήστε την συχνότητα αργά στο 1kHz. Η παραμόρφωση αυξάνει ή ελαττώνεται.

Επαναφέρατε το $m = 100\%$ στο 1kHz και μειώστε την σταθερού χρόνου, χρησιμοποιώντας πυκνωτή 1nF παράλληλα στην αντίσταση των 100KΩ. Παρατηρήστε τι συμβαίνει στην παραμόρφωση.

Τώρα μειώστε την συχνότητα του σήματος στα 300Hz. Η παραμόρφωση θα υπάρχει; Τέλος, θέστε τετραγωνικό σήμα εισόδου 300Hz και $M = 100\%$ με 5nF πυκνωτή και παρατηρήστε τις μετακινούμενες άκρες της αποδιαμορφωμένης κυματομορφής.

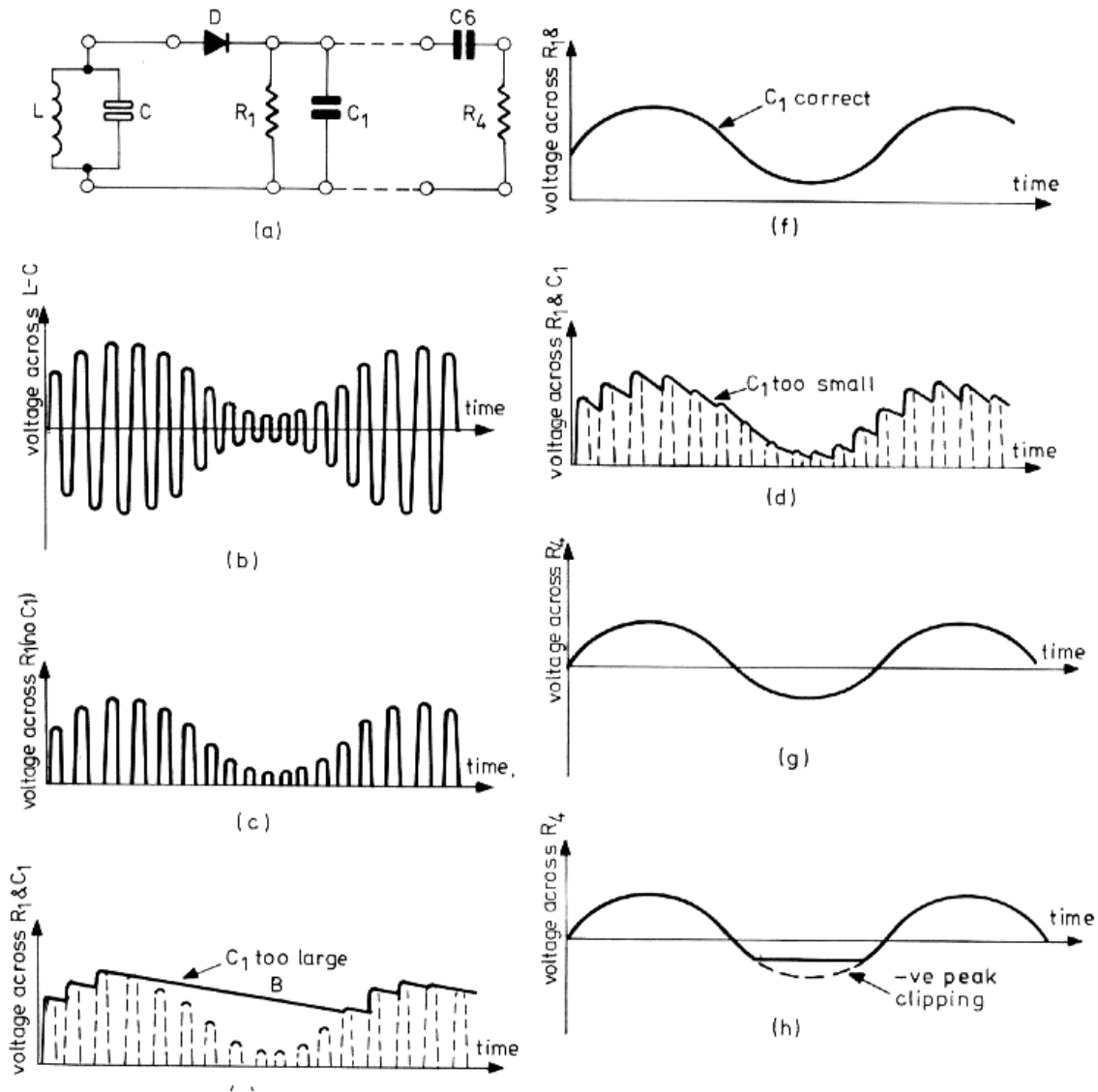
13. Συνδυάζοντας τα μέχρι τώρα μπορείτε να εξηγήστε αυτό που συμβαίνει;

14. Υπολογίστε την τιμή της σταθεράς χρόνου για $R = 100K\Omega$ και $C = 5nF$.

Επίσης για $R = 100K\Omega$ και $C = 1nF$

Επίσης για $R = 4,7K\Omega$ και $C = 20nF$

Έτσι μπορούμε να πούμε ότι για μια δεδομένη τιμή της σταθεράς χρόνου $T = RC$ η παραμόρφωση αυξάνει με την συχνότητα και την τιμή του βαθμού διαμόρφωσης m . Αυτός ο τύπος της παραμόρφωσης καλείται διαγώνιο ψαλίδισμα κορυφής.



Σχ 3-5

Το Σχ 3-5 δείχνει το κύκλωμα και της κυματομορφές που σχεδιάσατε.

Η είσοδος φαίνεται στο Σχ 3-5b, ενώ στο Σχ 3-5c φαίνεται πως η δίοδος μετακινεί το μισό της κυματομορφής λόγω ανόρθωσης.

Τα σχήματα 3.5 d, e, f δείχνουν την επίδραση των R_1 και C_1 . Εάν η σταθερά χρόνου είναι πολύ μεγάλη, η εκφόρτιση δεν γίνεται γρήγορα όπως μας δείχνει το Σχ 3-5 τμήμα B της κυματομορφής.

Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την δημιουργία της διαγώνιας ψαλίδισης.

B. ΑΡΝΗΤΙΚΟ ΨΑΛΙΔΙΣΜΑ ΚΟΡΥΦΗΣ

Συνεχίζοντας το ίδιο κύκλωμα του Σχ 3-4 και 3-5 ρυθμίστε τα παρακάτω.

Στην πλακέτα 295C

Γυρίστε την αντίσταση των 100kΩ παράλληλα με πυκνωτή 1nF σαν φορτίο τον αποδιαμορφωτή.

Στη γεννήτρια AF

Θέστε ημιτονικό σήμα 300Hz

Θέστε το πλάτος εξόδου έτσι ώστε η τιμή του M να είναι περίπου 100%.

Τι παρατηρείτε;

Αυξήστε τώρα το πλάτος εξόδου έτσι ώστε το m να είναι πάνω από 100%.

Σχεδιάστε την κυματομορφή που βλέπετε στον παλμογράφο.

Μειώστε το variable dc μέχρις ότου φύγει εντελώς η συχνότητα του φέροντος.

15. Είναι απαραίτητο η ύπαρξη του φέροντος για καλή αποδιαμόρφωση;

Ρυθμίστε ξανά την τιμή του m στο 100%.

16. Ποιο είναι το επίπεδο dc στην κυματομορφή εξόδου;

Για παράδειγμα

Αυτό γίνεται με τα C₆ R₄ του Σχ 3-5(α)

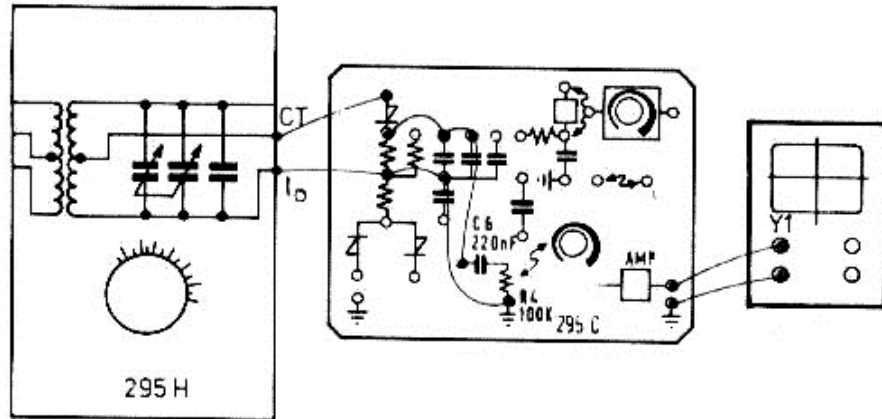
Αυτό φαίνεται στο σχ. 3.5g και, η τάξη εξόδου στα άκρα της αντίστασης R₄ φαίνεται στο Σχ 3-5g.

Η διάταξη αυτή περιπλέκει την κατάσταση.

Μέχρι τώρα είχαμε υποθέσει ότι ο ανορθωτής δεν ήταν απαραίτητο να δίδει κάποιο ρεύμα.

Η R₄ στο δικό μας φίλτρο απόρριψης της DC συνιστώσας θα απορρίψει κάποιο ρεύμα.

Για να αυξήσουμε το πλάτος εξόδου χρησιμοποιούμε ένα ενισχυτή a.c. συνδεσμολογώντας την πλακέτα 295C όπως φαίνεται στο Σχ 3-6.



Σχ 3-6

17. Σχεδιάστε την κυματομορφή εξόδου.

Γιατί συμβαίνει αυτό;

Παρατηρήστε την επίδραση σε τριγωνική, τετραγωνική κυματομορφή.

Ο πυκνωτής C_6 σύζευξης που φαίνεται στο σχ 3-5(α) παρουσιάζει μια μικρή αντίσταση στα AC σήματα αλλά μπλοκάρει την dc συνιστώσα στην έξοδο του φωρατή.

Έτσι σαν φορτίο της DC συνιστώσας στην έξοδο του φωρατή είναι μόνο η $R1$ ενώ σαν φορτίο στα AC σήματα είναι $R4$ παράλληλη της $R1$ που είναι μικρότερη από την αντίσταση στα σήματα DC.

Σ' αυτές τις περιπτώσεις πιθανόν η συνιστώσα AC να αυξήσει την τιμή της DC συνιστώσας

Οι αρνητικές κορυφές της AC συνιστώσας θα χαθούν επειδή το ανάστροφο ρεύμα δεν μπορεί να ρέει μέσα από την δίοδο.

Αυτό το αποτέλεσμα φαίνεται. στο σχ 3-15(h) και ονομάζεται NEGATIVE PEAK CLIPPING. (Ψαλίδισμα αρνητικής κορυφής).

Εάν συνδέσεις παράλληλα στον πυκνωτή C πυκνωτή $5nF$ θα έχετε συγχρόνως αρνητική και διαγώνια ψαλίδιση των κορυφών.

18. Εξαρτάται η ψαλίδιση των αρνητικών κορυφών από την τιμή του βαθμού διαμορφώσεως M ;

Μειώστε το σήμα εισόδου και μετρήστε το βαθμό διαμορφώσεως όταν το ψαλίδισμα των αρνητικών κορυφών εξαφανισθεί, μ' αυτό επαληθεύεται η απάντησή σας.

Εάν το πλάτος του φέροντος στην έξοδο τον φωρατή είναι E τότε η διαμορφωμένη τάση είναι ME .

Το επίπεδο DC είναι ανάλογο του πλάτους του φέροντος το φορτίο στο DC είναι η αντίσταση R_1 και το ρεύμα στο DC είναι E/R_1 .

Ενώ το φορτίο στο a.c είναι R_1/R_4

a.c ρεύμα = $ME = (R_1 + R_4)/(R_1 * R_4)$

Επειδή το ανάστροφο ρεύμα δεν μπορεί να περάσει πρέπει να φύγουν τα ψαλιδίσματα των αρνητικών κορυφών .

d.c ρεύμα \geq a.c ρεύμα

$$\frac{E}{R_1} \geq \frac{R_1 + R_4}{R_1 * R_4} \quad \text{ή} \quad M \leq \frac{R_4}{R_1 + R_4}$$

στο κύκλωμά μας R_1 και $R_4 = 100\text{K}\Omega$.

19. Υπολογίστε την τιμή του M από τον τύπο.

Σύγκρινε την τιμή μ' αυτή που μέτρησες προηγούμενα. Συμπίπτουν ;

Άσκηση 4

ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ FM

ΘΕΩΡΙΑ

Φάσμα σήματος FM

Έστω φέρον $U_c = U_{co} \sin(\omega_c t + \phi)$.

Έχουμε διαμόρφωση συχνότητας όταν $\Delta\phi/\Delta t = \omega_\Delta \chi(t)$ όπου το $\chi(t)$ το μήνυμα και ω_Δ η σταθερά ολίσθησης συχνότητας ($f_\Delta = \omega_\Delta / 2\pi$).

Όταν $\chi(t) = U_{mm} \sin\omega_m t$, τότε: $d\phi/dt = \omega_\Delta U_{mm} \sin\omega_m t \Rightarrow \phi = (\omega_\Delta U_{mm} / \omega_m) \eta\mu\omega_m t = \Delta f / f_m \eta\mu\omega_m t$ ή $\phi = \beta \eta\mu\omega_m t$.

Το $\Delta f = f_\Delta U_{mm}$ είναι η μέγιστη απόκλιση συχνότητας σε Hz, και το f_m η συχνότητα του μηνύματος σε Hz. Το $\beta = \Delta f / f_m$, είναι ο βαθμός διαμόρφωσης ή δείκτης διαμόρφωσης.

Επομένως η εξίσωση σήματος FM είναι: $U = U_{co} \sin(\omega_c t + \beta \eta\mu\omega_m t)$. Η σχέση αυτή φανερώνει ότι το σήμα FM έχει σταθερό πλάτος και η συχνότητά του (η στιγμιαία) σαρώνει συνέχεια όλες τις τιμές γύρω από την $f_c = \omega_c / 2\pi$ κατά $\pm \Delta f$. Η σάρωση αυτή γίνεται με συχνότητα f_m .

Η φασματική ανάλυση ενός τέτοιου σήματος δίνεται από τη σχέση:

$$U = U_{co} \{ j_0(\beta) \sin\omega_c t + j_1(\beta) [\sin(\omega_c + \omega_m)t - \sin(\omega_c - \omega_m)t] + \\ + j_2(\beta) [\sin(\omega_c + 2\omega_m)t + \sin(\omega_c - 2\omega_m)t] + \\ + j_3(\beta) [\sin(\omega_c + 3\omega_m)t - \sin(\omega_c - 3\omega_m)t] + \\ + \dots \}$$

Υπάρχει δηλαδή η φέρουσα ω_c και οι πλευρικές γύρω από την ω_c που είναι σε συχνότητες ακέραια πολλαπλάσια της ω_m . Το πλάτος της φέρουσας και των πλευρικών καθορίζονται από τους συντελεστές $J_n(\beta)$ όπου $n=0,1,2,\dots$ που είναι συναρτήσεις BESSEL πρώτου είδους ή τάξης.

Υπάρχουν συγκεκριμένες τιμές του β που μηδενίζουν το πλάτος της φέρουσας ή το πλάτος κάποιων πλευρικών. Επειδή $\beta = \Delta f / f_m$ όταν μεταβάλλουμε το f_m (με σταθερό το Δf) μεταβάλλεται το β και μπορούμε να επιτύχουμε τις παραπάνω τιμές. Επειδή $\Delta f = \omega_\Delta U_{mm}$ όταν μεταβάλλεται το πλάτος του μηνύματος μεταβάλλεται το Δf και επομένως και το β

(το f_m μένει σταθερό) οπότε πάλι επιτυγχάνουμε μηδενισμό της φέρουσας ή κάποιων πλευρικών.

Για την εκπομπή ολόου του φάσματος σήματος FM απαιτείται εύρος ζώνης $B = 2(\Delta f + f_m)$. Όταν $\Delta f \ll f_m$ (FM στενής ζώνης) τότε $B \cong 2f_m$ (όπως και στο AM) ενώ για $\Delta f \gg f_m$ (FM ευρείας ζώνης) τότε $B \cong 2\Delta f$.

Βλέπε σχετικά και τις σημειώσεις θεωρίας. Ο αριθμός των εκπεμπόμενων πλευρικών $K=B/f_m = 2(\beta+1)$.

Περιγραφή κυκλώματος

Θα χρησιμοποιήσουμε πάλι την πλακέτα 295A που είναι ένας ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση. Με το ποτενσιόμετρο C εκλέγουμε τη συχνότητα ταλάντωσης. Στις εισόδους A και B μπορούμε να βάλουμε δύο διαφορετικά σήματα που να μεταβάλλουν τη συχνότητα του ταλαντωτή τόσες φορές το sec όσο είναι η συχνότητά τους. Το πόση θα είναι η μεταβολή αυτή εξαρτάται από τη θέση των ποτενσιόμετρων A και B. Θα χρησιμοποιήσουμε ακόμα ένα κυμαινόμενο με επαγωγική σύζευξη για τους 465kHz καθώς και ένα κρύσταλλο στην ίδια συχνότητα.

Βάζοντας μια γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων στην είσοδο B παίρνουμε στην έξοδο σήμα διαμορφωμένο κατά συχνότητα.

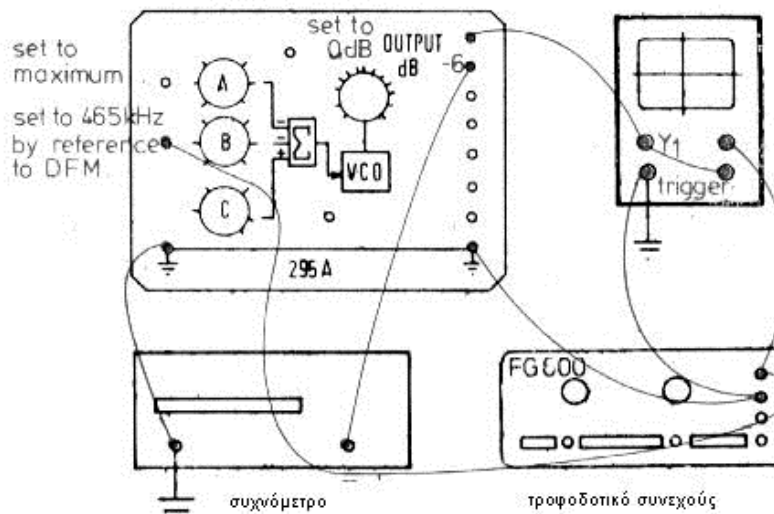
Για να βρούμε το φάσμα του πρέπει στην έξοδο να έχουμε ένα φίλτρο στενής ζώνης π.χ. 5kHz που να μπορούμε να μετακινούμε την κεντρική του συχνότητα. Έτσι θα βρούμε ποιες συχνότητες υπάρχουν στο φάσμα του σήματος FM.

Στην άσκηση εργαζόμαστε αντίστροφα δηλ. έχουμε ένα φίλτρο στενής ζώνης (με το κυμαινόμενο και τον κρύσταλλο) αλλά σταθερής συχνότητας 465kHz . Αν τώρα μεταβάλλουμε τη συχνότητα του ταλαντωτή κάθε φορά που μία πλευρική θα γίνεται ίση με 465kHz θα έχουμε και έξοδο ανάλογη με το πλάτος της πλευρικής.

Η μεταβολή της συχνότητας του ταλαντωτή γίνεται εφαρμόζοντας στην είσοδο A μια τριγωνική τάση του είναι η τάση σάρωσης του παλμογράφου.

ΠΡΑΚΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

1. Συνδέστε τη γεννήτρια 295A και ρυθμίστε την σε συχνότητα ακριβώς 465kHz με το μέγιστο δυνατό πλάτος.
2. Στην έξοδο συνδέστε συχνόμετρο και στην είσοδο B τροφοδοτικό συνεχούς.
3. Θέστε το ποτενσιόμετρο B περίπου στο μέσον.



Σχ 4-1

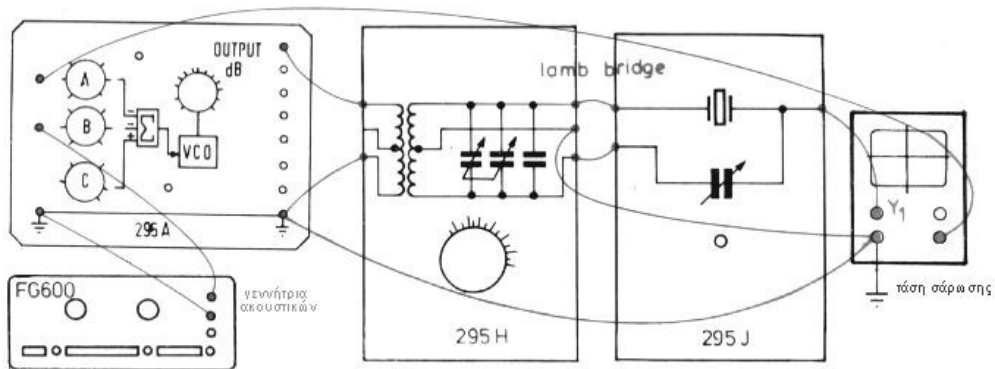
4. Μεταβάλλετε την τάση από το τροφοδοτικό παρατηρώντας τις μεταβολές στη συχνότητα εξόδου. Συμπληρώστε τον παρακάτω πίνακα όπου f_0 η συχνότητα για τάση 0V.

$U_B(V)$	0	2	4	6	8	10	-2	-4	-6	-8	-10
$F(kHz)$											
$F-F_0(kHz)$											

Σχ 4-2

5. Να γίνει η γραφική παράσταση $f - f_0 = \sigma(U_B)$.
6. Με τη βοήθεια της γραφικής παράστασης βρείτε τη μέγιστη απόκλιση συχνότητας Δf και τη σταθερά ολίσθησης συχνότητας f_Δ .
7. Δώστε με το τροφοδοτικό 5V στην είσοδο B και ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο B ώστε να έχουμε απόκλιση 100kHz από την f_0 . Επαναλάβετε με -5V. Μην αλλάζετε πλέον το B. Με τον τρόπο αυτό όταν βάζουμε μια γνωστή τάση π.χ. 2,5V έχουμε απόκλιση 50kHz, ή αν βάλουμε εναλλασσόμενη τάση με πλάτος 3V έχουμε απόκλιση (μέγιστη) $\Delta f = 30kHz$.

8. Πραγματοποιείτε το παρακάτω κύκλωμα.



Σχ 4-3

9. Μή θέτετε ακόμα σε λειτουργία τη γεννήτρια.

10. Ρυθμίστε τη συχνότητα του VCO (με το C και το A) και του κυμαινόμενου για να πάρουμε μέγιστη έξοδο στον παλμογράφο και συμμετρική ως προς τον κατακόρυφο άξονα. Πιθανόν να χρειαστεί να ρυθμίσετε και τον μεταβλητό του κρυστάλλου. Με το κύκλωμα που χρησιμοποιήσατε ο οριζόντιος άξονας έχει μετατραπεί σε άξονα συχνοτήτων. Η κυματομορφή λειεί ότι στην έξοδο του κρυστάλλου έχουμε μία μόνο συχνότητα που είναι 465kHz..

11. Θέστε στη γεννήτρια ακουστικών 2V σε $f_m=40\text{kHz}$.

Με βάση τα προηγούμενα υπολογίστε τη μέγιστη απόκλιση συχνότητας Δf και το βαθμό διαμόρφωσης β .

12. Παρατηρήστε την κυματομορφή στον παλμογράφο και ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο A ώστε να φαίνονται οι δύο πλευρικές σε απόσταση 1cm από τη φέρουσα.

Μετρήστε το πλάτος της φέρουσας και το πλάτος των πλευρικών.

Τι λόγο έχουν; Συμφωνεί με το λόγο των συντελεστών Bessel;



Σχ 4-4

13. Συνεχίστε συμπληρώνοντας τον παρακάτω πίνακα.

F_m (kHz)	U_{mm} (V)	Δf (kHz)	β	Ζευγάρια πλευρικών	Εύρος ζώνης (kHz)
20	2				
	4				
	6				
	8				
10	2				
	4				
	6				
	8				

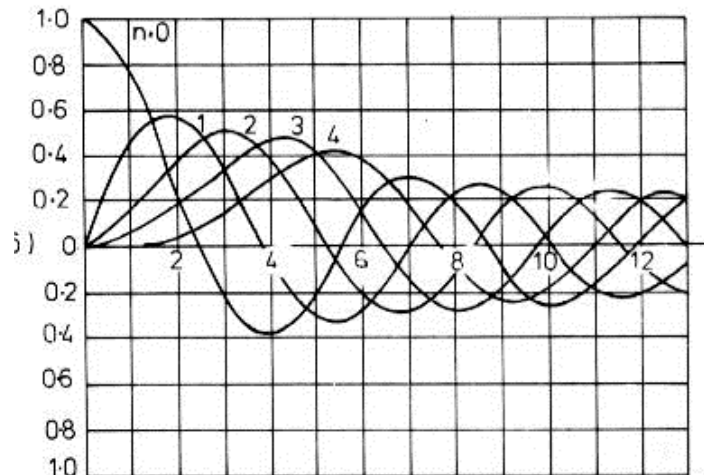
Σχ 4-5

14. Το Δf , το β , ο αριθμός πλευρικών, το εύρος ζώνης εξαρτώνται από το πλάτος ή τη συχνότητα; και πώς;

15. Σε κάθε περίπτωση του πίνακα συγκρίνατε το εύρος ζώνης που έχουμε με FM με αυτό που θα είχαμε με AM.

16. Θέστε $f_m=20\text{kHz}$ και το πλάτος $U_{mm}=0\text{V}$. Αυξήστε τώρα σιγά-σιγά το πλάτος μέχρι να μηδενισθεί η φέρουσα. μετρήστε τώρα το πλάτος U_{mm} , υπολογίστε το Δf , β . Συμφωνεί με την θεωρία;

Γραφική παράσταση συναρτήσεων Bessel



Σχ 4-6

Πίνακας τιμών συναρτήσεων Bessel .

δ	$J_0(\delta)$	$J_1(\delta)$	$J_2(\delta)$	$J_3(\delta)$	$J_4(\delta)$	$J_5(\delta)$	$J_6(\delta)$	$J_7(\delta)$	$J_8(\delta)$	$J_9(\delta)$	$J_{10}(\delta)$
0	1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
1	0.7652	0.4401	0.1149	0.0196	0.0025	0.0003	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
2	0.2239	0.5767	0.3528	0.1289	0.0340	0.0070	0.0012	0.0002	0.0000	0.0000	0.0000
3	-0.2601	0.3391	0.4861	0.3091	0.1320	0.0430	0.0114	0.0026	0.0005	0.0001	0.0000
4	-0.3971	-0.0660	0.3641	0.4302	0.2811	0.1321	0.0491	0.0152	0.0040	0.0009	0.0002
5	-0.1776	-0.3276	0.0466	0.3648	0.3912	0.2611	0.1310	0.0534	0.0184	0.0055	0.0015
6	0.1506	-0.2767	-0.2429	0.1148	0.3576	0.3621	0.2458	0.1296	0.0565	0.0212	0.0070
7	0.3001	-0.0047	-0.3014	-0.1676	0.1578	0.3479	0.3392	0.2336	0.1280	0.0589	0.0235
8	0.1717	0.2346	-0.1130	-0.2911	-0.1054	0.1858	0.3376	0.3206	0.2235	0.1263	0.0608
9	-0.0903	0.2453	0.1448	-0.1809	-0.2655	-0.0550	0.2043	0.3275	0.3051	0.2149	0.1247
10	-0.2459	0.0435	0.2546	-0.0584	-0.2196	-0.2341	-0.0145	0.2167	0.3179	0.2919	0.2075



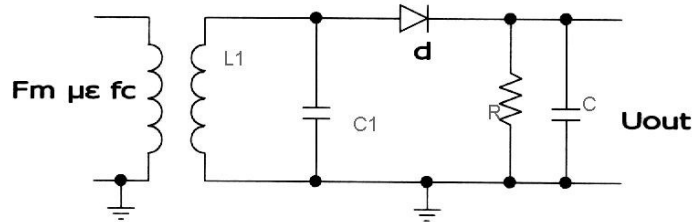
Άσκηση 5

ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ FM

ΘΕΩΡΙΑ

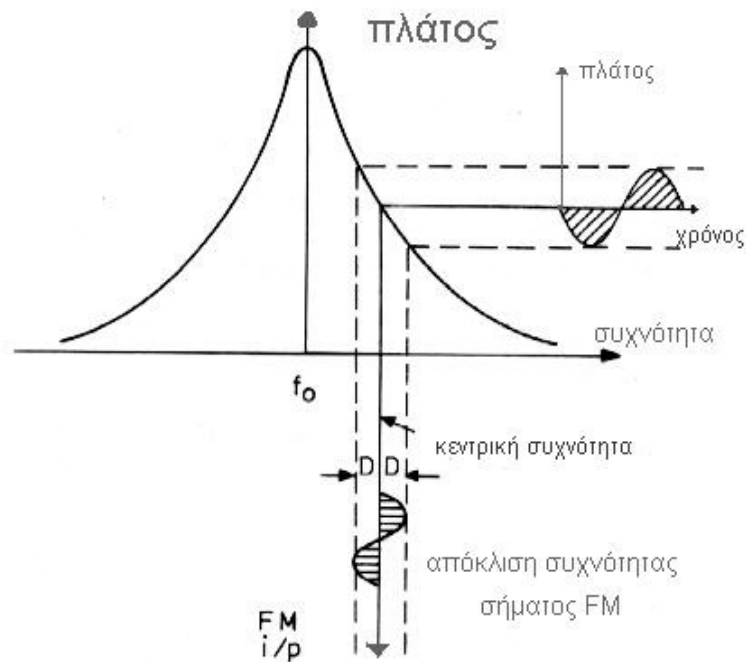
A. Φωρατής κλίσης (slope detector)

Είναι ο απλούστερος φωρατής FM με το παρακάτω κύκλωμα.



Σχ 5-1

Το σήμα FM έχει φέρουσα στην f_c ενώ το κυμαινόμενο L_1C_1 είναι συντονισμένο στην $f_o \neq f_c$ ώστε η f_c να βρίσκεται σε. Μια πλαγιά της καμπύλης συντονισμού. Έτσι οι μεταβολές συχνότητας μετατρέπονται σε μεταβολές πλάτους που ανορθώνονται από τη δίοδο και το φίλτρο RC αναδεικνύει την ακουστική συχνότητα. . Βλέπε και τις σημειώσεις θεωρίας.



Σχ 5-2

Κάθε μεταβολή της συχνότητας γύρω από την f_c δημιουργεί αντίστοιχες μεταβολές πλάτους.

Αν η f_o γίνει ίση με την f_c τότε σε κάθε αύξηση ή μείωση της συχνότητας αντιστοιχεί πάντοτε μείωση του πλάτους οπότε έχουμε παραμόρφωση δεύτερης αρμονικής στην έξοδο.

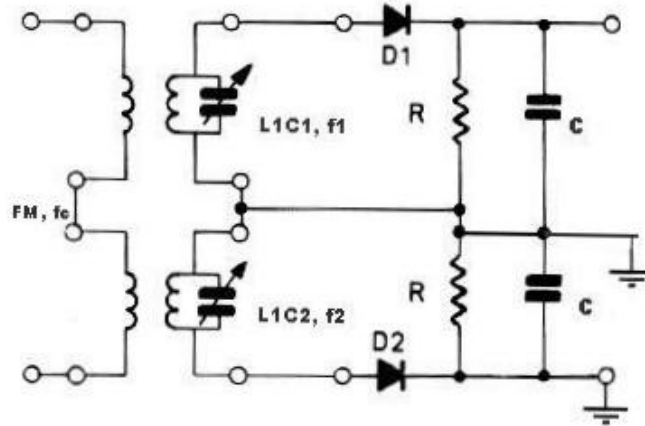
Ο φωρατής κλίσης είναι κατάλληλος μόνο για σήματα με μικρή Δf .

Διαφορετικά έχουμε σημαντική παραμόρφωση.

B. Ισοσταθμισμένος φωρατής κλίσης (Balanced slope detector)

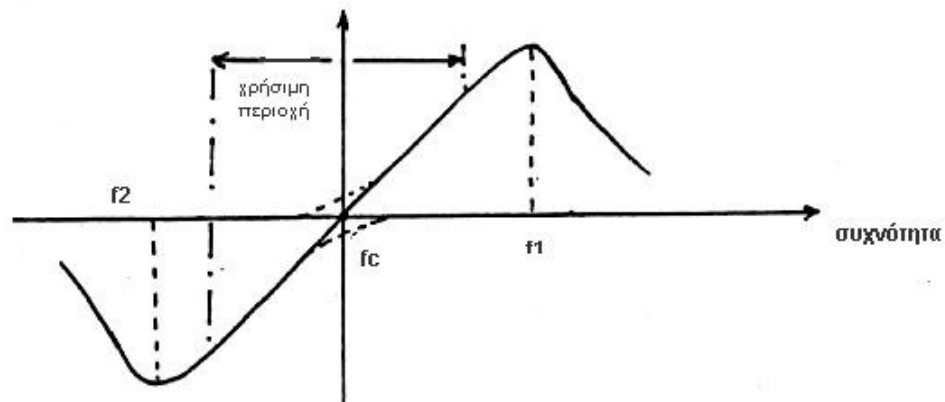
(ή φωρατής Travis το όνομα του εφευρέτη)

Για να αποδιαμορφώνουμε σήματα με μεγάλη απόκλιση συχνότητας χρησιμοποιούμε τον ισοσταθμισμένο διαμορφωτή κλίσης.



Σχ 5-3

Το L_1C_1 είναι συντονισμένο στην f_1 και το L_2C_2 στην f_2 ώστε η f_c να είναι στο μέσο των f_1 και f_2 . Έχουμε δηλαδή δύο φωρατές κλίσης που οι έξοδοί τους αφαιρούνται. Έτσι έχουμε τη χαρακτηριστική του σχήματος.



Σχ 5-4

Όταν το σήμα είναι αδιαμόρφωτο η τάση εξόδου είναι μηδέν σε αντίθεση με τον απλό φωρατή κλίσης που δίνει στην έξοδο συνεχή τάση για αδιαμόρφωτο σήμα.

Και οι δύο φωρατές κλίσης επηρεάζονται από μεταβολές του πλάτους του σήματος, γι αυτό απαιτείται βαθμίδα περιοριστή πλάτους πριν τους φωρατές.

Και στους δυο φωρατές κλίσης είναι διαφορετική η συχνότητα συντονισμού του πρωτεύοντος από του δευτερεύοντος, πράγμα που δημιουργεί προβλήματα και

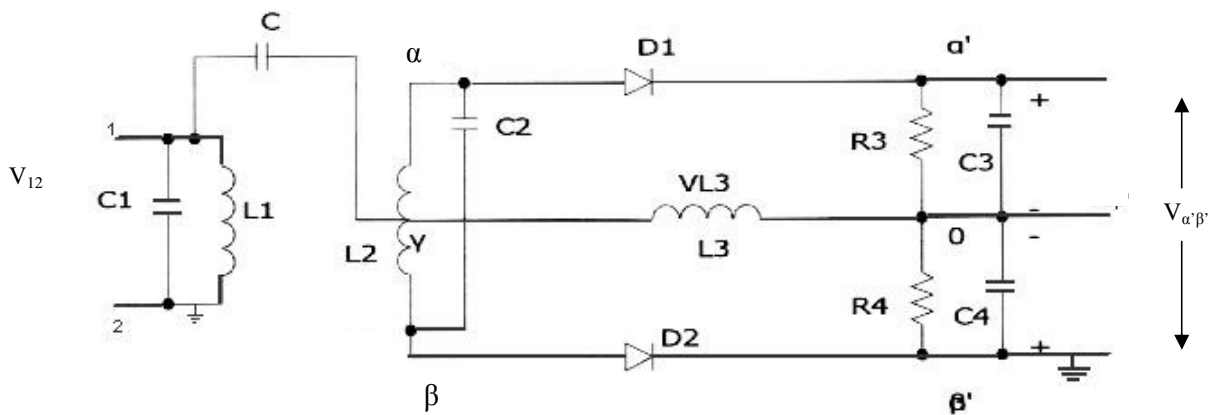
απαιτεί λεπτές ρυθμίσεις στα κυμαινόμενα. Βλέπε ακόμα και τις αντίστοιχες σημειώσεις θεωρίας.

Γ. Διευκρινιστής φάσης (Phase Discriminator)

(Διευκρινιστής Foster – Seely)

Είναι δυνατό να πάρουμε την ίδια καμπύλη απόκρισης που έχει ο ισοσταθμισμένος φωρατής κλίσης αλλά με τα δύο συντονισμένα κυκλώματα στην f_c .

Έτσι έχουμε λιγότερες ρυθμίσεις στα κυμαινόμενα, εργάζονται όλα στην ίδια συχνότητα συντονισμού και επιτυγχάνουμε μεγαλύτερη περιοχή γραμμικής λειτουργίας. Παρακάτω φαίνεται το κύκλωμα που χρησιμοποιούμε και παρουσιάζεται μια σύντομη μαθηματική ανάλυση της λειτουργίας του.



Σχ 5-5

Θα αποδείξουμε ότι: 1) Η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα κάθε διόδου είναι το άθροισμα της τάσης που εφαρμόζεται στο πρωτεύον V_{12} και της τάσης στο μισό δευτερεύον $1/2V_{\alpha\beta}$. 2) Η διαφορά φάσης των τάσεων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος είναι 90° όταν η συχνότητα του σήματος εισόδου f_{in} είναι ίση με τη συχνότητα συντονισμού f_c των κυμαινόμενων, μικρότερη από 90° όταν η συχνότητα είναι μεγαλύτερη και μεγαλύτερη από 90° όταν είναι μικρότερη.

3) Λόγω της παραπάνω διαφοράς φάσης η τάση $V_{\alpha o} = V_{\beta o}$ όταν

$$f_{in} = f_c, V_{\alpha o} > V_{\beta o} \text{ όταν } f_{in} > f_c \text{ και } V_{\alpha o} < V_{\beta o} \text{ όταν } f_{in} < f_c.$$

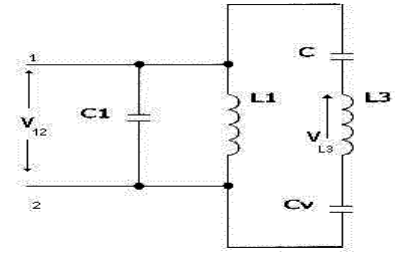
4) Εξαιτίας των παραπάνω σχέσεων $V_{\beta' o} = V_{\alpha' o}$ και άρα $V_{\alpha' \beta'} = 0$ όταν $f_{in} = f_c, V_{\alpha' o} > V_{\beta' o}$ και άρα $V_{\alpha' \beta'} > 0$ για $f_{in} > f_c, V_{\alpha' o} < V_{\beta' o}$ και άρα $V_{\alpha' \beta'} < 0$ για $f_{in} < f_c$

1) Θα αποδείξουμε πρώτα ότι η τάση στα άκρα του L_3 είναι ίση με V_{12} . Για το σκοπό αυτό ακολουθούμε το δρόμο 1, C, γ, L_3 , C4, γη, 2 και σχεδιάζουμε το κύκλωμα.

Κάναμε την παραδοχή ότι η αντίσταση R_4 είναι πολύ μεγάλη σε σχέση με τη χωρητική αντίσταση του C_4 οπότε παραλείπεται στο κύκλωμα.

Τότε από διαιρέτη τάσης που σχηματίζεται έχουμε:

$$V_{L3} = V_{12} \frac{Z_{L3}}{Z_c + Z_{L3} + Z_{c4}}$$



Όταν $Z_{L3} \gg Z_c + Z_{C4}$ τότε $V_{L3} \cong V_{12}$.

Πολλές φορές για να ικανοποιείται η παραπάνω συνθήκη στη θέση του L_3 μπαίνει ένα κυμαινόμενο παράλληλου συντονισμού ώστε στην f_c να παρουσιάζει πολλή μεγάλη αντίσταση σε σχέση με τα Z_c και Z_{c4} οπότε $V_{L3} = V_{12}$

Η τάση που δέχεται η δίοδος D_1 στα άκρα της είναι:

$$V_{\alpha\sigma} = V_{\alpha\gamma} + V_{L3} = 1/2V_{\alpha\beta} + V_{L3} = 1/2V_{\alpha\beta} + V_{12}$$

Ομοίως για τη δίοδο D_2 έχουμε:

$$V_{\beta\sigma} = V_{\beta\gamma} + V_{L3} = -V_{\alpha\gamma} + V_{L3} = -1/2V_{\alpha\beta} + V_{L3} = -1/2V_{\alpha\beta} + V_{12}$$

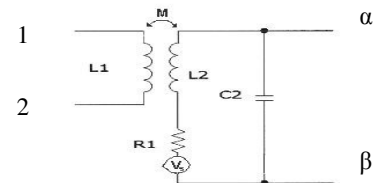
Αποδείξαμε επομένως ότι η τάση τσου δέχεται κάθε δίοδος είναι το άθροισμα της τάσης στο πρωτεύον και στο μισό δευτερεύον.

2) Στη συνέχεια θα βρούμε το ρεύμα στο πρωτεύον, θα υπολογίσουμε την τάση που επάγεται στο δευτερεύον και ύστερα την τάση στα άκρα του κυμαινόμενου $V_{\alpha\beta}$.

Για τα παραπάνω σχεδιάζουμε το κύκλωμα, όπου R_2 η ωμική αντίσταση του δευτερεύοντος. Για το ρεύμα πρωτεύοντος έχουμε

(Με την προϋπόθεση ότι η σύζευξη είναι χαλαρή και δεν επιδρά το ρεύμα του L_2 στο ρεύμα του L_1).

$$I_p = \frac{V_{12}}{Z_{L1}} = \frac{V_{12}}{j\omega L_1}$$



Αν M είναι η αμοιβαία επαγωγή των L_1 και L_2 τότε η

τάση V_s που επάγεται στο δευτερεύον λόγω του ρεύματος I_p είναι:

$V_s = \pm j \omega M I_p$ και αν το τύλιγμα των πηνίων είναι τέτοιο ώστε να ισχύει το - έχουμε:

$$V_s = - j \omega M I_p.$$

$$\text{Άρα : } V_s = - j \omega M \frac{V_{12}}{j\omega L_1} \Rightarrow V_s = - (M/L_1) V_{12}.$$

Η τάση $V_{\alpha\beta}$ στα άκρα του κυμαινόμενου που είναι ίση με την τάση στα άκρα του C_2 υπολογίζεται από τον διαιρέτη τάσης:

$$V_{\alpha\beta} = V_s \frac{Z_{C2}}{R_2 + Z_{L2} + Z_{C2}} = -V_{12} \frac{Z_{C2} M / L_1}{R_2 + Z_{L2} + Z_{C2}}$$

Θέτοντας $Z_{L2} = jX_{L2}$ και $Z_{C2} = -jX_{C2}$ και $X_2 = X_{L2} - X_{C2}$ έχουμε

$$V_{\alpha\beta} = -V_{12} \frac{-jX_{C2}M/L_1}{R_2 + j(X_{L2} - X_{C2})} = jV_{12} \frac{MX_{C2}}{R_2 + jX_2}$$

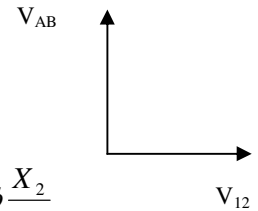
Επειδή $X_{L2} = L_2 \omega$ και $X_{C2} = 1/C_2 \omega$ η τιμή των X_2 εξαρτάται από τη συχνότητα .
Επειδή τα $L_2 C_2$ συντονίζονται στην f_c το $X_{L2} = X_{C2}$ όταν $f_{in} = f_c$ και άρα $X_2 = 0$. Όταν $f_{in} < f_c$ τότε $X_{L2} < X_{C2}$ και $X_2 < 0$. Όταν $f_{in} > f_c$ τότε $X_{L2} > X_{C2}$ και $X_2 > 0$.

Όταν $f_{in} = f_c$ τότε $X_2 = 0$ οπότε $V_{\alpha\beta} = jV_{12} (M X_{C2} / R_2)$ ή $V_{\alpha\beta} = V_{12} (M X_{C2} / R_2) \angle 90^\circ$ δηλαδή διαφορά φάσης 90 μεταξύ της τάσης πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Έτσι έχουμε το παρακάτω ανυσματικό διάγραμμα.

Όταν $f_{in} > f_c$ τότε $X_2 > 0$ οπότε :

$$V_{\alpha\beta} = jV_{12} \frac{MX_{C2}}{R_2 + jX_2} = V_{12} \frac{MX_{C2}}{R_2 + jX_2} \angle 90^\circ = V_{12} \frac{MX_{C2}}{|Z_2| \angle \theta^\circ} \angle 90^\circ \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{\alpha\beta} = V_{12} \frac{MX_{C2}}{|Z_2|} \angle (90^\circ - \theta^\circ) \text{ όπου } |Z_2| = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}, \theta = \tan^{-1} \frac{X_2}{R_2}$$

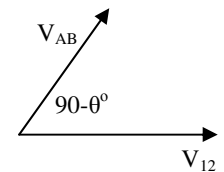


άρα όταν $f_{in} > f_c$ το $V_{\alpha\beta}$ καθυστερεί σε σχέση με το V κατά γωνία μικρότερη από 90° και τότε έχουμε το παρακάτω διάγραμμα

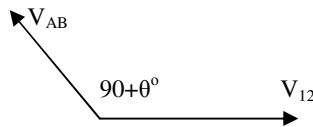
Όταν $f_{in} < f_c$ τότε $X_2 < 0$ οπότε :

$$V_{\alpha\beta} = jV_{12} \frac{MX_{C2}}{R_2 + jX_2} = V_{12} \frac{MX_{C2}}{|Z_2| \angle \theta^\circ} \angle 90^\circ = V_{12} \frac{MX_{C2}}{|Z_2|} \angle (90^\circ + \theta^\circ)$$

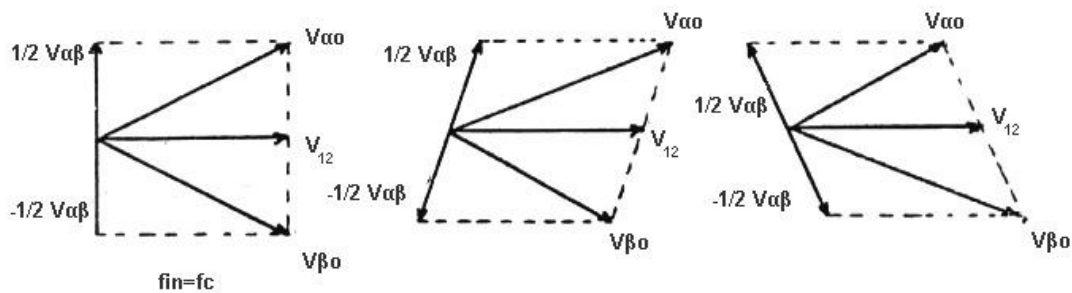
όπου $|Z_2| = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}$ και $-\theta = \tan^{-1} \frac{X_2}{R_2}$



Άρα όταν $f_{in} < f_c$ το $V_{\alpha\beta}$ καθυστερεί σε σχέση με το V_{12} κατά γωνία μεγαλύτερη από 90° και έχουμε το διάγραμμα :



Με βάση τα προηγούμενα και όσα λέγονται στη σελίδα 46 για τις τάσεις $V_{\alpha\alpha}$ και $V_{\beta\beta}$ καταλήγουμε στα παρακάτω διανυσματικά διαγράμματα .



Άρα $V_{\alpha\alpha} = V_{\beta\beta}$ όταν $f_{in} = f_c$, $V_{\alpha\alpha} > V_{\beta\beta}$ όταν $f_{in} > f_c$, $V_{\alpha\alpha} < V_{\beta\beta}$ όταν $f_{in} < f_c$.

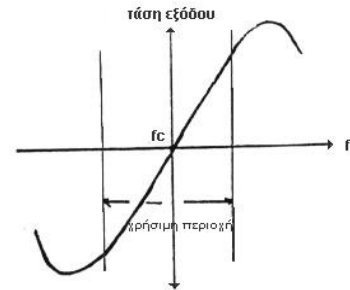
4) Η τάση στην έξοδο $V_{\alpha\beta} = V_{\alpha'o} - V_{\beta'o}$

Οι τάσεις όμως $V_{\alpha'o}$ και $V_{\beta'o}$ είναι ανάλογες με το πλάτος της τάσης RF που εφαρμόζεται στις διόδους D_1 και D_2 επομένως $V_{\alpha'\beta'} = K (V_{\alpha o} - V_{\beta o})$ όπου K σταθερά αναλογίας. Εύκολα τώρα με βάση τα προηγούμενα διαγράμματα συμπεραίνουμε ότι $V_{\alpha'\beta'} = 0$ για $f_{in} = f_c$, $V_{\alpha'\beta'} > 0$ για $f_{in} > f_c$, $V_{\alpha'\beta'} < 0$ για $f_{in} < f_c$.

Έτσι καταλήγουμε πάλι στη γνωστή καμπύλη του διευκρινιστή

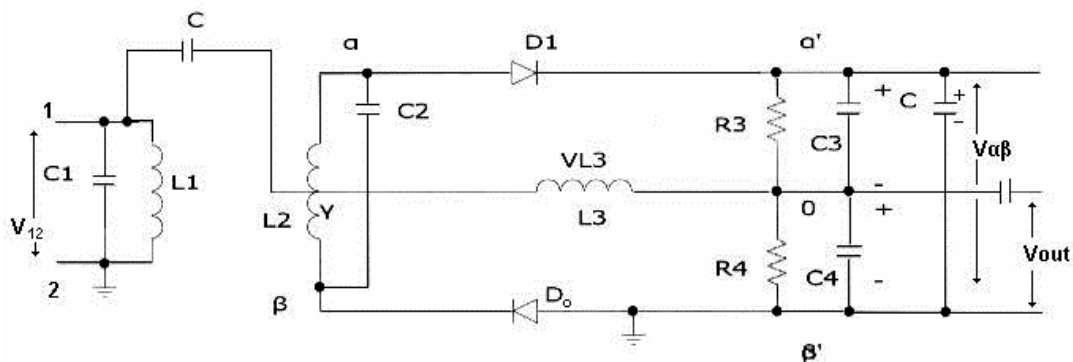
Όταν η f_{in} διαφέρει πολύ από την f_c καταστρέφεται η αναλογία της τάσης εξόδου με τη συχνότητα.

Το εύρος της χρήσιμης περιοχής είναι ίσο με το εύρος ζώνης B ($B=f_c/Q$) του κυμαινόμενου. Βλέπε ακόμα τις αντίστοιχες σημειώσεις θεωρίας



Δ. Φωρατής λόγου (Ratio Detector)

Στα διαγράμματα της προηγούμενης σελίδας μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι αν και μεταβάλλονται οι τάσεις $V_{\alpha o}$ και $V_{\beta o}$ με τη συχνότητα, το άθροισμα τους παραμένει σταθερό και ίσα με $2V_{12}$. Για να μπορέσουμε να πάρουμε όμως το άθροισμα αυτών των τάσεων πρέπει στον διευκρινιστή Foster – Seeley να αντιστρέψουμε τη φορά της μιας διόδου, έστω της D_2 . Τότε όμως το $V_{\alpha'\beta'} = K (V_{\alpha o} + V_{\beta o}) = 2KV_{12}$ που είναι σταθερό και για αυτό παίρνουμε την έξοδο από το 0 που έχει όμως τώρα και μια συνεχή συνιστώσα που πρέπει να κοπεί με ένα πυκνωτή.

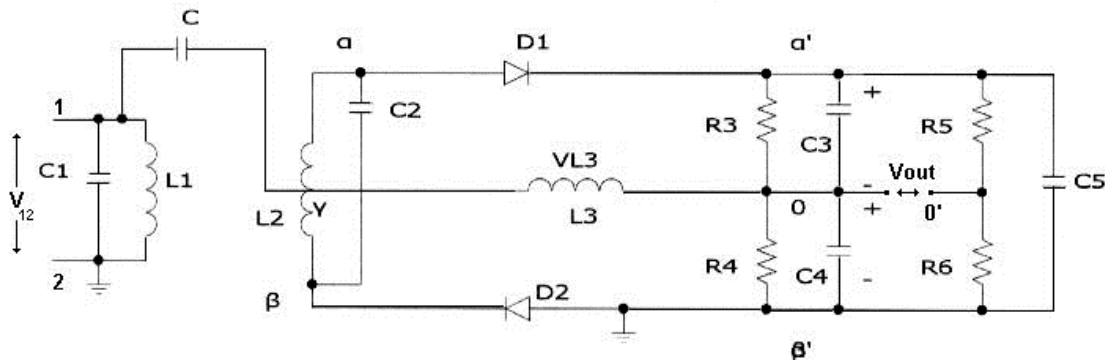


Σχ 5-6

Έτσι η $V_{0\beta} = KV_{\beta o}$. Έτσι όλες οι μεταβολές είναι ανάλογες με τη συχνότητα (όπως φαίνεται στα διαγράμματα). Άρα τελικά η V_{out} είναι ανάλογη με τις μεταβολές της συχνότητας.

Για να παραμείνει σταθερή η τάση $V_{\alpha\beta'}$ όταν έχουμε γρήγορες μικρομεταβολές στο V_{12} βάζουμε παράλληλα στα α' , β' ένα μεγάλο πυκνωτή C ο οποίος κρατά σταθερή αυτή την τάση που είναι ανάλογη με το πλάτος του σήματος και μπορεί να χρησιμοποιηθεί τάση AGC.

Παραλλαγή του προηγούμενου κυκλώματος είναι αυτή που φαίνεται παρακάτω:



Σχ 5-7

Με το προηγούμενο κύκλωμα έχουμε διαφορά στη γη του κυκλώματος και του σημείου που παίρνουμε την τάση εξόδου V καθώς και στην ύπαρξη των δύο αντιστάσεων R_5 και R_6 .

Για την τάση έχουμε:

$$V_{out} = V_{\beta'o} - V_{\beta'o} = \frac{V_{\alpha'\beta'}}{2} - V_{\beta'o} = \frac{V_{\alpha'o} + V_{\beta'o}}{2} - V_{\beta'o} = \frac{V_{\alpha'o} - V_{\beta'o}}{2}$$

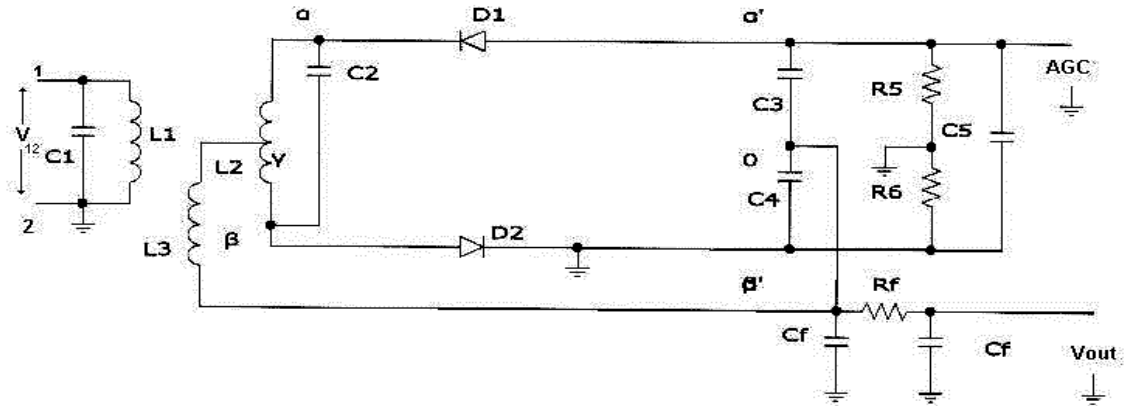
και σύμφωνα με όσα λέγονται στην ανάλυση του διευκρινιστή Foster Seeley

$$V_{out} = \frac{KV_{\alpha o} - KV_{\beta o}}{2} = \frac{K}{2}(V_{\alpha o} - V_{\beta o})$$

Αλλά η διαφορά $(V_{\alpha o} - V_{\beta o})$ είναι 0 όταν $f_m = f_c$, θετική όταν $f_m > f_c$ και αρνητική όταν $f_m < f_c$. Άρα τελικά η τάση V_{out} παρακολουθεί την απόκλιση συχνότητας από την f_c .

Το V_{out} δεν έχει συνεχή συνιστώσα ενώ η τάση $V_{\alpha'\beta'} = V_{\alpha'o} + V_{\beta'o} = K(V_{\alpha o} + V_{\beta o}) = 2KV_{12}$. Ο C_5 διατηρεί την τάση $V_{\alpha'\beta'}$ σχεδόν ανεξάρτητη από γρήγορες μεταβολές τη τάσης τον σήματος V_{12} .

Ένα άλλο πρακτικό κύκλωμα ισοσταθμισμένου διαμορφωτή λόγου περιγράφεται στη συνέχεια.



Σχ 5-8

Ο ρόλος του L_3 είναι ίδιος με τον ρόλο στα προηγούμενα κυκλώματα και επί πλέον εισάγει στο σημείο γ την τάση επαγωγικά (στα προηγούμενα κυκλώματα αυτό γινόταν χωρητικά με τον C). Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνουμε επί πλέον καλύτερη προσαρμογή της χαμηλής αντίστασης που υπάρχει στο δευτερεύον με την υψηλή αντίσταση στο πρωτεύον.

Οι αντιστάσεις R_5 και R_6 του προηγούμενου κυκλώματος δεν υπάρχουν. Το σημείο 0 είναι γειωμένο στην υψηλή συχνότητα (δηλ. βραχυκύκλωμα με το D) μέσω του C_F .

Η R_F με τους C_F αποτελούν το φίλτρο διέλευσης χαμηλών αντίστοιχο με το φίλτρο που υπάρχει στους φωρατές AM. Οι δίοδοι D_1 και D_2 έχουν αναστραφεί για να έχουμε αρνητική τάση AGC.

Στην πράξη $R_3+R_4 \approx 15k\Omega$ και $C_5 \approx 8\mu F$ οπότε η σταθερά χρόνου του κυκλώματος R_3+R_4 με τον C_5 είναι 120msec, αρκετά μεγάλη για να μπορεί το κύκλωμα να εξουδετερώνει γρήγορες μεταβολές του σήματος με αποτέλεσμα να είναι μάλλον αναγκαία η χρήση περιοριστή.

Ε. Σύγκριση φωρατών FM

Οι φωρατές κλίσης απλοί και ισοσταθμισμένοι δεν χρησιμοποιούνται στην πράξη, για τα μειονεκτήματα που έχουν.

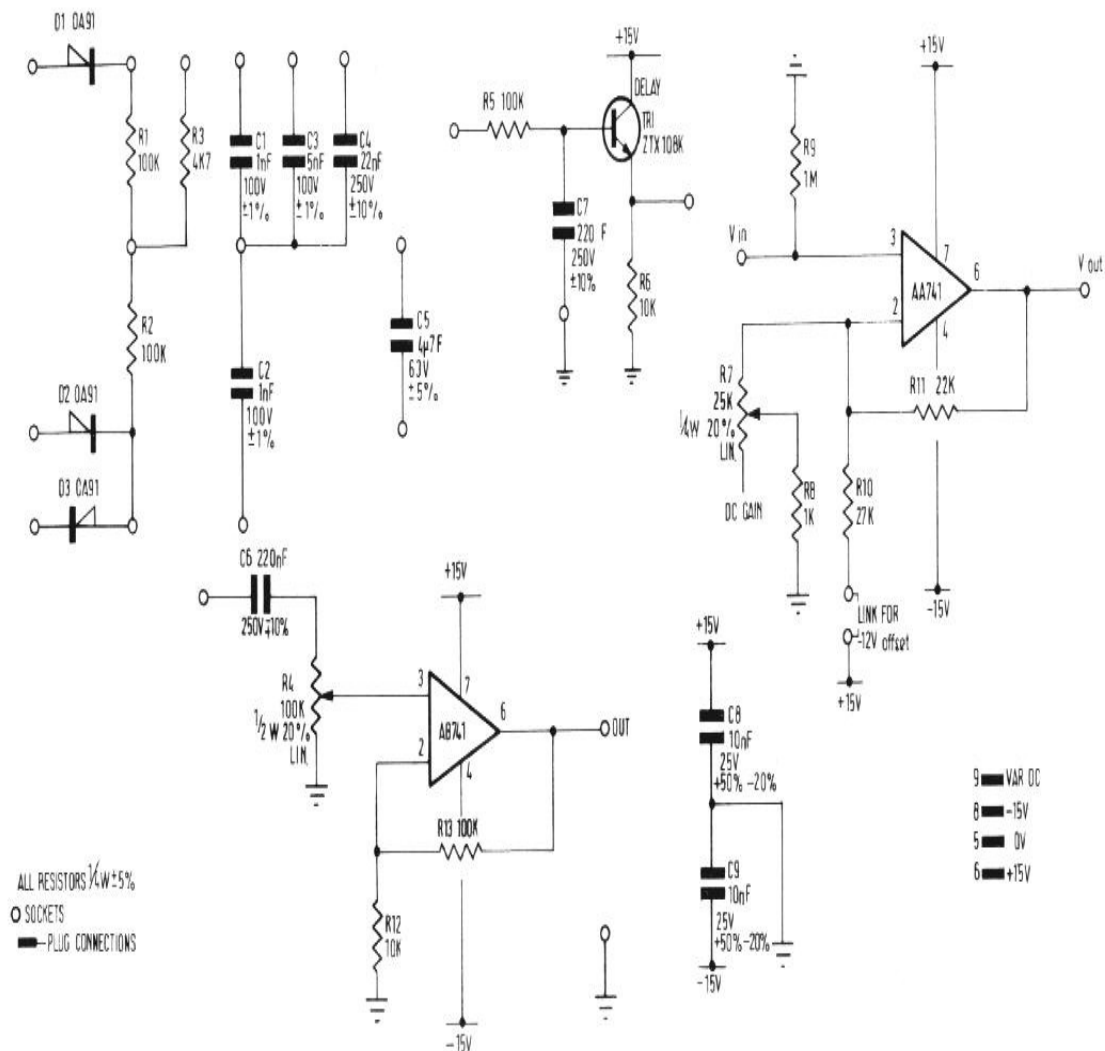
Ο διευκρινιστής Foster – Seeley χρησιμοποιείται συχνά σε δέκτες FM στενής και ευρείας ζώνης, καθώς και στη λήψη τηλεοπτικού σήματος από δορυφόρους (που εκπέμπεται με FM).

Ο φωρατής λόγου χρησιμοποιείται συχνά στην πράξη η σε δέκτες FM στενής ζώνης καθώς και στο τμήμα ήχου των δεκτών τηλεόρασης. Πλεονεκτεί σε σχέση με τον διευκρινιστή επειδή δεν χρειάζεται απαραίτητα περιοριστή και επί πλέον μας δίνει ταυτόχρονα και τάση AGC, μειονεκτεί όμως ως προς το εύρος ζώνης.

Περιγραφή κυκλωμάτων

Για να πάρουμε σήμα FM θα χρησιμοποιήσουμε τη γεννήτρια 295 A στους 465 kHz. Για τα διάφορα κυμαινόμενα θα χρησιμοποιήσουμε τα συντονισμένα κυκλώματα με επαγωγική σύζευξη 295 H.

Για τα διάφορα είδη φωρατών θα χρησιμοποιήσουμε τμήματα της πλακέτας φώρασης 295C. Η πλακέτα αυτή περιέχει διόδους, αντιστάσεις και πυκνωτές για να κάνουμε τις διάφορες συνδεσμολογίες και ακόμα ένα ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων και ένα ενισχυτή συνεχούς με μεταβλητή απολαβή.



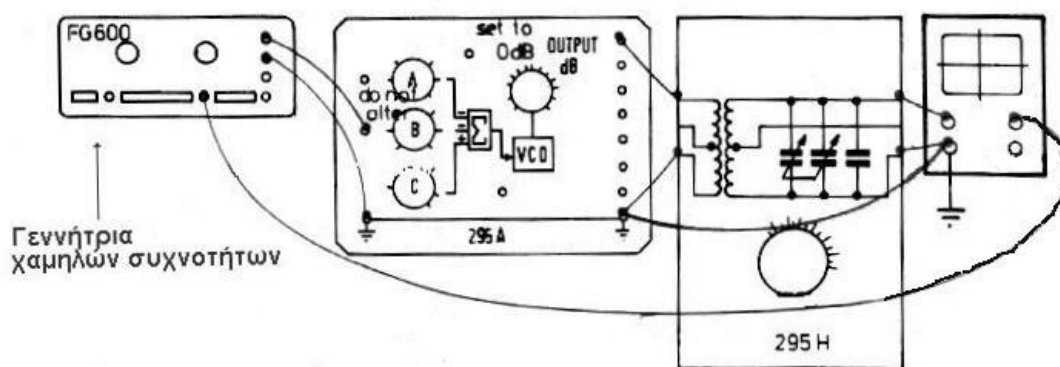
Πλακέτα Φώρασης 295C

Σχ 5-9

ΠΡΑΚΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

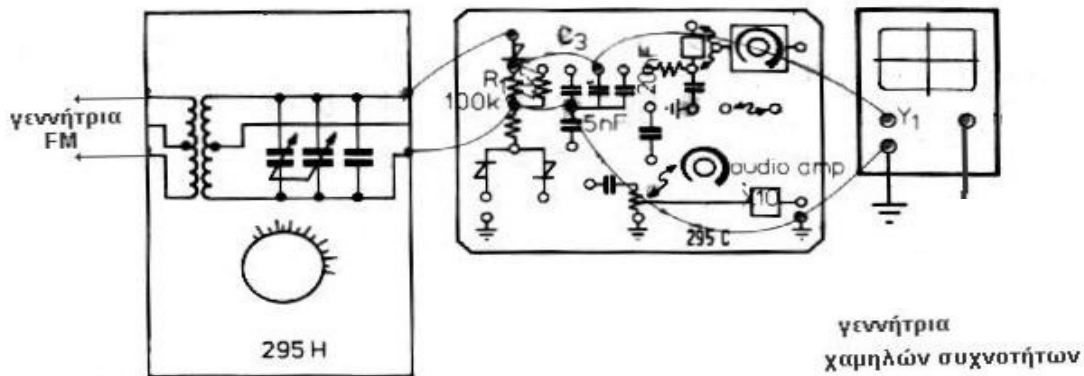
α. Φωρατής κλίσης

1. Με το ποτενσιόμετρο C ρυθμίστε τη συχνότητα της γεννήτριας 295A στα 465kHz ακριβώς μετρημένα με συχνόμετρο.
2. Στην είσοδο B συνδέστε τροφοδοτικό συνεχούς με τάση + 5V και ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο B ώστε να έχουμε απόκλιση $\pm 100\text{kHz}$ από τους 465kHz. Με τον τρόπο αυτό όταν θέτουμε εναλλασσόμενο πχ $10V_{p-p}$ έχουμε απόκλιση μέγιστη $\Delta f=100\text{kHz}$ ή $5V_{p-p}$ έχουν $\Delta f=50\text{kHz}$.
3. Πραγματοποιήστε το παρακάτω κύκλωμα θέτοντας στη γεννήτρια ακουστικών μήνυμα $1V_{p-p}$ σε συχνότητα $f_m=200\text{Hz}$.



Σχ 5-10

4. Πόσο είναι το Δf και το β του σήματος FM που έχουμε;
5. Μεταβάλλατε τη συχνότητα συντονισμού του κυμαίνόμενου από τη μέγιστη μέχρι την ελάχιστη. Τι παρατηρείτε στην έξοδο; Γιατί;
6. Συντονίστε το κυμαίνόμενο στους 475kHz και πραγματοποιήστε το κύκλωμα του φωρατή κλίσης με $R=100\text{K}\Omega$, $C=5\text{nF}$ και τη δίοδο OA91 όπως στο παρακάτω κύκλωμα.
7. Με τον παλμογράφο στη θέση DC μετρήστε τη μέγιστη και ελάχιστη τάση που παίρνετε. Μηδενίστε το πλάτος της ακουστικής και μετρήστε το συνεχές στην έξοδο. Από τις μετρήσεις να ελεγχθεί αν η έξοδος είναι παραμορφωμένη.

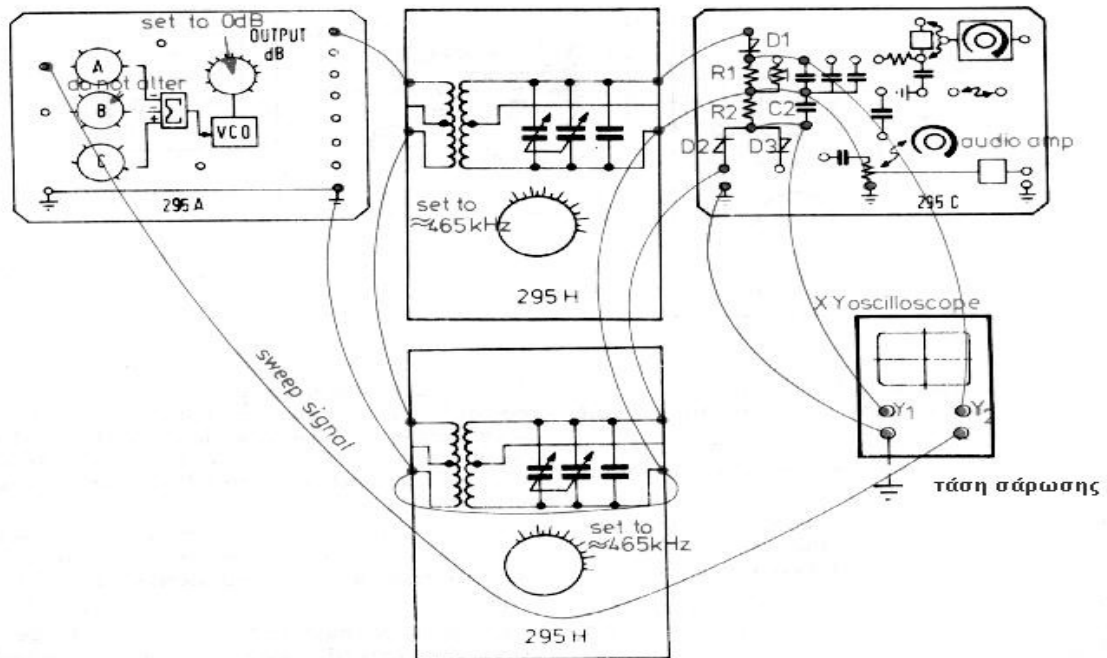


Σχ 5-11

8. Θέστε μήνυμα στην γεννήτρια ακουστικών με $0,4V_{p-p}$ και επαναλάβετε το 7. Συγκρίνατε και εξηγήστε.
9. Συντονίστε το κυμαινόμενο στους 500 kHz και χρησιμοποιήστε $R=4,7k\Omega$ και $C=20nf$. Θέστε πάλι μήνυμα με $1V_{p-p}$ και επαναλάβετε το 7. Συγκρίνατε και εξηγήστε σε σχέση με την πρώτη περίπτωση.
10. Αλλάξτε τη συχνότητα συντονισμού του κυμαινόμενου για να έχετε πάλι την ίδια έξοδο. Ποια είναι η συχνότητα αυτή.
11. Αν μεταβληθεί το πλάτος της γεννήτριας μεταβάλλεται η έξοδος.

B. Ισοσταθμισμένος διαμορφωτής.

1. Πραγματοποιήστε το παρακάτω κύκλωμα.

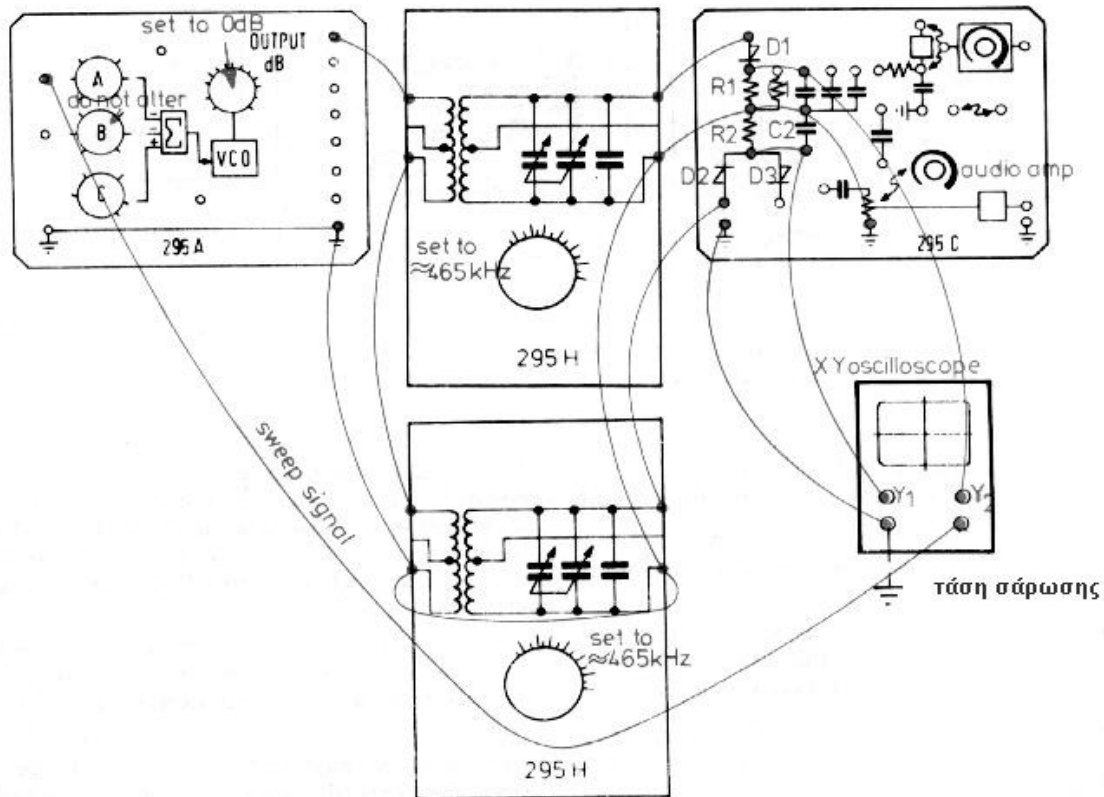


Σχ 5-12

2. Τοποθετείστε τα δύο κυμαινόμενα μακριά το ένα από το άλλο και τα πηνία τους να είναι κάθετα μεταξύ τους για να μην αλληλεπιδρούν.
3. Συντονίστε κάθε κυμαινόμενο περίπου στους 465kHz και ρυθμίστε τα ποτενσιόμετρα C και A για να πάρετε στον παλμογράφο την καμπύλη απόκρισης κάθε κυμαινόμενου.
4. Αντί για τη δίοδο D₂ συνδέστε την D₃ (αλλάξαμε τη φορά της διόδου). Έτσι έχουμε το κανονικό κύκλωμα του ισοσταθμισμένου φωρατή κλίσης.
5. Τι έγινε με την καμπύλη απόκρισης του ενός κυμαινόμενου;
6. Συντονίστε τα δύο κυμαινόμενα ώστε να πάρετε στον παλμογράφο την καμπύλη απόκρισης του φωρατή με τη μέγιστη δυνατή γραμμική περιοχή. Για να το επιτύχετε καλύτερα ρυθμίστε τον παλμογράφο ώστε να απεικονίζει το άθροισμα των δύο αποκρίσεων. (Αυτό γίνεται έχοντας όλα τα κουμπιά της κάτω σειράς του παλμογράφου έξω εκτός από το ALT/CHOP (I+II) και την απολαβή των δύο καναλιών στην ίδια θέση)
7. Για να βρείτε ποια είναι η συχνότητα συντονισμού κάθε κυμαινόμενου και ποια είναι η κεντρική συχνότητα μπορείτε να συνδέσετε μια γεννήτρια RF στην έξοδο -6 db της γεννήτριας 295A. Θέστε τη γεννήτρια RF στο μέγιστο πλάτος και μεταβάλλατε τη συχνότητά της μέχρι να εμφανισθεί μια διαταραχή στην εικόνα του παλμογράφου. Εκεί που βρίσκεται το μέσο της διαταραχής είναι η συχνότητα που βγάζει η γεννήτρια. Έτσι μετακινώντας την διαταραχή από τη μία άκρη της εικόνας στην άλλη βρίσκουμε που συντονίζει κάθε κυμαινόμενο και ποια είναι η κεντρική συχνότητα. Ποια είναι η μέγιστη απόκλιση συχνότητας Δf του σήματος FM που μπορεί να απόδιαμορφώσει καλά αυτός ο φωρατής;
8. Αποσυνδέστε τη γεννήτρια RF και στην είσοδο B της γεννήτριας 295A θέστε γεννήτρια AF με $f_m=200\text{Hz}$ και $0,4V_{p-p}$. Τι βλέπετε στον παλμογράφο; Πόση συνεχή συνιστώσα έχει η κυματομορφή;
9. Ποιο είναι το μέγιστο πλάτος του σήματος AF για να μην έχω παραμόρφωση; Πόσο είναι τότε το Δf ;
10. Το πλάτος του σήματος της γεννήτριας 295A επηρεάζει το πλάτος στην έξοδο; Πώς;

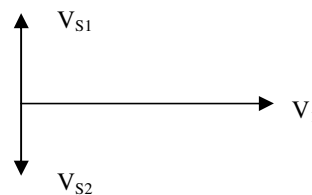
Γ. Διευκρινιστής Foster Seeley

1. Πραγματοποιείτε το παρακάτω κύκλωμα.

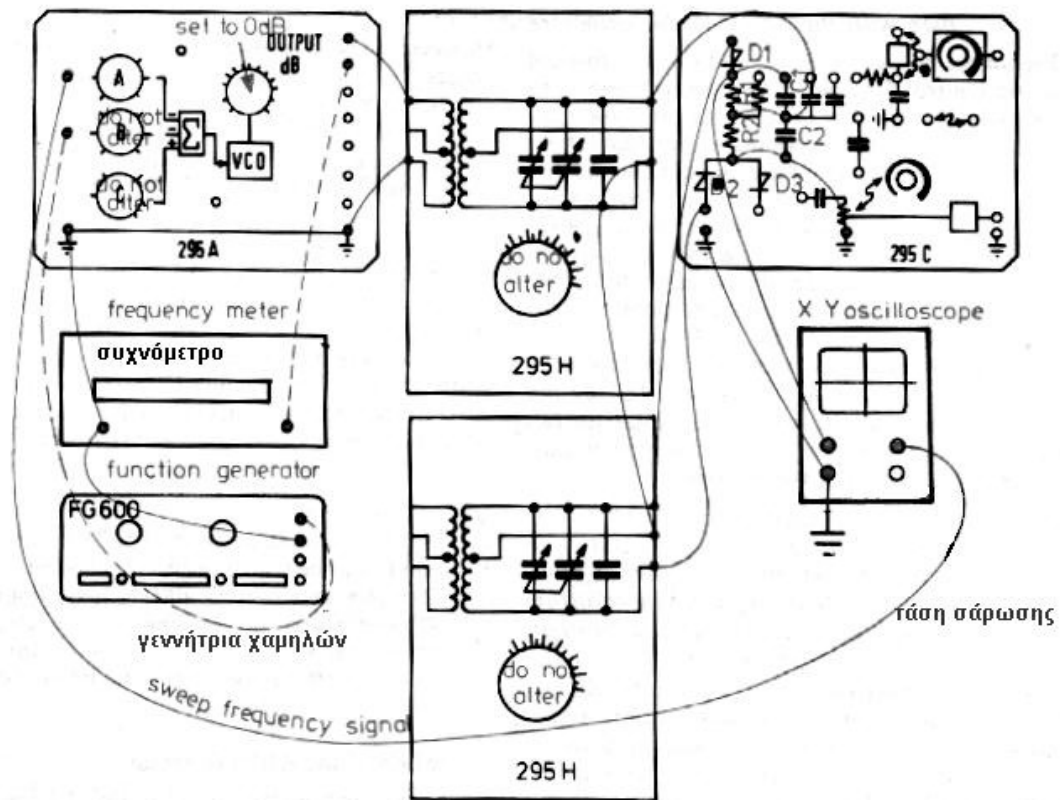


Σχ 5-13

2. Ρυθμίστε τα δύο κυμαινόμενα ώστε να έχετε τη μέγιστη έξοδο.
3. Με τη μέθοδο X-Y προσδιορίστε τη διαφορά φάσης των δύο κυματομορφών . Αν δεν είναι ακριβώς 90° ρυθμίστε λίγο το δεύτερο κυμαινόμενο.
4. Συνδέστε τη γη του παλμογράφου στη μεσαία λήψη του δεύτερου κυμαινόμενου και τα κανάλια I και II στα άλλα δύο άκρα του. Τι διαφορά φάσης έχουν οι δύο κυματομορφές και τι σχέση πλατών;
5. Με τον τρόπο αυτό έχω μία τάση στα άκρα του πρώτου κυμαινόμενου και δύο τάσεις στα άκρα του δεύτερού που έχουν το παρακάτω διανυσματικό διάγραμμα.

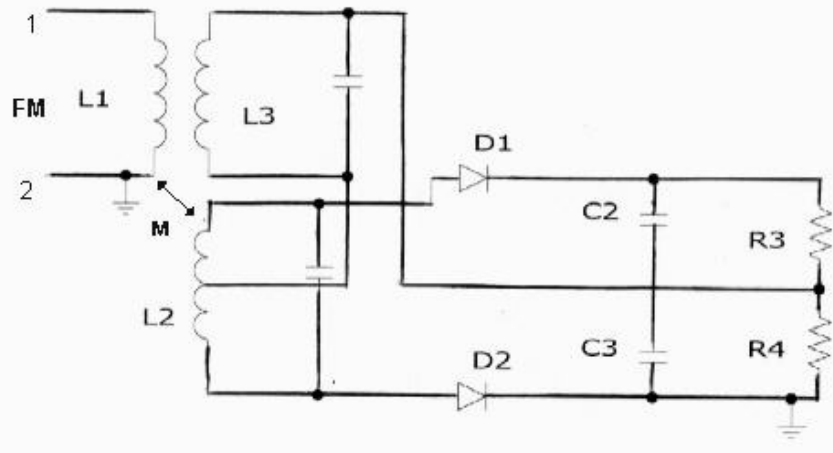


6. Πραγματοποιήστε το παρακάτω κύκλωμα.



Σχ 5-14

7. Παρακάτω φαίνεται απλοποιημένη μορφή αυτού του κυκλώματος.



Σχ 5-15

Οι διαφορές που έχει με το κλασικό κύκλωμα διευκρινιστή Foster Seeley είναι οι εξής: Στη μέση του πηνίου L_3 υπάρχει κυμαινόμενο στα άκρα του οποίου εμφανίζεται η τάση V_{12} . Το πηνίο L_2 του κυμαινόμενου Z_2C_2 παίρνει την τάση επαγωγικά από το πηνίο L_1 με χαλαρή σύζευξη .

8. Στον παλμογράφο έχετε τώρα την καμπύλη του διευκρινιστή

9. Ποιου κυμαινόμενου ο αποσυντονισμός επιδρά στην καμπύλη και πώς

10. Πως επιδρά στην καμπύλη η μεταβολή του M των δύο κυμαινόμενων

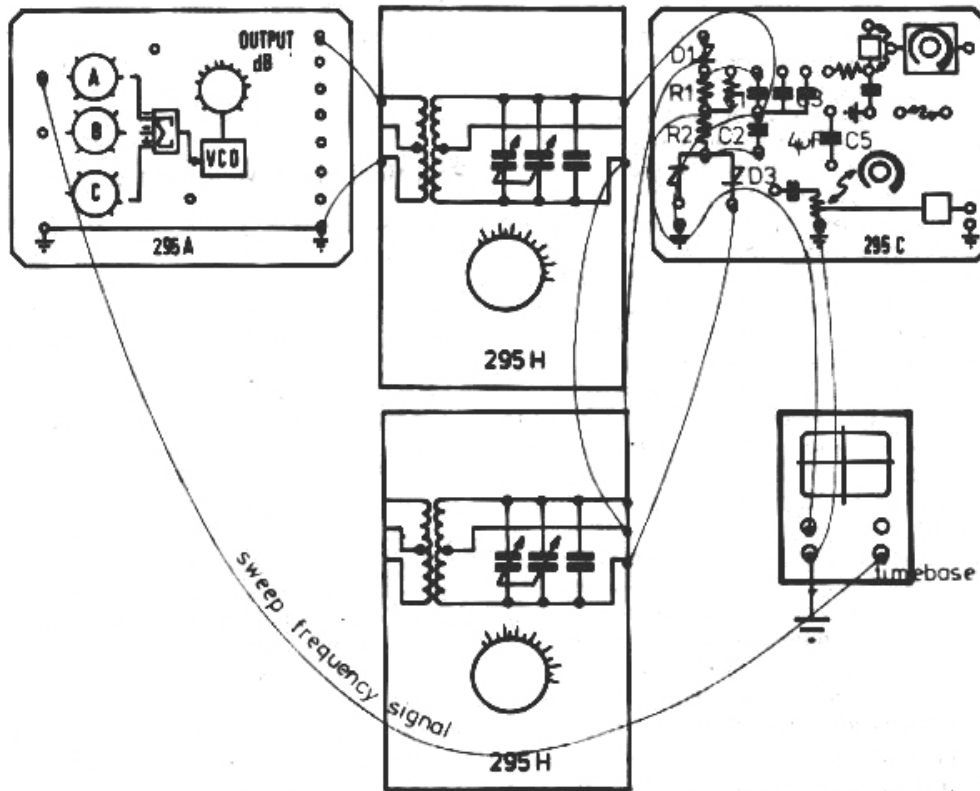
(το M μεταβάλλεται όταν αλλάζει η απόσταση των δύο πηνίων).

12. Για να βρούμε τη συχνότητα των κορυφών της καμπύλης μπορούμε να εργαστούμε όπως στην ερώτηση 7-β ή να ακολουθήσουμε την παρακάτω διαδικασία. Αποσυνδέστε την τάση οριζόντιας σάρωσης του παλμογράφου από τη γεννήτρια 295 A . Από την έξοδο -6db της γεννήτριας 295^A πάρτε το σήμα και συνδέστε το στο συχνόμετρο. Συνδέστε το Var dc στο A μεταβάλλετε το var dc στην κονσόλα παρακολουθώντας τον παλμογράφο- και το συχνόμετρο. Σημειώστε τις δύο συχνότητες που έχουμε το μέγιστο και ελάχιστο. Υπολογίστε το πλάτος της χρήσιμης περιοχής.

12. Αποσυνδέστε το συχνόμετρο και συνδέστε πάλι την τάση σάρωσης του παλμογράφου και ελέγξτε για να έχετε την αρχική καμπύλη. Με τη γεννήτρια ακουστικών συνδεδεμένη στην είσοδο B δώστε σήμα 200Hz 0,8Vp-p και παρακολουθήστε την έξοδο. Πώς επιδρά η μεταβολή της συχνότητας του μηνύματος στην έξοδο και πως η μεταβολή του πλάτους του; Πώς επιδρά στην έξοδο η μεταβολή του πλάτους της γεννήτριας FM;

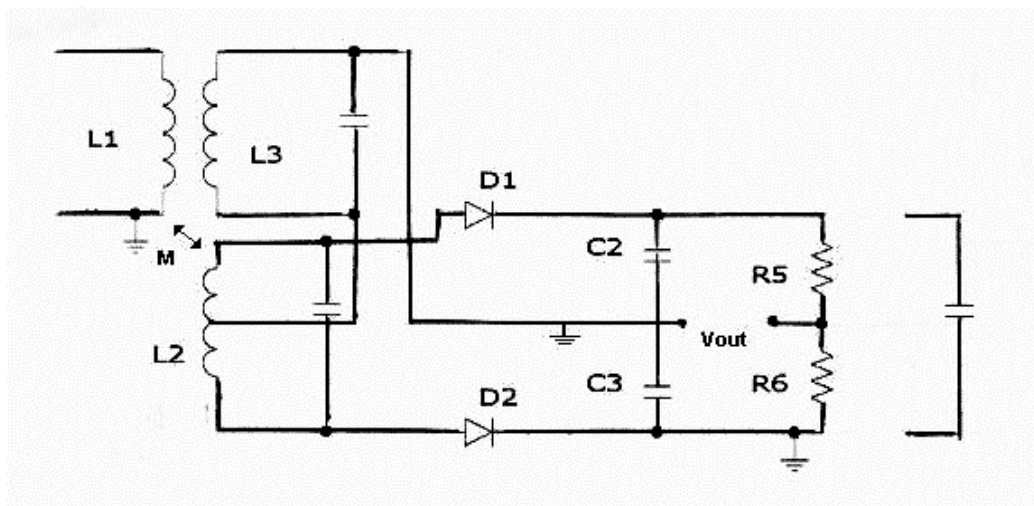
δ. Φωρατής λόγου

1. Πραγματοποιήστε το παρακάτω κύκλωμα.



Σχ 5-16

2. Απλοποιημένο το κύκλωμα φαίνεται παρακάτω:



Σχ 5-17

Είναι το κύκλωμα της σελίδας 49 με τροποποιήσεις στα πηνία όπως αναφέρονται στη σελίδα 57. Το κύκλωμα δεν έχει τις αντιστάσεις R3 και R4 παράλληλα στους πυκνωτές C3 – C4.

3. Ρυθμίστε τις διάφορες παράμετρος για να πάρετε στην έξοδο την καμπύλη του διευκρινιστή.

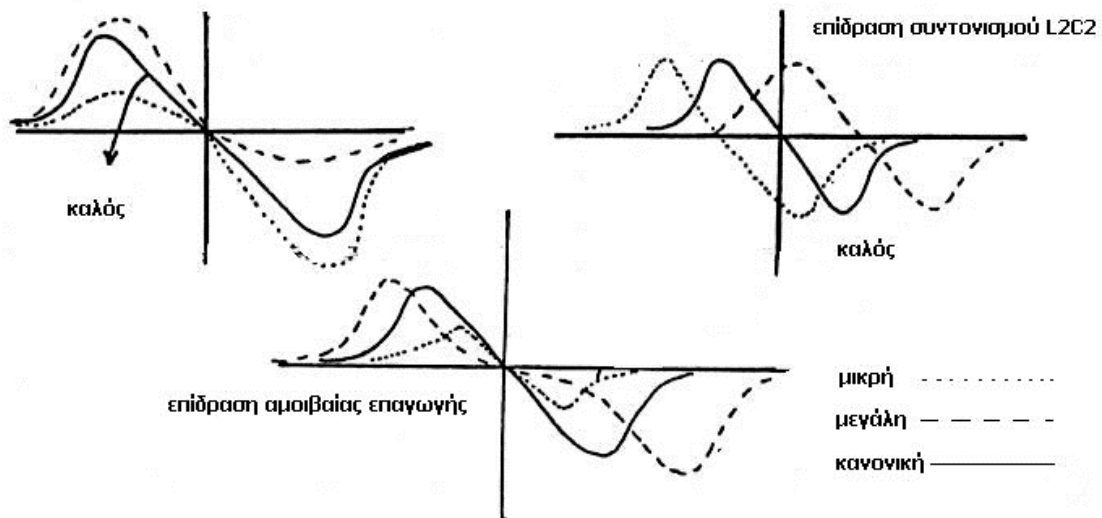
4. Αφαιρέστε την τάση σάρωσης και θέστε στο β σήμα ακουστικό με $f_m=200\text{Hz}$ 0,8V_{p-p}. Δείτε την έξοδο V_{out} .

5. Συνδέστε τον πυκνωτή C₅ και στα άκρα του βολτόμετρου συνεχούς.

Πώς μεταβάλλεται η ένδειξη όταν μεταβάλλεται η τάση του σήματος FM;

Έχουμε τότε μεταβολή στο πλάτος της V_{out} .

Γενική παρατήρηση



Άσκηση 6

ΕΚΠΟΜΠΗ ΚΑΙ ΛΗΨΗ ΣΗΜΑΤΟΣ DSB

ΘΕΩΡΙΑ

Έστω φέρον $U_c = U_{co} \eta \mu \omega_c t$ και μήνυμα $U_m = U_{mm} \eta \mu \omega_m t$ που εισάγονται σε πολλαπλασιαστή. Η έξοδος θα είναι σήμα DSB $U_o = U_{co} U_{mm} \eta \mu \omega_c t \eta \mu \omega_m t = \frac{1}{2} U_{co} U_{mm} [\text{συν}(\omega_c - \omega_m)t - \text{συν}(\omega_c + \omega_m)t]$ (1)

Εάν στο μήνυμα U_m με $U_{mm} < 1V$ προσθέσω και μία συνεχή τάση 1V τότε

$U_m = 1 + U_{mm} \eta \mu \omega_m t$ και η έξοδος του πολλαπλασιαστή θα γίνει

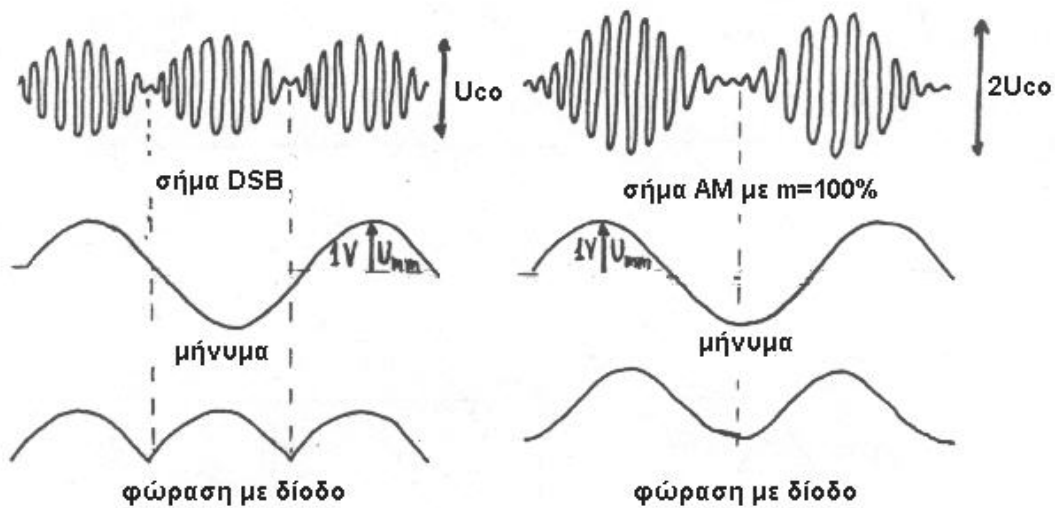
$U_o = U_{co} \eta \mu \omega_c t + \frac{1}{2} U_{co} U_{mm} [\text{συν}(\omega_c - \omega_m)t - \text{συν}(\omega_c + \omega_m)t]$ (2) που είναι σήμα AM.

Για να επιτύχουμε βαθμό διαμόρφωσης 100% (μόλις να μηδενίζεται η έξοδος) πρέπει το $U_{mm} = 1V$ οπότε για $\eta \mu \omega_m t = -1$ το $U_m = 0$ και $U_{o \min} = 0$. Τότε το U_m έχει μέγιστη τιμή $U_m = 1 + 1 = 2V$ (όταν $\eta \mu \omega_m t = +1$) και η έξοδος $U_{o \max} = 2U_{co}$.

(Γνωρίζουμε από Ηλεκτρονικά III ότι : $U_{o \max} = U_{co} (1+m) = U_{co} (1+1) = 2U_{co}$.

$$U_{o \min} = U_{co} (1-m) = U_{co} (1-1) = 0.$$

Αν με DSB θέλουμε να πάρουμε $U_{o \max} = 2U_{co}$ δηλ. όσο και στο AM με $m = 100\%$ τότε θα πρέπει το $U_{mm} = 2V$.



Σχ 6 -1

Στο προηγούμενο σχήμα φαίνεται ένα σήμα DSB και AM με $m = 100\%$ πού έχουν προκύψει από το ίδιο φέρον και το ίδιο μήνυμα. Προσέξτε τη διαφορά στο $U_{o \max}$ και τη διαφορά φάσης πού εισάγεται στο σήμα DSB όταν μηδενίζεται το μήνυμα και αλλάζει πολικότητα.

Η ισχύς του σήματος DSB, πού περιγράφεται από την (1) πάνω σε μία αντίσταση R

$$\text{είναι: } P_{DSB} = U_o^2 \text{ενεργό} * R = \left(\frac{1}{2} U_{co} U_{mm} \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 R + \left(\frac{1}{2} U_{co} U_{mm} \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 R = \frac{1}{4} U_{mm}^2 U_{co}^2 R \Rightarrow$$

$$P_{DSB} = \frac{1}{4} U_{mm}^2 U_{co}^2 R \quad (3).$$

Η ισχύς του σήματος AM πού περιγράφεται από την (2), πάνω σε μία αντίσταση R είναι:

$$P_{AM} = U_o^2 \text{ενεργό} * R = \left(\frac{U_{co}}{\sqrt{2}}\right)^2 * R + \left(\frac{1}{2} U_{mm} U_{co} \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 * R + \left(\frac{1}{2} U_{mm} U_{co} \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 * R \Rightarrow$$

$$P_{AM} = \frac{1}{2} U_{co}^2 * R \left(1 + \frac{1}{2} U_{mm}^2\right) \quad (4) \text{ και για } m=100\% \text{ (δηλαδή } U_{mm}=1V) \quad P_{AM} = \frac{3}{4} U_{co}^2 * R \quad (1)$$

$$\text{ενώ για } (m=0\% \text{ (δηλ. } U_{mm}=0V)) \quad P_{AM} = \frac{1}{2} U_{co}^2 * R \quad (6).$$

$$\text{Από τις (4) και (6)} \quad P_{AM} = P_c \left(1 + \frac{1}{2} U_{mm}^2\right) = P_c + \frac{1}{2} P_c U_{mm}^2 R \quad \text{.Από την τελευταία σχέση}$$

$$\text{φαίνεται ότι η ισχύς των δύο πλευρικών είναι } P_{\pi\lambda} = \frac{1}{2} P_c U_{mm}^2 = \frac{1}{2} U_{co}^2 U_{mm}^2 R \text{ και}$$

$$\text{επομένως } P_{\text{πάνω πλευρικής}} = P_{\text{κάτω πλευρικής}} \text{ με } P_{\text{κατ\pi\lambda}} = \frac{1}{4} P_c U_{mm}^2 = \frac{1}{4} U_{co}^2 U_{mm}^2 R \text{ .}$$

$$\text{Αν κάνουμε DSB με } U_{mm}=1V \text{ τότε (3)} \Rightarrow P_{DSB} = \frac{1}{4} U_{co}^2 R \text{ .}$$

$$\text{Αν κάνουμε AM με } U_{mm} = 1V \text{ τότε (5)} \Rightarrow P_{AM} = \frac{3}{4} U_{co}^2 R \text{ .}$$

Παρατηρούμε ότι η ίδια πληροφορία για να μεταφερθεί με AM(m=100%)

θέλει τριπλάσια ισχύ από ότι με DSB. Ακόμα το $U_{o \max}$ για το AM είναι $2U_{co}$ ενώ για το DSB είναι U_{co} .

Αν θέλουμε $U_{o \max}$ AM να είναι ίσο με $U_{o \max}$ στο DSB α πρέπει το U_{mm} στο AM να είναι 1V και στο DSB 2V τότε για τις ισχύς έχουμε:

$$(3) P_{DSB} = \frac{1}{4} U_{co}^2 4R = U_{co}^2 R$$

$$(5) P_{AM} = \frac{3}{4} U_{co}^2 R$$

Παρατηρούμε ότι όταν το AM και το DSB έχουν την ίδια έξοδο σε μέγιστες τιμές τότε το $P_{AM} = 3/4 P_{DSB}$

Από το σχήμα της σελίδας 61 παρατηρούμε ότι αν κάνουμε φώραση με δίοδο και φίλτρο πυκνωτή σε σήμα DSB τότε το αποδιαμορφωμένο σήμα έχει διπλάσια συχνότητα από το μήνυμα (δηλ. ουσιαστικά δεν παίρνουμε το μήνυμα) Αντίθετα, κάνοντας την ίδια φώραση σε σήμα AM παίρνουμε πάλι το αρχικό μήνυμα. Άρα για τη λήψη του σήματος DSB δεν αρκεί το απλό κύκλωμα της διόδου, αλλά χρησιμοποιούμε τα κυκλώματα που περιγράφονται στη θεωρία για τη σύγχρονη φώραση.

Κύκλωμα

Στην επόμενη σελίδα φαίνεται το κύκλωμα του πομπού DSB που θα χρησιμοποιηθεί. Το TR1 σχηματίζει ένα ταλαντωτή με το κυμαινόμενο στην έξοδο και επαγωγική ανασύζευξη με συχνότητα 1MHz.

Το ολοκληρωμένο AB είναι ο γνωστός πολλαπλασιαστής LM1496 στο οποίο εισάγεται το φέρον στο πόδι 8 και το μήνυμα στο 4 ενώ η έξοδος είναι στο 12.

Το μήνυμα πριν τον πολλαπλασιαστή περνάει από τον προσθετή με το μΑ741. Με το R1 ρυθμίζουμε το πλάτος του μηνύματος που θα πάει στον προσθετή και στον πολλαπλασιαστή.

Με το R3 (set carrier) ρυθμίζουμε τη συνεχή τάση που θα προστεθεί στο μήνυμα ώστε τελικά στην έξοδο να έχουμε και το φέρον. Η τάση που θα προστεθεί ανάλογα με τη θέση του R3 μπορεί να είναι θετική, αρνητική ή μηδέν. Όταν είναι μηδέν έχουμε σήμα DSB.

Οι R14 και R29 είναι προρυθμισμένες αντιστάσεις για την ισοστάθμιση του μηνύματος και του φέροντος αντίστοιχα.

Από την έξοδο του πολλαπλασιαστή το σήμα οδηγείται στον ενισχυτή με τα TR2 (κοινός εκπομπός) και TR3 (κοινός συλλέκτης) στον οποίο έχουμε κάνει και αρνητική ανάδραση με την R32.

Με τον C12 το σήμα εισάγεται στον διαφορικό ενισχυτή με το TR4 και TR5. Στην μία είσοδο του TR4 βάζουμε συνεχές σήμα (ρυθμιζόμενο από την R35), ενώ στην άλλη είσοδο το προς ενίσχυση σήμα. Η έξοδος του διαφορικού είναι στο συλλέκτη του TR5.

Τα TR6, TR7, TR8 αποτελούν ένα ενισχυτή συμπληρωματικής συμμετρίας.

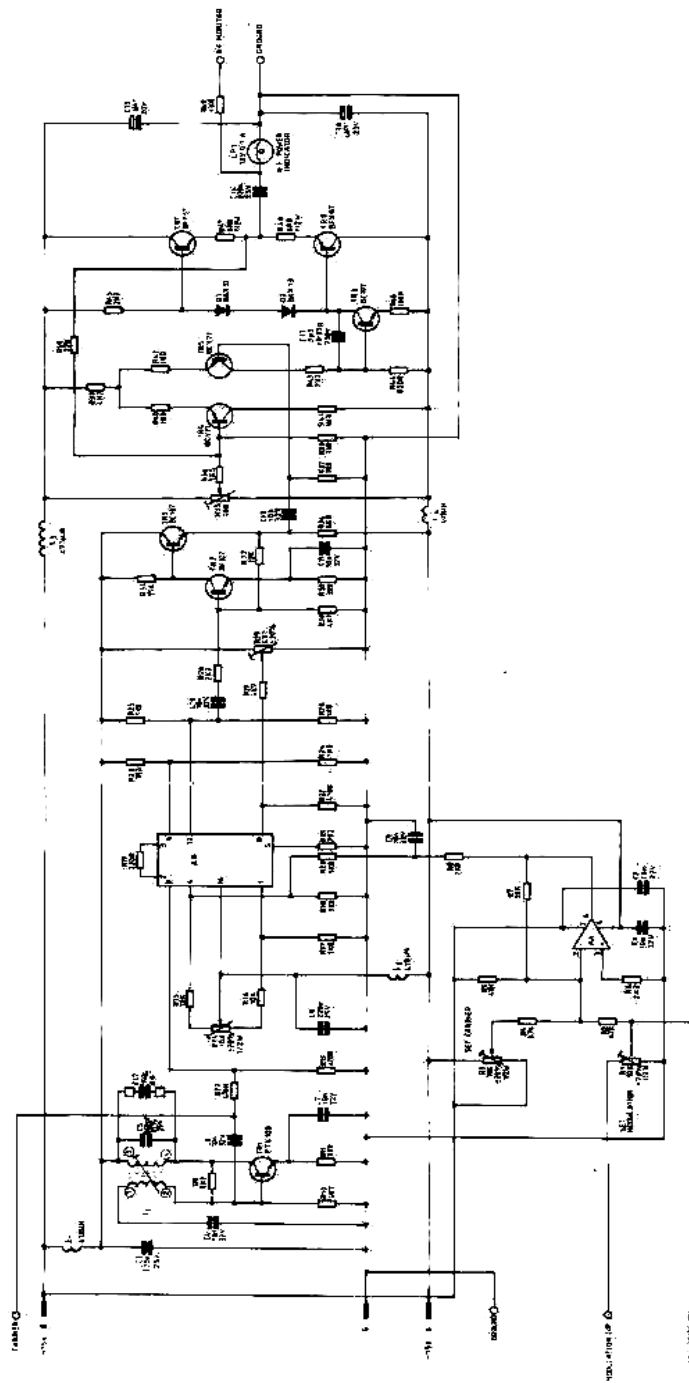
Με την R50 κάνουμε αρνητική ανάδραση για σταθερότητα. Το φορτίο στο οποίο καταναλώνεται η ισχύς του πομπού είναι η λάμπα πυράκτωσης, η ακτινοβολία της οποίας είναι ανάλογη με την ισχύ που βγάζει ο πομπός.

Τα L1,L2,L3,L4 είναι RF chock που εμποδίζουν το σήμα RF να "ρέει" μέσα στις γραμμές τροφοδοσίας του κυκλώματος

ΠΡΑΚΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

1. Συνδέστε την πλακέτα στο τροφοδοτικό.
2. Στην είσοδο Y1 του παλμογράφου συνδέστε την έξοδο του ταλαντωτή, στην Y2 την έξοδο του πομπού (RF monitor) και συγχρονίστε με το Y1.
3. Γειώστε την είσοδο Modulation Input και ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο set carrier ώστε η έξοδος του πομπού να μηδενισθεί. Ο έλεγχος του μηδενισμού γίνεται κατ' εκτίμηση με τη ακτινοβολία της λάμπας στην έξοδο και ακριβώς με τον παλμογράφο.
4. Γιατί σε κάποια θέση του set carrier η έξοδος μηδενίζεται;
5. Παρατηρείστε τι συμβαίνει με τη φάση του σήματος εξόδου όταν με το set carrier περνάμε από το ένα μέρος του μηδενισμού στο άλλο. Εξηγήστε το λόγο.
6. Ρυθμίστε το set carrier ώστε να μην έχουμε έξοδο και συνδέστε στο Modulation Input τροφοδοτικό συνεχούς και στο Modulation βολτόμετρο. Αυξήστε την τάση του τροφοδοτικού παρατηρώντας την έξοδο και το βολτόμετρο. Από το πλάτος εξόδου και την ένδειξη του βολτόμετρου και το πλάτος του ταλαντωτή υπολογίστε την ολική απολαβή του κυκλώματος.
7. Αντιστρέψτε τους πόλους του τροφοδοτικού και παρατηρείστε τι αλλαγή γίνεται στη φάση του σήματος εξόδου. Γιατί;
8. Στρέψτε το set Modulation τέρμα αριστερά, τι έγινε στο πλάτος εξόδου; Γιατί;
9. Αποσυνδέστε το τροφοδοτικό και συνδέστε γεννήτρια AF με $f_m = 400$ Hz γύρω στα $5V_{p-p}$. Αποσυνδέστε το βολτόμετρο και θέστε το μήνυμα στην είσοδο Y1 του παλμογράφου, παρμένο από τη θέση Modulation.
10. Στρέψτε το set carrier ώστε η έξοδος να είναι περίπου $6V_{p-p}$ και στη συνέχεια το set modulation ώστε να πάρουμε έξοδο AM με $m = 100\%$. Πόση είναι η μέγιστη τάση εξόδου σε V_{p-p} και πόσο το πλάτος του μηνύματος U_{mm} ;
11. Κόψτε το μήνυμα και παρατηρήστε την αλλαγή που συμβαίνει στην ακτινοβολία της λάμπας. Γιατί;

12. Με κομμένο το μήνυμα μηδενίστε την έξοδο στρέφοντας το set carrier. Συνδέστε το μήνυμα και μετρήστε τη μέγιστη τάση εξόδου σε V_{p-p} και το πλάτος του μηνύματος U_{mm} .
13. Τί σχέση έχει, τώρα που έχουμε έξοδο DSB, η ακτινοβολία της λάμπας, με την έξοδο AM;
14. Κόψτε το μήνυμα και παρατηρήστε την αλλαγή που συμβαίνει στην ακτινοβολία της λάμπας. Γιατί;
15. Ρυθμίστε το set Modulation ώστε η έξοδος DSB να έχει την ίδια μέγιστη τιμή σε V_{p-p} με την τιμή που είχαμε στο σήμα AM. Μετρήστε τότε το πλάτος του μηνύματος U_{mm} και ελέγξτε αν επαληθεύεται η θεωρία.
16. Προσπαθήστε να βρείτε αν ο λαμπτήρας ακτινοβολεί περισσότερο ή λιγότερο με το DSB που έχουμε τώρα σε σχέση με το AM που είχαμε αρχικά.
17. Επαναλάβετε το 10 για να πάρετε σήμα AM και συνδέστε στο τροφοδοτικό τον υπερετερόδουνο δέκτη.
18. Συνδέστε την είσοδο Y2 του παλμογράφου στην έξοδο του δέκτη (Audio Output), θέστε τον μεταβλητό στον ενισχυτή μέσης συχνότητας (IF Amplifier) περίπου στο μέσο, και συντονίστε περίπου στον 1MHz ώστε να έχουμε τη μέγιστη έξοδο. Συγκρίνατε τη συχνότητα εξόδου του δέκτη με τη συχνότητα του μηνύματος. Έχουμε παραμόρφωση;
19. Επαναλάβετε το 15 για να πάρετε σήμα DSB. Χωρίς να μεταβάλλετε τίποτα στον δέκτη παρατηρήστε την έξοδο του δέκτη. Συγκρίνατε τη συχνότητα εξόδου του δέκτη με τη συχνότητα του μηνύματος. Εξηγήστε.
20. Στην είσοδο του μείκτη όπου πάει το σήμα από τον ενισχυτή RF βάλτε την έξοδο του ταλαντωτή του πομπού (1 MHz). Παρατηρήστε πάλι την έξοδο και συγκρίνατε τη συχνότητα που έχουμε τώρα με τη συχνότητα του μηνύματος.



ΠΟΜΠΟΣ DSB - ΑΜ 296C

ΣΧ 6-2

Άσκηση 7

ΕΚΠΟΜΠΗ ΚΑΙ ΛΗΨΗ ΣΗΜΑΤΟΣ SSB

ΘΕΩΡΙΑ

Από τα προηγούμενα είναι γνωστά ότι αν σε ένα πολλαπλασιαστή εισάγουμε το φέρον $U_c = U_{co} \eta \mu \omega_c t$ και το μήνυμα $U_m = U_{mm} \eta \mu \omega_m t$ τότε στην έξοδο θα έχουμε :

$$U_o = \frac{1}{2} U_{co} U_{mm} [\text{συν}(\omega_c - \omega_m)t - \text{συν}(\omega_c + \omega_m)t]$$

Αν με ένα φίλτρο κόψουμε την επάνω πλευρική θα μείνει μόνο η κάτω και θα έχουμε σήμα LSSB που η μαθηματική του έκφραση είναι:

$$U_{LSSB} = \frac{1}{2} U_{co} U_{mm} \text{συν}(\omega_c - \omega_m)t. \text{Αρα το σήμα SSB έχει σταθερό πλάτος } \frac{1}{2} U_{co} U_{mm} \quad (1)$$

Αν το σήμα αυτό το πάρουμε σε αντίσταση R τότε έχει ισχύ:

$$P_{SSB} = \left(\frac{1}{2} U_{co} U_{mm} \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 * R = \frac{1}{8} U_{co}^2 U_{mm}^2 * R \quad (2)$$

Αν το $U_{mm} = 1V$ τότε το πλάτος του SSB γίνεται $\frac{1}{2} U_{co}$ και η ισχύς του $\frac{1}{8} U_{co}^2$. Στο AM ($m = 100\%$) είχαμε μέγιστη έξοδο $2U_{co}$ και ισχύ $\frac{3}{4} U_{co}^2 R$. Στο DSB είχαμε μέγιστη έξοδο U_{co} και ισχύ $\frac{1}{4} U_{co}^2 R$.

Παρατηρούμε ότι για να στείλουμε την ίδια πληροφορία με SSB θέλουμε τη μισή ισχύ από ότι με DSB και το 1/6 της ισχύος με AM ($m=100\%$).

Τούτο είναι το αποτέλεσμα των διαφορετικών τάσεων εξόδου.

Στο AM ($m=100\%$) είχαμε μέγιστη έξοδο $2U_{co}$ και ισχύ $\frac{3}{4} U_{co}^2 R$ με $U_{mm} = 1V$.

Στο DSB είχαμε μέγιστη έξοδο U_{co} και ισχύ $\frac{1}{4} U_{co}^2 R$ με $U_{mm} = 2V$.

Στο SSB για να έχουμε έξοδο $2U_{co}$ πρέπει το $U_{mm} = 4V$ οπότε η ισχύς του γίνεται $4U_{co}^2 R$ λόγω της (2). Παρατηρούμε ότι αν έχουμε την ίδια έξοδο, το SSB έχει τετραπλάσια ισχύ από το DSB και $16/3 = 5,3$ φορές μεγαλύτερη ισχύ από το AM.

Για τα πλεονεκτήματα του SSB βλέπε τη θεωρία.

Επειδή το σήμα SSB έχει σταθερό πλάτος είναι αδύνατο με ένα απλό φωρατή περιβάλλουσας (με δίοδο και φίλτρο πυκνωτή) να πάρουμε το μήνυμα.

Για την αποδιαμόρφωση του SSB χρησιμοποιούμε τα κυκλώματα που περιγράφονται στη θεωρία.

Κύκλωμα

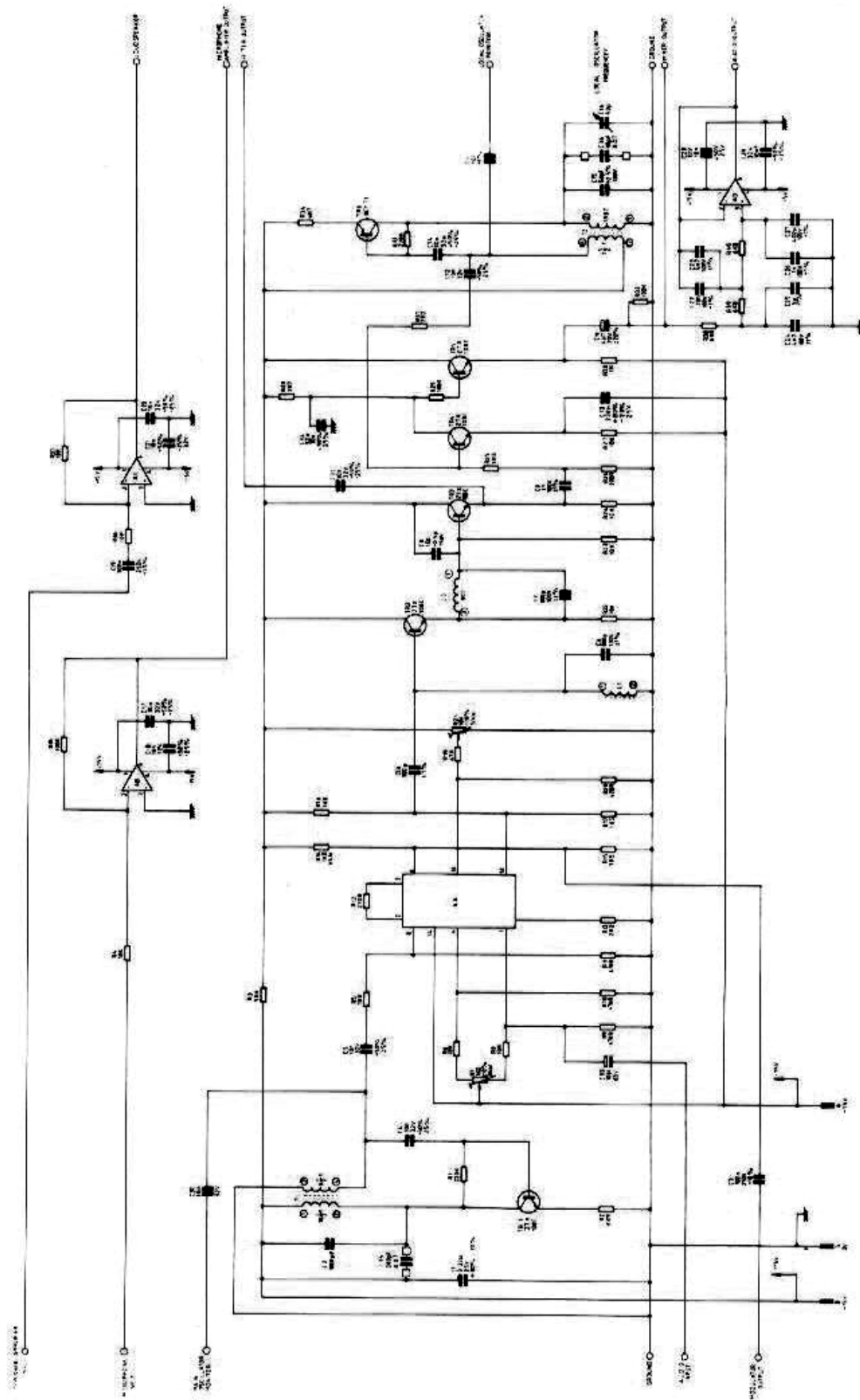
Στην επόμενη σελίδα φαίνεται το κύκλωμα του πομπού και του δέκτη SSB που θα χρησιμοποιηθεί.

Το TR1 σχηματίζει ένα ταλαντωτή με συντονισμένο στην έξοδο και επαγωγική ανάδραση στους 100 kHz.

Στο ολοκληρωμένο AA που είναι ο πολλαπλασιαστής LM1496 εισάγεται το φέρον στον ακροδέκτη 8 και το μήνυμα στον 1 ενώ η έξοδος είναι στο 12 και 6.

Με τον C13 το παραγόμενο σήμα DSB εισάγεται στο φίλτρο ενισχυτή με το TR2 και TR3. Το κύκλωμα παράλληλου συντονισμού L1 - C6 παρουσιάζει άπειρη αντίσταση

σε συχνότητα λίγο μικρότερη από τους 100 kHz και πολύ μικρή αντίσταση σε



ΠΟΜΠΟΣ ΔΕΚΤΗΣ SSB 296D

συχνότητα λίγο μεγαλύτερη. Με τον τρόπο αυτό βραχυκυκλώνεται η επάνω πλευρική και περνάει στον ενισχυτή η κάτω. Το κύκλωμα παράλληλου συντονισμού L2-C7 παρουσιάζει άπειρη αντίσταση σε συχνότητα λίγο μεγαλύτερη από 100kHz και μικρή αντίσταση σε συχνότητα λίγο μικρότερη από 100kHz. Με τον τρόπο αυτό περνάει ελεύθερα η κάτω πλευρική και εμποδίζεται η επάνω, που την παίρνουμε τελικά από τον εκπομπό του TR3 και με τον C9 την οδηγούμε στον δέκτη.

Οι προρυθμισμένες R7 και R21 κάνουν την ισοστάθμιση του πολλαπλασιαστή. Στον δέκτη διακρίνουμε τον τοπικό ταλαντωτή με το TR6 με το κυμαινόμενο στην έξοδο και επαγωγική ανάδραση στους 100kHz. Η ακριβής ρύθμιση της συχνότητας γίνεται με τον μεταβλητό C16. Χρησιμοποιήσαμε τρανζίστορ PNP για να γειωθεί ο συλλέκτης και με τον τρόπο αυτό και οι κινητές πλάκες του C16 ώστε να επιδρά λιγότερο η χωρητικότητα του χεριού μας όταν ρυθμίζουμε τη συχνότητα.

Με τον C12 και R31 το σήμα του τοπικού ταλαντωτή οδηγείται στη βάση του TR4 όπου είναι και το σήμα SSB και προστίθενται. Στη συνέχεια το TR4 είναι πολωμένο σε μη γραμμική περιοχή οπότε συμπεριφέρεται σαν διάταξη νόμου τετραγώνου και κάνει την ανάμειξη του σήματος SSB και τοπικού ταλαντωτή (βλέπε θεωρία).

Με τον C11 που κόβει τη συνεχή συνιστώσα, το σήμα (αφού προηγουμένως ενισχυθεί στο TR5) οδηγείται στο ενεργό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων με το μΑ 74I.

Στην πλακέτα υπάρχει ακόμα ένας ενισχυτής μικροφώνου με απολαβή $R35/R34 = 100K/10K = 10$. Είναι αναστρέφων ενισχυτής με το μΑ 74I.

Υπάρχει ακόμα ένας ενισχυτής για μεγάφωνο. Είναι πάλι αναστρέφων ενισχυτής με το μΑ 74I και απολαβή τάσης 1 αλλά μπορεί να κάνει ενίσχυση ρεύματος.

ΠΡΑΚΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

1. Συνδέστε την πλακέτα στο τροφοδοτικό.
2. Με τη βοήθεια παλμογράφου, γεννήτριας και συχνόμετρου πάρτε την καμπύλη απόκρισης του φίλτρου. Τι εύρος ζώνης έχει;
3. Μετρήστε το πλάτος και τη συχνότητα εξόδου του ταλαντωτή.
4. Θέστε μήνυμα $f_m=1,5$ kHz και $U_{mm}=1V_{p-p}$. Συνδέστε το στο κανάλι Y2 μόνιμα και συγχρονίστε το.
5. Σχεδιάστε την έξοδο του πολλαπλασιαστή. Τι συχνότητες έχει;
6. Σχεδιάστε την έξοδο του φίλτρου. Γιατί έχει αυτή τη μορφή; Τι συχνότητες έχει; (Λάβετε υπόψη την απόκριση του φίλτρου).
7. Συνδέστε την ακουστική έξοδο του δέκτη (audio input) στην είσοδο του ενισχυτή μεγάφωνου (speaker amplifier input) και στην έξοδο του συνδέστε μεγάφωνο.
8. Στο audio input συνδέστε το κανάλι Y2 του παλμογράφου και το συχνόμετρο.

Ρυθμίστε σιγά-σιγά την συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή ώστε η συχνότητα εξόδου του δέκτη να είναι ίση με τη συχνότητα του μηνύματος. Η ρύθμιση είναι πολύ λεπτή και πιθανόν να μην την επιτύχετε. Σημειώστε τη συχνότητα εξόδου, τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή και με τη συχνότητα του πομπού βρέστε τη σχέση που τις συνδέει. Προσέξτε πως ακούγονται στο μεγάφωνο οι διάφορες κυματομορφές. Υπάρχει ακόμα μία συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή που δίνει έξοδο ίδιας συχνότητας με το μήνυμα.

Αν είχαμε ομιλία ποια συχνότητα τοπικού ταλαντωτή θα χρησιμοποιούσαμε;

9. Συνδέστε την έξοδο του ταλαντωτή του πομπού στην είσοδο του μείκτη του δέκτη μαζί με τον τοπικό ταλαντωτή. Γιατί τώρα η αποδιαμόρφωση γίνεται χωρίς προβλήματα.

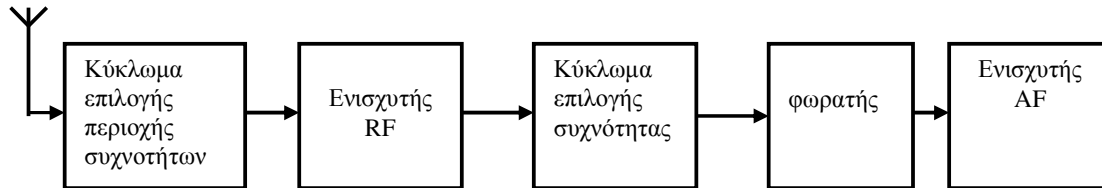
Άσκηση 8

ΥΠΕΡΕΤΕΡΟΔΥΝΟΣ ΔΕΚΤΗΣ

ΘΕΩΡΙΑ

Λόγοι καθιέρωσης του υπερετεροδύνου δέκτη.

Ένας απλός δέκτης σε block διάγραμμα φαίνεται παρακάτω. Τα προβλήματα που έχει είναι:



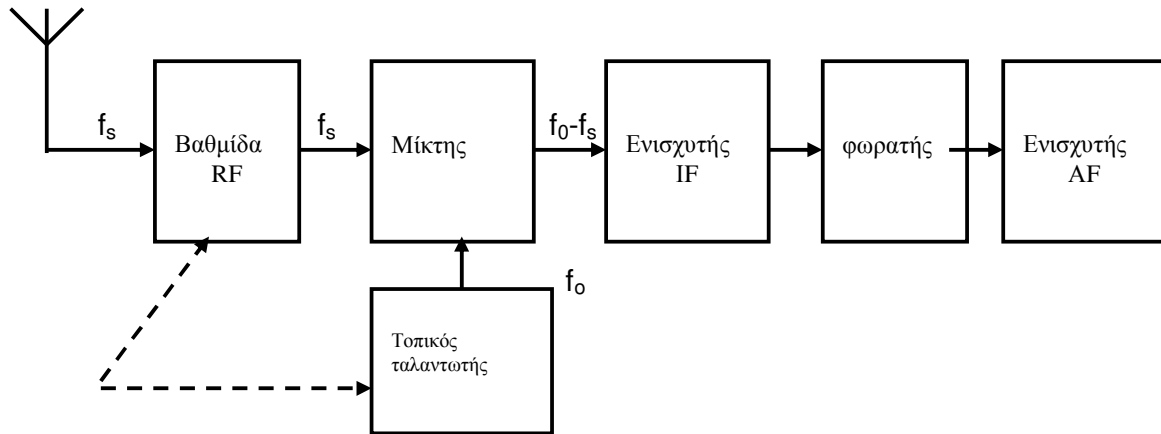
Σχ 8-1

1. **Ενισχυτής RF.** Το σήμα στην κεραία είναι της τάξης του $1\mu\text{V}$. Για να εργασθεί ο φωρατής θέλει σήμα περίπου $0,5\text{V}$. Άρα ο ενισχυτής RF πρέπει να έχει απολαβή $A_v=0,5\text{V}/1\mu\text{V} = 5000000 = 114\text{db}$. Ένας τέτοιος ενισχυτής πρέπει να αποτελείται από πολλές βαθμίδες και εύκολα μπορεί να αρχίσει να ταλαντώνεται επειδή θέλει ένα ελάχιστο ποσοστό ανάδρασης $A_v \cdot B = 1 \Rightarrow \beta = 1/A_v = 2 \cdot 10^{-6}$ που είναι ευκολότατο να γίνει στην περιοχή των υψηλών συχνοτήτων αν δεν ληφθούν δραστικά μέτρα θωράκισης. Επί πλέον πρέπει να έχει και μεταβλητή συχνότητα συντονισμού.

2. **Κυκλώματα επιλογής.** Πριν τον φωρατή το εύρος ζώνης των διαφόρων βαθμίδων ελέγχεται από τα κυκλώματα επιλογής και η τιμή του εξαρτάται από το είδος της διαμόρφωσης και το φάσμα του λαμβανομένου μηνύματος. Για ραδιοφωνία AM στην περιοχή των μεσαίων κυμάτων είναι απαραίτητο ένα εύρος $B=10\text{kHz}$. Όταν ο πομπός εκπέμπει στους 535kHz το Q των κυκλωμάτων επιλογής πρέπει να είναι $Q=f_o/B= 535\text{kHz}/10\text{kHz}= 53,5$. Αν θέλουμε σε μεγαλύτερη συχνότητα π.χ. 1640kHz να έχουμε το ίδιο εύρος B τότε χρειαζόμαστε $Q=f_o/B=1640\text{kHz}/10\text{kHz}=164$ (τιμή πρακτικά αδύνατη αφού η μεγαλύτερη τιμή του Q που επιτυγχάνουμε φτάνει το 100). Αν επομένως σε κάθε λαμβανόμενη συχνότητα θέλουμε το ίδιο εύρος ζώνης θα πρέπει να αλλάζουμε την τιμή του Q, πράγμα που γίνεται αλλάζοντας το πηνίο αλλά και πάλι στις υψηλότερες συχνότητες ούτε με την αλλαγή αυτή επιτυγχάνεται.

Στο προηγούμενο παράδειγμα αν αλλάξουμε το πηνίο στους 535kHz είχε $Q=53,5$ με άλλο που στους 1640 έχει $Q=100$ τότε το νέο εύρος ζώνης α είναι $\alpha= f_o/Q=1640/100 =16,4\text{kHz}$ (πολύ μεγαλύτερο από το απαιτούμενο 10kHz) με αποτέλεσμα να μειωθεί η επιλεκτικότητα του δέκτη (η ικανότητα να μην παρεμβάλλονται δύο κοντινοί σε συχνότητα πομποί) και θα αυξηθεί ο θόρυβος που λαμβάνεται.

Για να υπερνικήσουμε τις παραπάνω δυσκολίες σχεδιάστηκε ο υπερετερόδυνος δέκτης που σε block διάγραμμα φαίνεται παρακάτω .



Σχ 8-2

Ο τοπικός ταλαντωτής δημιουργεί μία συχνότητα f_0 τέτοια ώστε η διαφορά της λαμβανόμενης συχνότητας f_s και της f_0 να είναι πάντοτε σταθερή και ίση με την μέση συχνότητα του δέκτη (intermediate frequency , IF) $f_i = f_0 - f_s$. Στον ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας γίνεται όλη η απαιτούμενη ενίσχυση (αν δεν έχει γίνει προηγουμένως στη βαθμίδα RF και το μείκτη) και επί πλέον δημιουργούμε και το κατάλληλο εύρος ζώνης ώστε να περνάει και όλο το εκπεμπόμενο φάσμα και να μην έχουμε παρεμβολές από κοντινούς (σε συχνότητα) πομπούς.

Στις σημειώσεις της θεωρίας εξηγείται πως επιτυγχάνουμε μεγαλύτερη επιλεκτικότητα και ευαισθησία με ένα υπερετερόδυνο δέκτη, καθώς και το πρόβλημα της συχνότητας είδωλο.

Βαθμίδα RF.

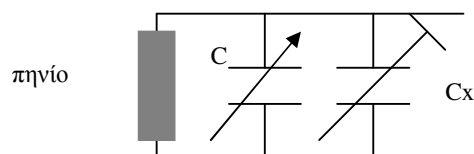
Σε κοινούς δέκτες η βαθμίδα RF είναι ένα απλό κυμαινόμενο κύκλωμα ενώ σε καλούς είναι ένας ενισχυτής RF. Τα πλεονεκτήματα ενός δέκτη με ενισχυτή RF σε σχέση με ένα άλλο που έχει το ίδιο υπόλοιπο κύκλωμα είναι:

1. Μεγαλύτερη απολαβή και επομένως καλύτερη ευαισθησία.
2. Καλύτερη απόρριψη της συχνότητας είδωλο.
3. Καλύτερο λόγο σήμα προς θόρυβο.
4. Καλύτερη επιλεκτικότητα.
5. Καλύτερη προσαρμογή της κεραίας στο δέκτη (κυρίως στις περιοχές VHF και επάνω).

6. Δεν έχουμε ισχυρή εκπομπή του σήματος του τοπικού ταλαντωτή από την κεραία του δέκτη, πράγμα που μειώνει τις παρεμβολές σε γειτονικές συσκευές.

Για να μην υπεροδηγούνται οι επόμενες βαθμίδες, όταν το λαμβανόμενο σήμα είναι ισχυρό, πρέπει ο ενισχυτής RF να ελέγχεται από την τάση AGC ή να ρυθμίζεται η απολαβή του με το χέρι.

Το πρόβλημα του μεταβλητού πυκνωτή. Στη βαθμίδα RF υπάρχει ένα κυμαινόμενο κύκλωμα με σταθερό L και μεταβλητό C που πρέπει να συντονίζεται από $f_1 = 535 \text{ kHz}$ μέχρι $f_2 = 1615 \text{ kHz}$ για τα μεσαία κύματα. Για να επιτύχουμε κάτι τέτοιο παράλληλα στον C βάζουμε και τον C_x που τον ρυθμίζουμε μια φορά και μετά μένει σταθερός.



Το κυμαινόμενο κύκλωμα του τοπικού ταλαντωτή.

Αν ενδιαφερόμαστε για τη λήψη συχνοτήτων από $f_1 = 535 \text{ kHz}$ μέχρι $f_2 = 1615 \text{ kHz}$ και η μέση συχνότητα του δέκτη είναι $f_i = 465 \text{ kHz}$ τότε ο τοπικός ταλαντωτής θα πρέπει να δημιουργεί ταλάντωση σε συχνότητες από $f_{o1} = 535 + 645 = 1000 \text{ kHz}$ μέχρι $f_{o2} = 1615 + 465 = 2080 \text{ kHz}$. Πρέπει δηλ. να καλύπτει μια περιοχή συχνοτήτων με ακραίες τιμές f_{o1} και f_{o2} που έχουν λόγο $f_{o1}/f_{o2} = 1000 / 2080 \cong 1/2$.

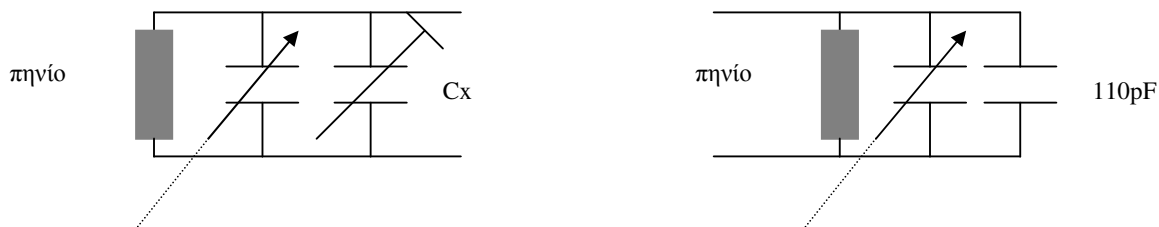
Αντί για τις παραπάνω συχνότητες θα μπορούσε ο τοπικός ταλαντωτής να έχει $f_{o1} = 535 - 465 = 70 \text{ kHz}$ και $f_{o2} = 1615 - 465 = 1140 \text{ kHz}$ οπότε πάλι η διαφορά συχνότητας του λαμβανομένου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή είναι $f_i = 465 \text{ kHz}$. Στην περίπτωση αυτή οι ακραίες τιμές του τοπικού ταλαντωτή έχουν λόγο $f_{o1}/f_{o2} = 70/1140 \cong 1/16$. Από τις δύο προηγούμενες λύσεις προτιμούμε την πρώτη επειδή είναι πολύ πιο εύκολος ο σχεδιασμός του κυμαινόμενου από ότι στη δεύτερη.

Συμμεταβολή βαθμίδας RF και τοπικού ταλαντωτή.

Για εύκολο και απλό χειρισμό των υπερετεροδυνων δεκτών ο μεταβλητός πυκνωτής της βαθμίδας RF και του τοπικού ταλαντωτή έχουν κοινό άξονα περιστροφής ώστε με μία κίνηση να συντονίζουμε και τη βαθμίδα RF στην επιθυμητή συχνότητα και τον τοπικό ταλαντωτή σε συχνότητα τέτοια ώστε η διαφορά της με το λαμβανόμενο σήμα να είναι η μέση συχνότητα f_i . Για να είναι σωστή αυτή η συμμεταβολή της βαθμίδας RF και του τοπικού ταλαντωτή πρέπει σε κάθε θέση του μεταβλητού να έχουμε σταθερή διαφορά συχνοτήτων. Από τον τρόπο που το πρόβλημα του κυμαινόμενου

της βαθμίδας RF και του τοπικού ταλαντωτή προκύπτει ότι στην συχνότητα των 535kHz και των 1615kHz θα έχουμε διαφορά 465kHz. Τι γίνεται όμως σε κάποια άλλη συχνότητα;

Βαθμίδα RF τοπικός ταλαντωτής.



Έστω ότι ο μεταβλητός στη βαθμίδα RF έχει την τιμή 200pF και στον τοπικό ταλαντωτή θα είναι πάλι 200pF αφού συμμεταβάλλονται.

Η συχνότητα συντονισμού της βαθμίδας RF είναι:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C+7pF)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{156 \cdot 10^{-6} + 207 \cdot 10^{-12}}} \approx 886kHz.$$

Η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή είναι:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2(C+110pF)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{38 \cdot 10^{-6} + 310 \cdot 10^{-12}}} \approx 1466kHz$$

Οι δύο αυτές συχνότητες έχουν διάφορά 1466-886=580 kHz που απέχει πάρα πολύ από τη μέση συχνότητα $f_i=465kHz$ για την οποία είναι σχεδιασμένος ο ενισχυτής IF. Για να είχαμε σωστή συμμεταβολή έπρεπε να είχαν διαφορά 465kHz

Σε καλοσχεδιασμένους δέκτες η διαφορά των συχνοτήτων απέχει από τη συχνότητα του ενισχυτή μέσης συχνότητας λιγότερο από 3kHz. Τούτο επιτυγχάνεται με συμμεταβαλόμενους πυκνωτές με διαφορετικές τιμές $C_{ελ}$ και $C_{μεγ}$ καθώς και με χρήση χωρητικότητας σταθερής σε σειρά με τον C_1 ή σε σειρά με το πηνίο L_2 . Στην τελευταία περίπτωση μπορούμε να έχουμε τη σωστή διαφορά στη μέγιστη στην ελάχιστη και σε μία ενδιάμεση συχνότητα.

Βαθμίδα μέσης συχνότητας.

Η βαθμίδα μέσης συχνότητα αποτελείται από μία ή περισσότερες ενισχυτικές βαθμίδες συντονισμένες στη μέση συχνότητα. Η σύζευξη των βαθμίδων είναι συνήθως επαγωγική για να μπορούμε να επιτύχουμε το κατάλληλο εύρος ζώνης και μάλιστα με “απότομο κόψιμο”. Αν θέλουμε η καμπύλη απόκρισης να είναι πολύ απότομη χρησιμοποιούμε κρυσταλλικά ή μηχανικά φίλτρα για τη μέση συχνότητα.

Η εκλογή της μέσης συχνότητας γίνεται με τα παρακάτω κριτήρια.

1. Εάν η μέση συχνότητα είναι πολύ υψηλή ο δέκτης δεν έχει καλή επιλεκτικότητα εκτός αν χρησιμοποιηθούν κρυσταλλικά ή μηχανικά φίλτρα.
2. Εάν η μέση συχνότητα είναι πολύ υψηλή δημιουργούνται προβλήματα στη συμμεταβολή της βαθμίδας RF και του τοπικού ταλαντωτή.
3. Εάν η μέση συχνότητα είναι πολύ χαμηλή έχουμε μικρή απόρριψη της συχνότητας είδωλο.
4. Εάν η μέση συχνότητα είναι πολύ χαμηλή, τότε το εύρος ζώνης B μπορεί να γίνει πολύ μικρό ($B = f_o/Q$) και να μην περάσουν όλες οι συχνότητες του μηνύματος.
5. Εάν η μέση συχνότητα είναι πολύ χαμηλή, τότε ο τοπικός ταλαντωτής πρέπει να έχει μεγάλη σταθερότητα επειδή μια μικρή απόκλιση Δf είναι μεγάλη σχετικά με τη μέση συχνότητα.
6. Η μέση συχνότητα δεν πρέπει να βρίσκεται μέσα στη λαμβανόμενη περιοχή, του δέκτη επειδή τότε εμφανίζεται αστάθεια, ακούγονται σφυρίγματα και δεν μπορούμε να ακούσουμε κάποιο πομπό που εκπέμπει στη συχνότητα αυτή.

Για να ικανοποιούνται όσο γίνεται περισσότερα από τα παραπάνω κριτήρια χρησιμοποιούνται οι παρακάτω μέσες συχνότητες.

1. Τυπικοί δέκτες AM για τα μεσαία (MW 540-1650kHz) μακρά (LW 150-350kHz) και βραχέα (SW 2-20MHz) έχουν μέση συχνότητα γύρω στους 455 KHz.
2. Τηλεπικοινωνιακοί δέκτες AM, SSB για τα βραχέα και VHF έχουν την πρώτη μέση συχνότητα γύρω στους 1,8MHz και τη δεύτερη στους 455kHz.
3. Τυπικοί δέκτες FM για την περιοχή 88-108 MHz έχουν μέση συχνότητα 10,7MHz.
4. Τηλεοπτικοί δέκτες για τα VHF (54-223MHz) και τα UHF (470-940MHz) έχουν μέση συχνότητα 36MHz.
5. Δέκτες μικροκυμάτων και ραντάρ από τον 1 μέχρι 10GHz έχουν μέση συχνότητα ή 30 ή 60 ή 70 MHz.

Γενικά χαρακτηριστικά δεκτών.

Όλοι οι δέκτες ανεξάρτητα από τις συχνότητες που μπορούν να λαμβάνουν και ανεξάρτητα από τον τρόπο διαμόρφωσης έχουν μερικά κοινά χαρακτηριστικά που είναι η ευαισθησία, η επιλεκτικότητα, ο λόγος "σήμα προς θόρυβο", ο λόγος απόρριψης της συχνότητας είδωλο (μόνο οι υπερετερόδουνοι) και η δυναμική περιοχή (μόνο οι δέκτες που έχουν AGC), η εικόνα θορύβου, η σταθερότητα κ.λ.π.

1. Ευαισθησία: Είναι η ικανότητα του δέκτη να λαμβάνει ασθενή σήματα και μετρίεται σε μV ή dBm. Όσο μικρότερος είναι ο αριθμός αυτός τόσο πιο ευαίσθητος είναι ο δέκτης και τόσο πιο ασθενή σήματα μπορεί να λαμβάνει.

Για κοινούς δέκτες AM η ευαισθησία ορίζεται να είναι η τάση του σήματος που πρέπει να εφαρμοσθεί στην είσοδο του δέκτη ώστε να πάrouμε στην ακουστική έξοδο ισχύ 50mW. Το σήμα που θα εφαρμοσθεί στην είσοδο πρέπει να είναι διαμορφωμένο με συχνότητα 400Hz και βαθμό διαμόρφωσης 30% και να υπάρχει προσαρμογή αντιστάσεων μεταξύ του δέκτη και τη γεννήτριας που θα χρησιμοποιηθεί.

Στην ακουστική έξοδο (που μετράμε τα 50mW) το μεγάφωνο έχει αντικατασταθεί από αντίσταση ίδιας τιμής.

Η ανατροπή των μV σε dbm γίνεται με τη σχέση:

$$\text{dbm} = 20 \log (\mu V) \quad \text{πχ. } 100\mu V = 20 \log (100\mu V) = 40 \text{dbm.}$$

Κοινοί δέκτες στα μεσαία έχουν ευαισθησία γύρω στα 100 μV στα βραχεία μερικές δεκάδες μV πχ 50 μV , και στα FM γύρω στα 10 μV . Τηλεπικοινωνιακοί δέκτες και δέκτες καλοί AM και FM έχουν ευαισθησία γύρω στο 1 μV .

Σύμφωνα με άλλο ορισμό ευαισθησία είναι η τάση που πρέπει να εφαρμοσθεί στην είσοδο (μετρημένη σε μV) ώστε στην ακουστική έξοδο να έχουμε σήμα προς θόρυβο 10db για τηλεπικοινωνιακούς δέκτες, 20db για ραδιοφωνικούς AM.

Οι υπόλοιπες συνθήκες είναι ίδιες με τον πρώτο ορισμό.

Σύμφωνα με τρίτο ορισμό ευαισθησία είναι η ισχύς που πρέπει να εφαρμοσθεί στην είσοδο (μετρημένη σε μW ή dbm , $\text{dbm} = 10 \log (\mu W)$) ώστε στην ακουστική έξοδο να έχουμε 50 μW με λόγο σήμα προς θόρυβο μικρότερο από 20db ή 10db ανάλογα με τον δέκτη. Οι υπόλοιπες συνθήκες είναι ίδιες με τον πρώτο ορισμό.

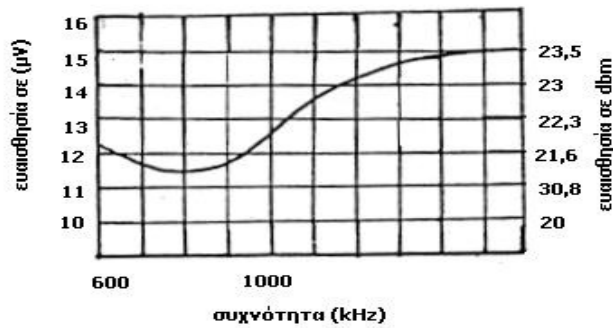
Πληρέστεροι είναι οι δύο τελευταίοι ορισμοί που λαμβάνουν υπόψη τους ότι έχουμε ακουστική έξοδο ακόμα και με μηδενική είσοδο. Η έξοδος αυτή είναι ο θόρυβος που παράγεται μέσα στον ίδιο τον δέκτη.

Από τα παραπάνω φαίνεται ότι μαζί με την ευαισθησία ενός δέκτη πρέπει να αναγράφεται και ο τρόπος που χρησιμοποιήθηκε για να μετρηθεί.

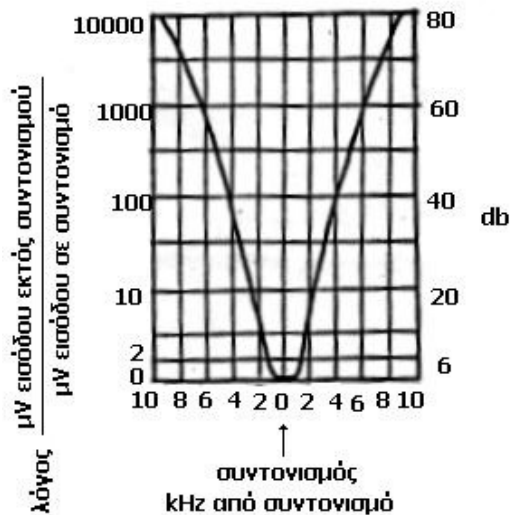
Πρέπει να σημειωθεί ακόμα ότι ο ίδιος δέκτης έχει πιθανόν διαφορετική ευαισθησία σε διαφορετικές συχνότητες μέσα στην ίδια περιοχή.

Παρακάτω φαίνεται η καμπύλη ευαισθησίας ενός καλού δέκτη AM για τα μεσαία.

Η ευαισθησία του δέκτη ελέγχεται κυρίως από τον ενισχυτή υψηλής και μέσης συχνότητας.



2.Επιλεκτικότητα: Είναι η ικανότητα του δέκτη να μπορεί να ξεχωρίζει δύο πομπούς που εκπέμπουν σε γειτονικές συχνότητες. Για να την περιγράψουμε πρέπει να δώσουμε την καμπύλη επιλεκτικότητας του δέκτη όπως αυτή τους σχήματος.



Η καμπύλη λει ότι: Όταν έχουμε συντονίσει το δέκτη σε μία συχνότητα έχουμε κάποια μV είσοδο και κάποια έξοδο. Ένας άλλος πομπός που εκπέμπει σε απόσταση (συχνότητας) π.χ. 6kHz από την αρχική συχνότητα συντονισμού πρέπει να δίνει σήμα 1000 φορές ισχυρότερο από αυτό που είχαμε στο συντονισμό για να έχουμε πάλι την ίδια έξοδο. Αν δεν μας δίνουν την καμπύλη πρέπει να προσδιορίσουμε δύο σημεία ως εξής: Το εύρος ζώνης του δέκτη είναι 2,5kHz στα 6db και 12kHz στα 60db. Δηλ. αν φύγουμε 6kHz επάνω ή 6kHz κάτω από τον συντονισμό πρέπει να δώσουμε σήμα 1000 φορές ισχυρότερο για να έχουμε την ίδια έξοδο.

Η επιλεκτικότητα του δέκτη ελέγχεται από:

- α) Το εύρος ζώνης των κυκλωμάτων της βαθμίδας RF.
- β) Κυρίως από το εύρος ζώνης των κυκλωμάτων της βαθμίδας μέσης συχνότητας. Πρακτικά όσο περισσότερα κυμαινόμενα υπάρχουν στη βαθμίδα IF τόσο καλύτερη επιλεκτικότητα. Αν θέλουμε η καμπύλη της επιλεκτικότητας να είναι πολύ απότομη χρησιμοποιούμε φίλτρα κρυσταλλικά, ή κεραμικά ή μηχανικά με προκαθορισμένο εύρος π.χ. 2kHz, 5kHz, 10kHz. Το εύρος του φίλτρου που θα χρησιμοποιηθεί πρέπει να είναι ίσο με το εκπεμπόμενο από τον πομπό εύρος, αν είναι μικρότερο χάνουμε πληροφορίες από το μήνυμα (τις υψηλές συχνότητες) ενώ αν είναι μικρότερο αυξάνουμε τον θόρυβο που έχουμε στην έξοδο. Πχ φίλτρο στους 5kHz είναι ακατάλληλο για ραδιοφωνία (κόβει τα πρίμα), κατάλληλο για ραδιοτηλεφωνία, ακατάλληλο για ραδιοτηλεγραφία (έχει εύρος 200kHz) επειδή μαζεύει πολύ θόρυβο.
- γ) Το εύρος ζώνης του ενισχυτή ακουστικών πρέπει να είναι ίσο με το εύρος ζώνης του λαμβανόμενου μηνύματος.

3. Λόγος ``σήμα προς θόρυβο``. Ακόμα και όταν στην είσοδο του δέκτη δεν υπάρχει σήμα, στην ακουστική έξοδο έχουμε κάποια ισχύ που είναι η ισχύς του θορύβου που λαμβάνει αλλά και δημιουργεί ο ίδιος ο δέκτης. Η ισχύς αυτή μετρείται με ένα βατόμετρο. Όταν τώρα στην είσοδο εμφανισθεί σήμα διαμορφωμένο στην έξοδο η ισχύς θα αυξηθεί εξαιτίας του μηνύματος και το βατόμετρο θα δείξει μεγαλύτερη ένδειξη. Η τιμή αυτή είναι το άθροισμα της ισχύος του μηνύματος και του θορύβου (που μετρήσαμε προηγουμένως). Από τη διαφορά των δύο τιμών υπολογίζεται η ισχύς του σήματος και στη συνέχεια ο λόγος σήμα προς θόρυβο S/N που συνήθως εκφράζεται σε db **$(S/N)_{db} = 10 \log(S/N)$**

Για να είναι συγκρίσιμα τα αποτελέσματα παίρνουμε σήμα εισόδου $1000\mu V = 1mV$ διαμορφωμένο με 400Hz κατά 30%. Καλοί δέκτες έχουν λόγο S/N πάνω από 60db.

4. Εικόνα θορύβου.

Εικόνα θορύβου (noise figure) ορίζεται σαν ο λόγος της ισχύος του θορύβου που εμφανίζεται στην έξοδο του δέκτη προς την ισχύ του θορύβου που θα εμφανιζόταν αν ο δέκτης ήταν αθόρυβος. Από τον ορισμό αυτό προκύπτει και ο παρακάτω:

Εικόνα θορύβου είναι ο λόγος του S/N στην είσοδο του δέκτη προς το S/N στην έξοδο του δέκτη. Όσο ο λόγος αυτός πλησιάζει το 1 ή το 0 σε db τόσο καλύτερος είναι ο δέκτης. Καλοί δέκτες έχουν εικόνα θορύβου 5-10db.

Ο λόγος S/N και η εικόνα θορύβου εξαρτώνται από όλες τις βαθμίδες του δέκτη αλλά κυρίως από τον μείκτη και τον φωρατή.

5. Λόγος απόρριψης της συχνότητας είδωλο. Όταν ο δέκτης είναι συντονισμένος στη συχνότητα f_s και λαμβάνει κάποιο σήμα στη συχνότητα αυτή τότε ο τοπικός ταλαντωτής εργάζεται σε συχνότητα f_o ώστε $|f_o - f_s| = f_i$ όπου f_i η μέση συχνότητα.

Αν πχ $f_s = 100\text{kHz}$ τότε $f_o = 1455$ ώστε $f_i = 455\text{kHz}$ και $f_o = f_s + f_i$.

Αν τώρα στη συχνότητα $f_{s'} = f_o + f_i = f_s + 2f_i$ υπάρχει ένας άλλος πομπός ώστε η διαφορά $|f_o - f_{s'}| = |f_o - f_o - f_i| = f_i$ που σημαίνει ότι θα παρεμβάλει τον πομπό που είναι στην f_s . Για το προηγούμενο παράδειγμα $f_{s'} = 1455 + 455 = 1910\text{kHz}$ δηλ. μαζί με τον πομπό στους 100kHz ακούγεται και ο πομπός των 1910kHz . Η συχνότητα $f_{s'}$ είναι η συχνότητα είδωλο.

Ο λόγος α της στάθμης του σήματος στη συχνότητα είδωλο προς τη στάθμη του σήματος στη συχνότητα λήψη ώστε τα δύο σήματα να έχουν την ίδια έξοδο είναι ο λόγος απόρριψης της συχνότητας είδωλο. Ο λόγος αυτός μπορεί να εκφράζεται και σε db. Όσο μεγαλύτερος είναι αυτός ο λόγος τόσο δυσκολότερο παρεμβάλει η συχνότητα είδωλο τη λαμβανόμενη συχνότητα, και τόσο καλύτερος ο δέκτης. Καλοί δέκτες έχουν λόγο α πάνω από 70db . Ο λόγος απόρριψης της συχνότητας είδωλο ελέγχεται μόνο από τα κυμαινόμενα κυκλώματα της βαθμίδας RF. Αποδεικνύεται ότι αν η βαθμίδα RF έχει ένα μόνο κυμαινόμενο κύκλωμα με συντελεστή ποιότητας Q

τότε ο λόγος α δίνεται από την σχέση: $\alpha = \sqrt{1 + Q^2 + p^2}$ όπου $p = \frac{f_s'}{f_s} - \frac{f_s}{f_s'} = \frac{f_s'^2 - f_s^2}{f_s f_s'}$

Όσο μεγαλύτερο είναι το Q τόσο μεγαλύτερο το α . Όσο μεγαλύτερο είναι και το p τόσο μεγαλύτερο το α . Για μεγάλο p πρέπει το f_s' να είναι όσο το δυνατό μεγαλύτερο σε σχέση με το f_s . Αλλά $f_s' = f_s + 2f_i$ άρα όσο μεγαλύτερη μέση συχνότητα έχει ο δέκτης τόσο μεγαλύτερο το f_s' και τόσο μεγαλύτερο το p , τόσο μεγαλύτερο το α .

6. Δυναμική περιοχή.

Όταν ο δέκτης έχει AGC (automatic gain control = αυτόματο έλεγχο απολαβής) τότε η απολαβή του ενισχυτή RF (αν υπάρχει) και η απολαβή του ενισχυτή IF εξαρτάται από τη στάθμη του λαμβανομένου σήματος δηλ. γίνεται μέγιστη όταν έχουμε ασθενές λαμβανόμενο σήμα και ελάχιστη όταν έχουμε ισχυρό λαμβανόμενο σήμα.

Στον έλεγχο αυτό υπάρχει άνω και κάτω όριο δηλαδή σήμα από μία στάθμη και πάνω δεν μπορεί να μειώσει άλλο την απολαβή καθώς και σήμα από μια στάθμη και

κάτω δεν μπορεί να αυξήσει άλλο την απολαβή. Ο λόγος του επάνω ορίου προς το κάτω όριο εκφρασμένος σε db είναι η δυναμική περιοχή.

Καλοί δέκτες έχουν δυναμική περιοχή μέχρι και 100db.

Περιγραφή κυκλώματος.

Πρόκειται για υπερετερόδυνα δέκτη με βαθμίδα RF (TR1, TR3) τοπικό ταλαντωτή (TR2), μείκτη (TR5), ενισχυτή IF (TR6), φωρατή (OA91), ενισχυτή ακουστικής συχνότητας (TR7).

Το TR4 σχηματίζει μια βαθμίδα απομόνωσης (buffer) του ταλαντωτή για να μην επηρεάζεται ο ταλαντωτής από το όργανο μέτρησης (παλμογράφος ή συχνόμετρο) .

Το πηνίο L_1 με τον μεταβλητό C_{1a} και το trimmer C_2 που ρυθμίζεται μια φορά και μετά μένει σταθερό σχηματίζουν το κυμαινόμενο της βαθμίδας RF . Στον ίδιο πυρήνα με το L_1 είναι τυλιγμένο το πηνίο για να εισάγουμε σήμα στον δέκτη από γεννήτρια RF με αντίσταση εισόδου περίπου 75Ω. Στην είσοδο αυτή ο δέκτης έχει αντίσταση εισόδου περίπου 75Ω ενώ στην είσοδο από εξωτερική κεραία έχει αντίσταση περίπου 500Ω.

Το σήμα από το κυμαινόμενο μέσω του C_8 οδηγείται στο TR1 (ενισχυτής κοινού εκπομπού ασυντόνιστος) και στη συνέχεια με τον C_{11} οδηγείται στο TR3 (ενισχυτής κοινού εκπομπού ασυντόνιστος). Ο C_{13} και το πηνίο L_a (RF choke) βραχυκυκλώνουν και εμποδίζουν αντίστοιχα την υψηλή συχνότητα να κυκλοφορεί στη γραμμή τροφοδοσίας και να δημιουργεί προβλήματα στις υπόλοιπες βαθμίδες. Από το TR3 μέσω του C_{17} το σήμα οδηγείται στη βάση του TR5 (Μείκτης) μαζί με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή.

Ο τοπικός ταλαντωτής TR2 είναι ταλαντωτής με το κυμαινόμενο στο συλλέκτη και επαγωγική ανασύζευξη. Το κυμαινόμενο σχηματίζεται από το L_2 και τους $C_{1\beta}$, C_5 , C_6 παράλληλα. Κανονικά έπρεπε οι τρεις πυκνωτές να είναι παράλληλα στο I_{12} (άκρες 1 και 2), τότε όμως και οι δύο οπλισμοί του $C_{1\beta}$ θα είχαν τάση ως προς γη. Αλλά ο C_{1a} και $C_{1\beta}$ είναι τμήματα ενός διπλού μεταβλητού (για να συμμεταβάλλονται) με βραχυκυκλωμένο τον κινητό οπλισμό. Επειδή τώρα στον C_{1a} ο κινητός οπλισμός είναι γειωμένος πρέπει να γειωθεί και ο κινητός οπλισμός του $C_{1\beta}$. Στο εναλλασσόμενο όμως αυτός ο οπλισμός μέσω της πηγής τροφοδοσίας και του C_4 συνδέεται με το άκρο 1 του πηνιού L_2 . Πάλι στο εναλλασσόμενο το άλλο άκρο 2 του πηνιού L_2 συνδέεται μέσω του C_7 με τον άλλο οπλισμό του $C_{1\beta}$.

Η τάση ανασύζευξης οδηγείται στη βάση του TR2 μέσω του C_9 και η παραγόμενη ταλάντωση μέσω του C_{14} στη βάση του TR5 (μίκτης).

Η ταλάντωση μέσω του C15 οδηγείται στην πύλη του FET TR4 που σχηματίζει ένα ενισχυτή κοινής εκροής. Παίρνουμε την έξοδο από την πηγή S μέσω του C16 .

Με τη βοήθεια της βαθμίδας αυτής (που έχει μεγάλη αντίσταση εισόδου και μικρή αντίσταση εξόδου) δεν φορτώνεται ο ταλαντωτής και δεν σταματάνε οι ταλαντώσεις όταν συνδέουμε τον παλμογράφο ή το συχνόμετρο για να μετρήσουμε την παραγόμενη ταλάντωση.

Το πηνίο Lβ και οι πυκνωτές C4, C30 και C31 εμποδίζουν την ταλάντωση να κυκλοφορεί στη γραμμή τροφοδοσίας. Η R11 ρίχνει την τάση των 15Volt στην απαραίτητη τιμή για την λειτουργία του TR2.

Το TR5 (μίκτης) είναι πολωμένο σε μη γραμμική περιοχή για να μπορεί να γίνει η μίξη του λαμβανόμενου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή , ώστε να παραχθούν αθροίσματα και διαφορές συχνοτήτων. Το L3 με τους C1 και C19 αποτελούν ένα συντονισμένο στη διαφορά των συχνοτήτων, ή φίλτρο ανάδειξης της διαφοράς των συχνοτήτων (φίλτρο διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων). Η σύζευξη του φίλτρου αυτού με το TR5 γίνεται με τη μεσαία λήψη του L3. Από το φίλτρο μέσω του C12 το σήμα μέσης συχνότητας οδηγείται στον ενισχυτή κοινού συλλέκτη με το TR6.

Με τον C22 γίνεται η σύζευξη του ενισχυτή IF με τον φωρατή. Η αντίσταση R22 υπάρχει για να εκφορτίζεται ο C22 όταν δεν άγει η D1 κατά τις αρνητικές εναλλαγές του σήματος. Οι R23, R24 με τον C23 δημιουργούν ένα φίλτρο για την απόσβεση της υψηλής συχνότητας και την ανάδειξη του μηνύματος μαζί με μια συνεχή συνιστώσα ανάλογη του πλάτους του σήματος. Ο C24 κόβει τη συνεχή συνιστώσα και οδηγεί μόνο την εναλλασσόμενη στον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων (κοινού εκπομπού για να πάρουμε τελικά το μήνυμα μέσω του C26.

Οι C28 και C25 είναι πυκνωτές που βραχυκυκλώνουν τους πόλους της πηγής τροφοδοσίας στο εναλλασσόμενο. Στον ενισχυτή ακουστικής κάνουμε αρνητική ανάδραση με τον C25 για να ελαττωθεί η αντίσταση εξόδου και να μπορούμε να συνδέσουμε στην έξοδο μεγάφωνο μεγάλης αντίστασης (300Ω).

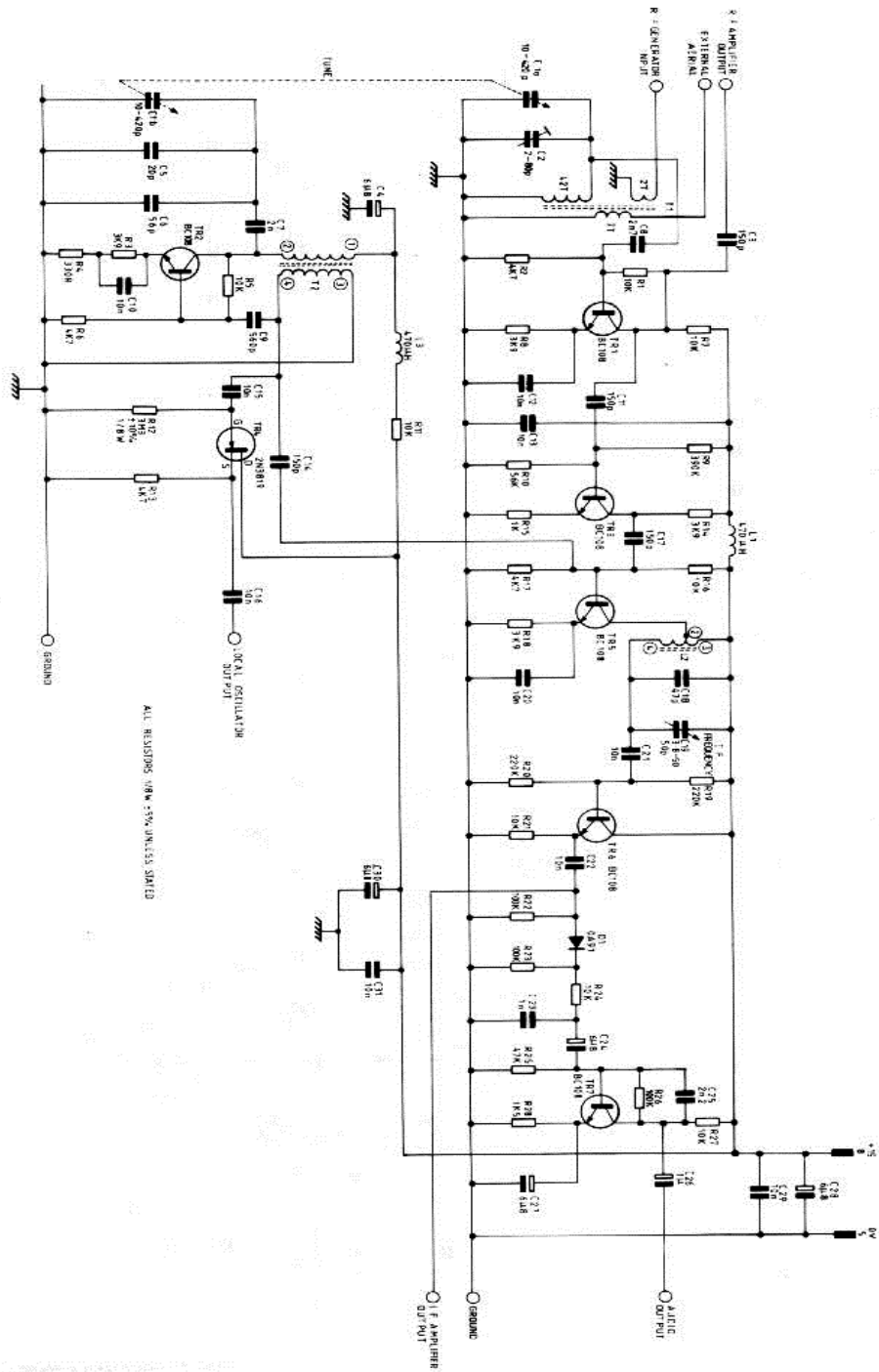


Fig 31 Module 2968 Superhet Receiver diagram (2-2968-8608, Iss 4)

ΠΡΑΚΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

Σκοπός της άσκησης είναι να μετρήσουμε μερικά από τα χαρακτηριστικά του δέκτη που έχουμε.

Συντονίστε τη γεννήτρια RF στους 1000kHz με διαμόρφωση 400Hz και βαθμό διαμόρφωσης 30%. Μετρείστε με παλμογράφο το μέγιστο πλάτος που δίνει.

2. Με τη βοήθεια ποτενσιόμετρου βρέστε την εσωτερική αντίσταση της γεννήτριας.

3. Συνδέστε τη γεννήτρια στην είσοδο του δέκτη που γράφει εξωτερική κεραία και συνδέστε παλμογράφο στην ακουστική έξοδο, καθώς και βολτόμετρο AC.

4. Στρέψτε το διπλό μεταβλητό ώστε να έχω συντονισμό του δέκτη στους 1000kHz και στη συνέχεια το μεταβλητό της μέσης συχνότητας μέχρι η έξοδος να γίνει μέγιστη. Από εδώ και πέρα δεν θα ξαναστρέψετε τους δύο μεταβλητούς.

5. Με παλμογράφο μετρείστε το πλάτος του σήματος στην είσοδο του δέκτη.

6. Αποσυνδέστε το δέκτη από τη γεννήτρια και στη θέση του συνδέστε ποτενσιόμετρο. Στρέψτε το μέχρι το πλάτος του σήματος να γίνει ίσο με αυτό που είχατε στην 5.

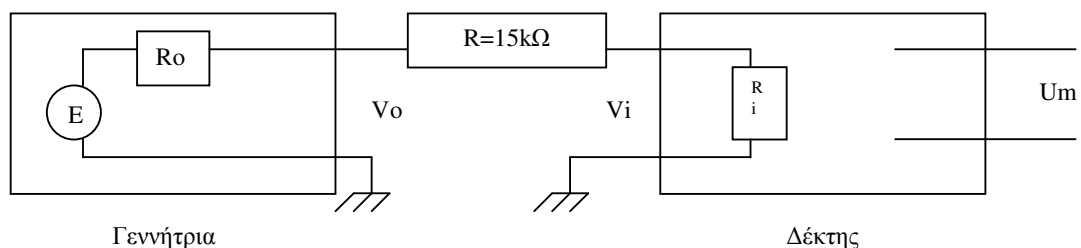
7. Με ωμόμετρο μετρείστε την τιμή της αντίστασης του ποτενσιόμετρου.

Η τιμή αυτή είναι ίση με την αντίσταση εισόδου που έχει ο δέκτης στην είσοδο 'εξωτερική κεραία'.

Αν θέλουμε να έχουμε προσαρμογή θα πρέπει η κεραία μαζί με τη γραμμή μεταφοράς που θα χρησιμοποιήσουμε να παρουσιάζει αντίσταση ίση με την αντίσταση εισόδου του δέκτη.

Μέτρηση ευαισθησίας

Επειδή θα εμφανισθούν πολύ μικρές τάσεις στην είσοδο του δέκτη που δεν είναι μετρήσιμες με τον παλμογράφο σχηματίστε το παρακάτω κύκλωμα και μετρείστε το σήμα στην έξοδο της γεννήτριας.



Αν E είναι η ηλεκτρεγερτική δύναμη της γεννήτριας τότε

$$V_i = E \frac{R_i}{R + R_i + R_o} \text{ και } V_o = E \frac{R + R_i}{R + R_i + R_o} \text{ οπότε } \frac{V_i}{V_o} = \frac{R_i}{R + R_i} \Rightarrow V_i = V_o \frac{R_i}{R + R_i}$$

Μετράμε επομένως το V_c και υπολογίζουμε το V_i με τη διπλανή σχέση.

Η γεννήτρια στο μετρητή του πλάτους δίνει την ηλεκτρεγερτική της δύναμη E (δηλ. την τάση που δίνει στο κενό) όταν δηλ. γράφει 60dbm τότε η E σε μV είναι $60 = 20 \log E \Rightarrow 3 = \log E \Rightarrow E = 10^3 = 1000 \mu V = 1 mV_{rms}$

Επειδή $R + R_i \gg R_o = 50 \Omega$ το $V_o = E$.

1. Συνδέστε το κανάλι $Y1$ του παλμογράφου για να μετράτε τη V_o και το $Y2$ στην έξοδο του δέκτη και συγχρονίστε με το $Y2$. Στην έξοδο του δέκτη συνδέστε ακόμα βολτόμετρο AC.

2. Δώστε στη γεννήτρια το μέγιστο πλάτος, παρατηρήστε τις κυματομορφές στον παλμογράφο και την ένδειξη του βολτόμετρου.

3. Ελαττώστε σιγά-σιγά το πλάτος του σήματος μέχρι που η έξοδος U_m να μην ελαττώνεται άλλο. Ακόμα και να μηδενισθεί η E υπάρχει U_m .

Η ένδειξη του βολτόμετρου είναι η στάθμη θορύβου που έχουμε στην έξοδο του δέκτη και προέρχεται από τους θορύβους που λαμβάνει και τον εσωτερικό του θόρυβο.

Σημειώστε αυτή την ένδειξη και συμβολίστε με N .

4. Υπολογίστε την τάση $U_m = S$ που είναι 20db μεγαλύτερη από την N .

$$20 = 20 \log \frac{S}{N} \Rightarrow \log \frac{S}{N} = 1 \Rightarrow \frac{S}{N} = 10^1 \Rightarrow S = 10N$$

5. Αυξήστε σιγά-σιγά την έξοδο της γεννήτριας μέχρι η τάση που δείχνει το βολτόμετρο να γίνει ίση με την τιμή που υπολογίσατε στο 4.

6. Σημειώστε την ένδειξη της γεννήτριας και το V_o .

7. Υπολογίστε την τάση V_i που έχουμε στην είσοδο του δέκτη.

Η τιμή που υπολογίσατε είναι η ευαισθησία του δέκτη στους 1000kHz

Μέτρηση επιλεκτικότητας

1. Χωρίς να μεταβάλλετε τίποτα αυξήστε τη συχνότητα της γεννήτριας κατά 5kHz
Αν η έξοδος του δέκτη έπεσε αυξήστε το πλάτος της γεννήτριας μέχρι να πάρετε την αρχική έξοδο. Σημειώστε τη νέα τιμή του V_o .
2. Συνεχίστε αυξάνοντας τη συχνότητα και ύστερα μειώνοντας από τον συντονισμό κατά 5kHz μέσα σε εύρος $\pm 60\text{kHz}$ με κέντρο τους 1000kHz.
3. Συμπληρώστε τον παρακάτω πίνακα και χαράξτε την καμπύλη επιλεκτικότητας.

Δf (kHz)	V_o (mV)	$\frac{V_o}{V_o \text{ συντονισμό}} = A$	$20\log A$ (db)
0			
+5			
+10			
+15			
+20			
+25			
+30			
+35			
+40			
+45			
+50			
+55			
+60			
-5			
-10			
-15			
-20			
-25			
-30			
-35			

-40			
-45			
-50			
-55			
-60			

4. Με τη βοήθεια της καμπύλης υπολογίστε πόσες φορές ισχυρότερο σήμα πρέπει να έχει πομπός που εκπέμπει στους 1040kHz από πομπό που εκπέμπει στους 1000kHz για να έχουν στο δέκτη την ίδια έξοδο.

5. Με τη βοήθεια της καμπύλης βρέστε το εύρος ζώνης του δέκτη στα 6db .

6. Είναι ικανοποιητική η επιλεκτικότητα του δέκτη για ραδιοφωνία AM; Γιατί δεν έχουμε καλή επιλεκτικότητα; Τι πρέπει να κάνουμε για να αποκτήσει ο δέκτης καλή επιλεκτικότητα;

Μέτρηση του λόγου σήμα προς Θόρυβο

1. Θέστε πάλι τη γεννήτρια στους 1000kHz .
2. Υπολογίστε το V_o για να είναι $V_i = I_m V$
3. Ρυθμίστε τη γεννήτρια για να έχουμε V_o την τιμή που υπολογίσαμε.
4. Σημειώστε την ένδειξη του βολτόμετρου S
5. Υπολογίστε το λόγο S/N σε db.

(Επειδή μέσα στην ένδειξη του βολτόμετρου υπάρχει και ο θόρυβος στην πραγματικότητα υπολογίζουμε το $S+N/N$)

Λόγος απόρριψης της συχνότητας είδωλο.

1. Δώστε στη γεννήτρια το μέγιστο πλάτος μετρήστε το με $f=1000kHz$.
2. Αυξήστε σιγά-σιγά τη συχνότητα της γεννήτριας μέχρι τους 2200kHz, παρακολουθώντας την έξοδο. (συχνότητα είδωλο).
- 3 Υπολογίστε τη μέση συχνότητα.
4. Στη συχνότητα είδωλο μετρήστε την έξοδο του δέκτη.
5. Πηγαίνετε πάλι τη γεννήτρια στους 1000kHz και μειώστε το πλάτος μέχρι που να πάρουμε στην έξοδο του δέκτη την τιμή που είχαμε στην 4.
Μετρήστε το πλάτος αυτό.
6. Υπολογίστε το λόγο απόρριψης τη συχνότητας είδωλο σε db.

Καμπύλη συμμεταβολής βαθμίδας RF και τοπικού ταλαντωτή.

1. Σβήστε την εσωτερική διαμόρφωση της γεννήτριας .
2. Δώστε στη γεννήτρια πλάτος 90dbμ
3. Θέστε στη γεννήτρια $f_c=600\text{kHz}$ και συντονίστε το δέκτη.
4. Με συχνόμετρο μετρήστε τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή.
5. Επαναλάβετε τα 3 και 4 ανά 100kHz μέχρι τους 1600kHz.

Συμπληρώστε τον πίνακα 6.

Σχεδιάστε την καμπύλη $f_o-f_c=\sigma(f_c)$

7. Πώς έπρεπε να είναι η καμπύλη αυτή;
8. Τι επιπτώσεις έχει τώρα που δεν είναι όπως προβλέπεται από τη θεωρία;
9. Για 1000kHz μετρήστε το f_o και τη συχνότητα στην έξοδο του ενισχυτή IF , f_i
Ποια σχέση συνδέει τα f_c, f_o, f_i .