



הטכניון – מכון טכנולוגי לישראל  
Technion – Israel Institute of Technology

**ספריות הטכניון**  
*The Technion Libraries*

**בית הספר ללימודי מוסמכים ע"ש ארווין וג'ואן ג'ייקובס**  
*Irwin and Joan Jacobs Graduate School*

©

**All rights reserved**

*This work, in whole or in part, may not be copied (in any media), printed, translated, stored in a retrieval system, transmitted via the internet or other electronic means, except for "fair use" of brief quotations for academic instruction, criticism, or research purposes only.  
Commercial use of this material is completely prohibited.*

©

**כל הזכויות שמורות**

*אין להעתיק (במדיה כלשהי), להדפיס, לתרגם, לאחסן במאגר מידע, להפיץ באינטרנט, חיבור זה או כל חלק ממנו, למעט "שימוש הוגן" בקטעים קצרים מן החיבור למטרות לימוד, הוראה, ביקורת או מחקר. שימוש מסחרי בחומר הכלול בחיבור זה אסור בהחלט.*

חקר וממוש מסננים אדפטיביים לעבוד אותות

חבור על פרויקט

לשם מילוי חלקי של הדרישות לקבלת התואר  
מגיסטר למדעים  
בהנדסת חשמל

מ א ת

תומס שורץ



הוגש לסנט הטכניון - מכון טכנולוגי לישראל

חשון תשלי"ח ח י פ ה אוקטובר 1977

הפרויקט נעשה בהנחיית די"ר דוד מלאך  
במעבדה לעבוד אותות של הפקולטה להנדסת חשמל.

ברצוני להודות לדי"ר מלאך על הנחייתו  
ועזרתו הרבה במשך ביצוע הפרויקט.

תודתי נתונה למהנדס המעבדה לעבוד  
אותות מר אלי פולק על יעוצו ועזרתו.

## תוכן העניינים

<u>עמוד</u>	
1	תקציר
3	רשימת סמלים וקיצורים
5	מבוא
7	פרק 1 - מסננים אדפטיביים
7	1.1 מבוא
7	1.2 תאור המסנן
8	1.3 אנליזת המסנן
11	1.4 שיטת הגרדיאנט והפתרון של וינר (The Wiener Solution)
14	1.5 אלגוריתם ה-LMS
15	1.6 התכנסות התהליך הרקורסיבי
18	1.7 מהירות ההתכנסות ומקדם אי-הכוון (Misadjustment)
21	1.8 אלגוריתמים אדפטיביים נוספים
22	1.9 דוגמאות לשימוש במסנן אדפטיבי
22	1.9.1 מציאת מודל של מערכת דינמית נתונה
23	1.9.2 מערכת חזוי אדפטיבית בזמן אמיתי
24	פרק 2 - שימוש במסנן אדפטיבי לבטול הפרעות
24	2.1 מבוא
24	2.2 העקרון של בטול הפרעות אדפטיבי
28	2.3 הפתרון של וינר לבעיית בטול ההפרעות
33	2.4 השפעת מרכיבי האות בכניסת היחוס
37	2.5 שמושים
37	2.5.1 סינון הפרעה מחזורית כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם ההפרעה
40	2.5.2 סינון רעש מאותות דיבור כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם הרעש
41	2.5.3 סינון הפרעה מחזורית מאותות רחבי-סרט ללא מקור יחוס
42	2.5.4 סינון ועקיבה אחר אותות מחזוריים הטבולים ברעש רחב-סרט כאשר לא קיים מקור יחוס נוסף
43	2.5.5 בטול הפרעה בין-סימנית בערוצי תקשורת סיפרתית

## תוכן העניינים (המשך)

### עמוד

45	פרק 3 - חקר המסנן האדפטיבי באמצעות סימולציות
45	3.1 כללי
46	3.2 חקירת האלגוריתמים
46	3.2.1 ישום אלגוריתם ה- LMS בתכנה
48	3.2.2 ישום אלגוריתם ה- SIGN בתכנה
49	3.3 קביעת הפרמטרים
50	3.4 תוצאות
61	3.5 מסקנות
61	3.5.1 השפעת הפרמטרים השונים על ביצועי המסנן כאשר משתמשים באלגוריתם LMS
63	3.5.2 השפעת הפרמטרים השונים על ביצועי המסנן כאשר משתמשים באלגוריתם SIGN
64	3.5.3 השוואה בין אלגוריתם ה- LMS לבין אלגוריתם ה- SIGN
65	פרק 4 - תכנון וממוש של מסנן אדפטיבי
65	4.1 שיקולי תכנון וממוש
66	4.1.1 ממוש אנלוגי
67	4.1.2 ממוש סיפרתי
69	4.1.3 ממוש היברידי
70	4.2 נתוני המערכת
72	4.3 תאור כללי של המערכת
74	4.4 תאור יחידת עבוד הקדס
75	4.5 תאור היחידה לחשוב יציאת המסנן
80	4.6 תאור יחידת האלגוריתם האדפטיבי
83	4.7 תאור יחידת הבקרה
86	4.8 מעגלי עזר נוספים
87	4.8.1 מעגל השהייה אנלוגי מבוקר שזון
88	4.8.2 מעגל להתאמה ולבדיקה כמשוון אדפטיבי
90	פרק 5 - מדידות ביצועי המסנן
90	5.1 בדיקת ביצועי המסנן כאשר לא קיים מקור יחוס. קורלטיבי עם הפרעה
90	5.1.1 תאור שיטת המדידה
92	5.1.2 תוצאות ומסקנות
102	5.2 בדיקת ביצועי המסנן כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם הפרעה מחזורית

## תוכן העניינים (המשך)

### עמוד

109	5.3	בדיקת ביצועי המסנן כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם רעש רחב-סרט
116	5.4	בדיקת המערכת כמסנן רעש מאותוח דבור
117	5.5	בדיקת פעולת המערכת כמשוון אדפטיבי
120		פרק 6 - סיכום ומסקנות
123		נספח א' - תכנית מחשב
125		נספח ב' - תוצאות הסימולציות על ביצועי המסנן במצב מתמיד
129		נספח ג' - שרטוטים של המעגלים
139		נספח ד' - נתוני היצרן
146		מקורות

## ת ק צ י ר

עבודה זו עוסקת בחקר וממוש מסננים אדפטיביים לעבוד אותות בזמן אמיתי.

מסננים אדפטיביים הם מסננים המבצעים אופטימיזציה עצמית לפי קריטריון טיב נתון, שהוא בדרך כלל הקריטריון של מינימום שגיאה רבועית ממוצעת. כוון המסננים מבוסס על שערור סטטיסטית האותות בכניסה וביציאה. בניגוד למסננים הקונבנציונליים, כוון המסננים האדפטיביים מבוצע לא על פי מדידה מפורשת של הסטטיסטיקות, אלא בצורה עוקבת, באמצעות אלגוריתם רקורסיבי תוך כדי תהליך הסינון של אות הכניסה.

למסננים אדפטיביים יש שימושים רבים, כגון דימוי אדפטיבי של מערכות, חיזוי אדפטיבי, בטול הפרעות, ועוד. המסנן האדפטיבי אשר נבנה, נבדק לשימושים של בטול הפרעות ורעשים ולשימוש כמשוון אדפטיבי (Adaptive Equalizer) לשוויון ערוצי תקשורת סיפרתית.

השיטה של בטול הפרעות ורעשים באופן אדפטיבי מנצלת כניסה "ראשית" בה מופיע האות הרצוי בתוספת רעש (או הפרעה), וכניסת "יחוס" בה מופיע רעש אשר קורלטיבי עם הרעש בכניסה הראשית, אך אינו קורלטיבי עם האות הרצוי. יציאת המסנן האדפטיבי מהווה שערור של הרעש האדפטיבי בכניסה הראשית והיא מוחסרת מהאות בכניסה הראשית, כך שאות השגיאה המתקבל מהווה שערור של האות הרצוי.

גם כאשר אין ברשותנו מקור יחוס מתאים, ניתן במקרים מסויימים להשתמש בטכניקה האדפטיבית של בטול רעשים והפרעות, וזאת על-ידי יצירת אות יחוס באמצעות השהיה מתאימה של האות בכניסה הראשית.

על ידי הוספת מערכת החלטה מתאימה ביציאת המסנן האדפטיבי ניתן להפוך את המערכת למשוון אדפטיבי הפועל לפי עקרון של החלטה עצמית (Decision Directed Mode).

מסננים אדפטיביים ממומשים בדרך כלל כמסננים טרנסברסליים עם מקדמים מתכוונים. תגובת מסנן כזה מבוקרת בלעדית על ידי מקדמיו.

על סמך תוצאות חקירת האלגוריתמים האדפטיביים תוכנן ונבנה מסנן אדפטיבי היברידי בעל 12 מקדמים מתכוונים המבוקרים על ידי אלגוריתם רקורסיבי פשוט. המסנן שנבנה משלב מעגלים אנלוגיים וסיפרתיים וכתוצאה מכך ממומש פשוט יחסית. המסנן הטרנסברסלי מנצל קו השהייה אנלוגי הממומש בעזרת התקן משולב יחיד. מקדמי המסנן מאוחסנים ומעודכנים באופן סיפרתי על-מנת לקבל דיוק טוב. כפל הדגימות האנלוגיות של אות הכניסה במקדמים הסיפרתיים מבוצע בצורה טורית באמצעות מכפל  $\text{Multiplying D/A}$  יחיד.

מקדמי המסנן מעודכנים בכל צעד איטרטיבי בגודל קבוע. כוון העדכון הוא הפוך לסימן של וקטור הגרדיאנט המשוערך של השגיאה הרבועית הממוצעת.

בצורתו הנוכחית המסנן האדפטיבי שנבנה יכול לעבוד בקצב דגימה עד כ- 40 kHz והוא מאפשר עבוד אותות בתחום תדירויות עד כ- 5 kHz.

המסנן האדפטיבי שנבנה, נבדק עם אותות דטרמיניסטיים ואותות אקראיים, סטציונריים או קואזי-סטציונריים. השפור ביחס אות לרעש המתקבל הוא בתחום 7-22 db, בהתאם לצורת השימוש במסנן ותכונות אותות הכניסה.

בפעולת המסנן כמשוון אדפטיבי מתקבלת הקטנה משמעותית בקצב השגיאות, בתנאי שקצב השגיאות לפני השוויון אינו עולה על 20%.



רשימת סמלים וקיצורים

יחס רעש לרעש	-	$A(z), B(z)$
רוחב סרט	-	$B$
השהייה	-	$D$
תגובה רצויה	-	$d(t), d(j)$
תוחלת סטטיסטית	-	$E$
תדר	-	$f$
פונקציות תמסורת	-	$G(z), H(z)$
תגובה לדגם יחידה	-	$h(j)$
אינדקס	-	$i, j, k, p$
מטריצת יחידה	-	$\underline{I}$
מספר האי השהייה בהתקן מעבר מטען	-	$L$
מקדם אי-הכוון	-	$M$
רעש	-	$m_j, \mu_j$
מספר מקדמים במסנן טרנסברסלי	-	$N$
רעש	-	$n(t), n_j$
וקטור הקרוס-קורלציה בין התגובה הרצויה ווקטור הכניסה	-	$\underline{P}$
מטריצה	-	$\underline{Q}$
מטריצת הקורלציה של וקטור הכניסה	-	$\underline{R}$
ספקטרום ההספק	-	$S$
יחס אות לרעש	-	$\left(\frac{S}{N}\right)$
אות	-	$s(t), s_j$
זמן	-	$t$
מחזור דגימה	-	$T$
מהח	-	$v$
פונקצית התמסורת של המסנן	-	$W(z)$
וקטור המקדמים	-	$\underline{W}$

רשימת סמלים וקיצורים (המשך)

מקדמי המסגן	-	$w_i$
וקטור הכניסה	-	$\underline{x}$
אות כניסה	-	$x(t), x(j)$
אות יציאה	-	$y(t), y(j)$
אות יציאה	-	$z(t), z(j)$
משתנה התמרת Z	-	$z$
ניחוח	-	$\alpha$
שפוף ביחס אות לרעש	-	$\gamma$
השהייה	-	$\Delta$
אות השגיאה	-	$\varepsilon(t), \varepsilon(j)$
מטריצת אלכסון של ערכים עצמיים	-	$\underline{\Lambda}$
ערך עצמי	-	$\lambda$
מקדם צעד	-	$\mu$
רעש	-	$v$
יחס אות לרעש	-	$\rho$
פונקציית קורלציה	-	$\phi$
קבוע זמן	-	$\tau$
וקטור הגרדיאנט	-	$\underline{\nabla}$
Analog to Digital	-	A/D
Automatic Gain Control	-	AGC
Bucket Brigade Device	-	BBD
Charge Coupled Device	-	CCD
Digital to Analog	-	D/A
Excess Mean Square Error	-	EMSE
Finite Impulse Response	-	FIR
Least Mean Square	-	LMS
Minimum Mean Square Error	-	MMSE
Mean Square Error	-	MSE
Root Mean Square	-	RMS
Sample and Hold	-	S&H
Tapped Analog Delay	-	TAD

מ ב ו א

מקובל לקרוא בשם הכללי "מסנן" לכל מערכת או התקן אשר מבצעים עבוד על אות הכניסה במטרה לסלק ממנו הפרעות או מרכיבים בלתי רצויים. עבודתו החלוצית של Wiener בנושא סינון אופטימלי [1] מהווה את הבסיס לתכנון מסננים אלה. מסננים המשמשים למטרות אלה יכולים להיות קבועים או אדפטיביים. תכנון מסננים קבועים, שהם המסננים הקונבנציונליים, מבוסס על ידע מוקדם של סטטיסטיקת האותות בכניסה. לעומת זה, מסננים אדפטיביים מסוגלים ללמוד ולשערך את סטטיסטיקת האותות בכניסה וביציאה ולהתכוון בהתאם לכך למצב אופטימלי, ללא ידע מוקדם או עם ידע מוקדם חלקי בלבד של סטטיסטיקת האותות בכניסה. כוון המסננים האדפטיביים הוא אוטומטי ומבוקר על ידי אלגוריתם רקורסיבי תוך כדי תהליך הסינון של אות הכניסה. אחד מקריטריוני טיב המקובלים הוא הקריטריון של מינימום שגיאה רבועית ממוצעת (Mean Square Error - MSE). רוב האלגוריתמים הרקורסיביים מבוססים על קריטריון טיב זה.

אחד השימושים המוצעים למסננים אדפטיביים הם משוונים אדפטיביים (Adaptive Equalizers). Lucky [2]-[4], Rudin [5], ואחרים [6]-[8] חקרו את הבעיות של שוויון אדפטיבי שמטרתו להפחית את ההפרעות הבין-סימניות בערוצי תקשורת סיפרתית. הוצעו מספר קונפיגורציות למשוונים אדפטיביים, המקובלים ביניהם מבוססים על מסננים טרנסברסליים עם מקדמים מתכוונים. שימושים מוצעים אחרים של המסננים האדפטיביים הם השימושים לבטול רעשים באופן אדפטיבי (Adaptive Noise Cancelling). השיטה והשימושים מבוססים בעיקר על עבודתו של Widrow [9]-[11]. השימושים שהוא מציע הם בתחום של אנטנות אדפטיביות, אלקטרוקורדיוגרפיה, סינון רעש מאותות דבור, ועוד.

את המערכת האדפטיבית ניתן לממש על ידי תכנה במחשב כללי או על ידי חומרה מיוחדת. אם אותות הכניסה הם בתחום תדירויות השמע, שימוש בתכנה במחשב כללי אינו מאפשר את עבוד האותות בזמן אמיתי.

פרויקט זה עוסק בתכנון וממש של מסנן אדפטיבי בחומרה מיוחדת, ובדיקת ביצועיו למספר שימושים של בטול הפרעות אדפטיבי.

בפרק 1 נסקר הרקע התאורטי אודות מסננים אדפטיביים, מובא ניתוח אנליטי לבעית מינימיזציה של השגיאה הרבועית הממוצעת (MSE), מוצגים כמה אלגוריתמים איטרטיביים המקרבים את הפתרון המדויק ומובאים מספר דוגמאות לשימוש במסננים אדפטיביים.

בפרק 2 מתואר השימוש במסנן אדפטיבי בתור מערכת לבטול רעשים והפרעות, אשר מנצלת כניסת יחס נוספה בה מופיע מרכיב רעש קורלטיבי עם הרעש המתלווה אל האות בכניסה הראשית. מובא ניתוח תאורטי אשר מדגים את ביצועי המסנן בתלות ביחסים בין האותות והרעשים בכניסות למערכת. מתוארים מספר דוגמאות לשימוש שים מעשיים של בטול הפרעות אדפטיבי, כמו-כן השימוש בתור משוון אדפטיבי.

פרק 3 דן בחקירת המסנן האדפטיבי באמצעות סימולציות במחשב סיפרתי. נבדקו השפעות הפרמטרים השונים על ביצועי המערכת והושוו תכונותיהם של שני אלגור- ריתמים איטרטיביים מקובלים. תוצאות הסימולציות מהוות את הבסיס לתכנון המערכת.

נספח א' מתאר את תכנית המחשב ששימש לסימולציות. חלק מתוצאות הסימולציות מובא בנספח ב'.

פרק 4 עוסק בתכנון וממוש של המסנן האדפטיבי בחומרה. הפרק מתאר את שיקולי התכנון ומביא תאור כללי של היחידות השונות תוך הסבר פעולתם העקרונית.

תאור מפורט של המערכת כולה מופיע בנספח ג'.

בנספח ד' מובאים נתוני יצרן של ההתקן TAD-12 המהווה את החלק הבסיסי בממוש המסנן הטרנסברסלי, ונתוני היצרן של ההתקן BBD-M31 המשמש כמעגל השהייה אנלוגי.

פרק 5 דן בבדיקות של ביצועי המערכת האדפטיבית שנבנתה. ביצועי המסנן עבור מספר שימושים מעשיים של בטול הפרעות אדפטיבי נבדקו על-ידי מדידה והשוואה בין יחס אות לרעש בכניסת המערכת ויחס אות לרעש ביציאה. הביצועים של המערכת כמשוון אדפטיבי נבדקו על-ידי השוואה בין קצב השגיאות לפני השוויין וקצב השגיאות אחרי השוויין.

פרק 6 מסכם את תכונות המסנן האדפטיבי על-סמך תוצאות המדידה, מביא מסקנות לגבי יתרונות ומגבלות המערכת ומציע פתרונות אפשריים לשפור הביצועים.

פרק 1: מסננים אדפטיביים

1.1 מבוא

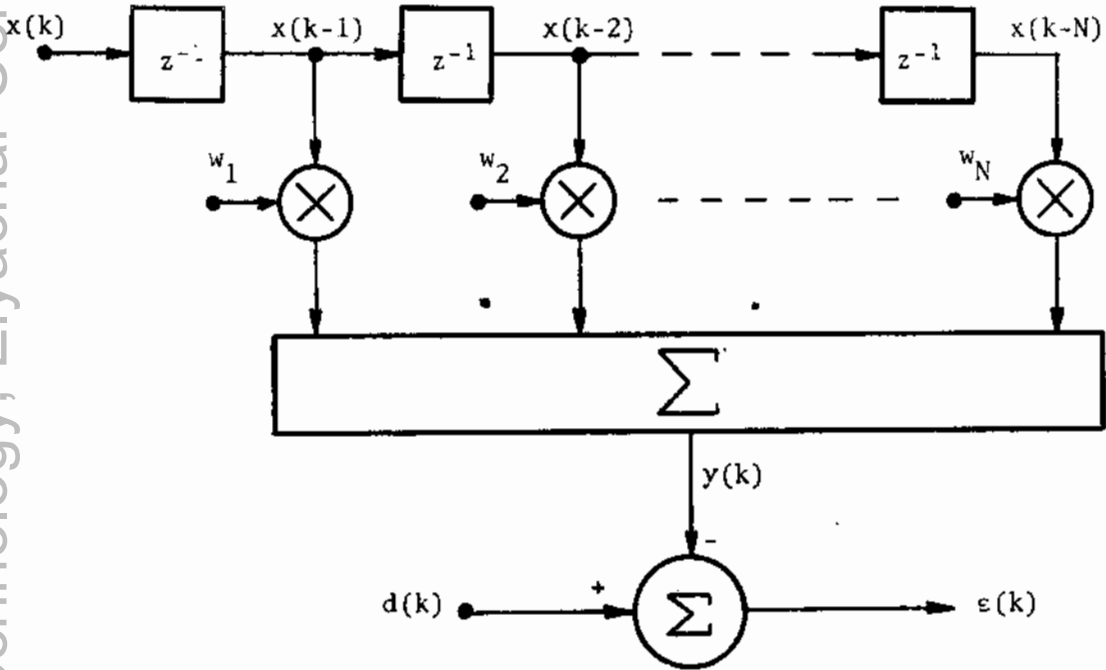
בפרק זה תתואר גישה של סינון אותות באמצעות מסננים אדפטיביים. המבנה הבסיסי של המסנן האדפטיבי [10], [11] מאפשר למערכת ללמוד ולשערך את סטטיסטיקת האותות בכניסה וביציאה. במקום למדוד סטטיסטיקות אלה באופן מפורש, מקדמי המסנן מתכוונים באופן אוטומטי באמצעות אלגוריתם רקורסיבי תוך כדי תהליך הסינון של אות הכניסה.

ישנם מספר צורות של מסננים אדפטיביים, חלקם אופטימליים לשימושים מסוימים. המסנן הטרנסברסלי שיתואר בפרק זה מצטיין בפשטותו במבנה ובאנליזה שלו. אם מקדמי המסנן היו קבועים, הרי שאז המסנן היה מסנן FIR - (Finite Impulse Response) בממוש ישיר. לאמיתו של דבר מקדמי המסנן משתנים בתהליך האדפטציה תוך חיפוש אחרי תגובה לדגם יחידה אופטימלית, תגובה המבוקרת בלעדית על ידי מקדמי המסנן.

1.2 תאור המסנן

התאור הבסיסי של המסנן מובא בציור 1.1. בכניסה למערכת מופיע אות הכניסה הדגום והיציאה מתקבלת על ידי סיכום משוקלל של  $N$  הדגימות הקודמות של אות זה.  $N$  הדגימות הדרושות מתקבלות מאות הכניסה על ידי  $N$  יחידות שהייה. עבור תהליך האדפטציה צריכים לספק למערכת את "התגובה הרצויה", דבר המגביל במקרים מסוימים את אפשרויות השימוש במסנן. בעיה זאת ניתנת בדרך כלל לפתרון זהדבר תלוי בצורת השימוש במערכת. אות השגיאה המתקבל כהפרש בין "התגובה הרצויה" ויציאת המסנן מבקר את מקדמי המסנן בצורה שהשגיאה הרבועית הממוצעת (MSE) תהיה מינימלית.

בהמשך נראה כי עבור אותות כניסה סטציונריים, השגיאה הרבועית הממוצעת (MSE) היא פונקציה ריבועית של מקדמי המסנן עם נקודת מינימום יחידה, וניתן להגיע אליה בשיטת הגרדיאנט.



ציור 1.1: המבנה הבסיסי של המסנן.

Fig 1.1: The basic structure of the filter.

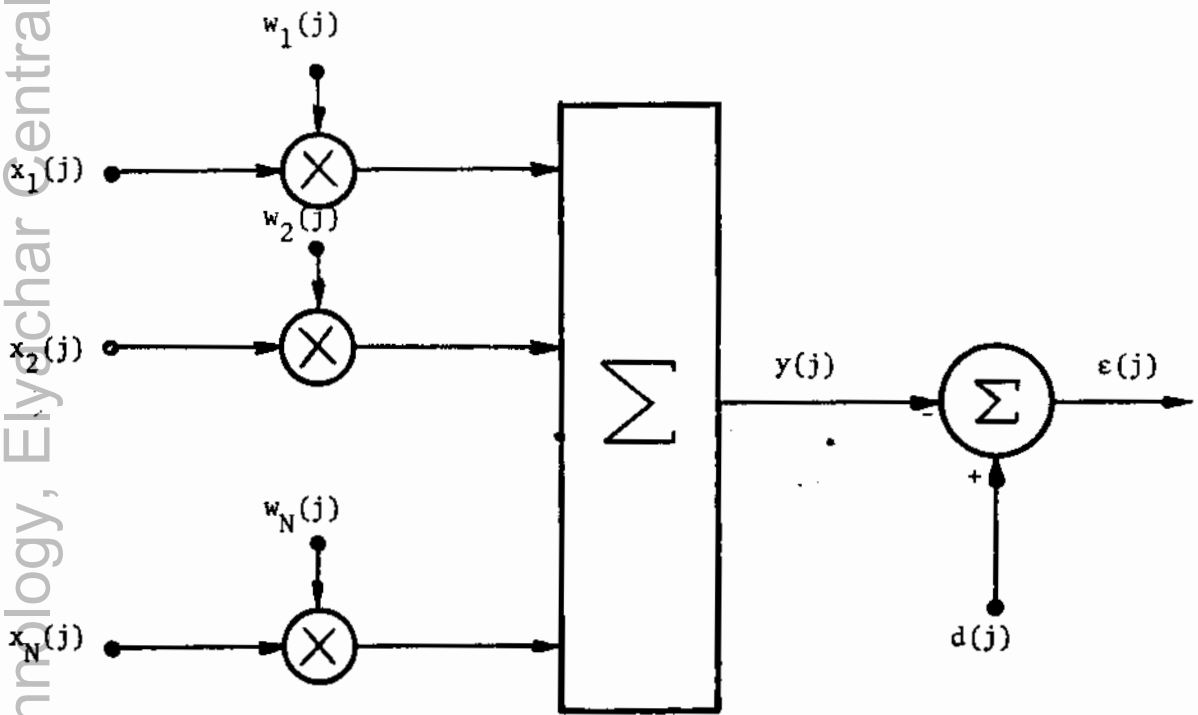
1.3 אנליזת המסנן

לצורך הניתוח נדון במערכת המתוארת בציור 1.2.

הכניסה למערכת היא וקטור  $\underline{x}$  של  $N$  מימדי ומקדמי המסנן מהווים את הוקטור  $\underline{w}$  של  $N$  מימדי. האינדקס  $j$  מתאר את הרגע  $jT$  כאשר  $1/T$  הוא תדר הדגימה.

היציאה ברגע  $jT$  נתונה על ידי:

$$y(j) = \sum_{k=1}^N x_k(j) \cdot w_k(j) = \underline{x}^T(j) \cdot \underline{w}(j) = \underline{w}^T(j) \cdot \underline{x}(j) \quad (1.1)$$



ציור 1.2: מודל המערכת.

Fig 1.2: Model of the system.

אות השגיאה ברגע  $Tj$  הוא:

$$\begin{aligned} \epsilon(j) &= d(j) - y(j) = d(j) - \underline{w}^T(j) \cdot \underline{x}(j) = \\ &= d(j) - \underline{x}^T(j) \cdot \underline{w}(j) \end{aligned} \quad (1.2)$$

השגיאה הרבועית היא:

$$\begin{aligned} \epsilon^2(j) &= d^2(j) - 2d(j) \underline{x}^T(j) \cdot \underline{w}(j) + \underline{w}^T(j) \cdot \underline{x}(j) \cdot \underline{x}^T(j) \cdot \\ &\quad \cdot \underline{w}(j) \end{aligned} \quad (1.3)$$

והשגיאה הרבועית הממוצעת היא:

$$\begin{aligned} \text{MSE} = E[\epsilon^2(j)] &= E[d^2(j)] - 2E[d(j)\underline{X}^T(j)] \cdot \underline{W}(j) + \\ &+ \underline{W}^T(j) \cdot E[\underline{X}(j) \cdot \underline{X}^T(j)] \cdot \underline{W}(j) \end{aligned} \quad (1.4)$$

נגדיר את וקטור הקרוס-קורלציה בין וקטור הכניסה והתגובה הרצויה:

$$\underline{P} \triangleq E[d(j)\underline{X}(j)] = E \begin{bmatrix} \overline{d(j)x_1(j)} \\ \vdots \\ \overline{d(j)x_N(j)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{dx}(1) \\ \vdots \\ \phi_{dx}(N) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

כאשר:

$$E[d(j)x_k(j)] \triangleq \phi_{dx}(k) \quad (1.6)$$

בצורה דומה נגדיר את מטריצת הקורלציה של אות הכניסה:

$$\begin{aligned} \underline{R} \triangleq E[\underline{X}(j) \cdot \underline{X}^T(j)] &= E \begin{bmatrix} \overline{x_1(j)x_1(j)} & \dots & \overline{x_1(j)x_N(j)} \\ \overline{x_2(j)x_1(j)} & \dots & \overline{x_2(j)x_N(j)} \\ \vdots & & \vdots \\ \overline{x_N(j)x_1(j)} & \dots & \overline{x_N(j)x_N(j)} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \phi_{xx}(0) & \dots & \phi_{xx}(N-1) \\ \phi_{xx}(1) & \phi_{xx}(0) & \dots & \phi_{xx}(N-2) \\ \vdots & & \vdots & \\ \phi_{xx}(N-1) & \dots & \phi_{xx}(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.7)$$



כאשר:

$$E[x_k(j) \cdot x_i(j)] \triangleq \phi_{xx}(i-k) = \phi_{xx}^*(k-i) \quad (1.8)$$

מטריצת  $\underline{R}$  היא מטריצה סימטרית וחיונית מוגדרת.

נוכל לרשום כעת את (1.4) בצורה הבאה:

$$E[\varepsilon^2(j)] = E[d^2(j)] - 2\underline{P}^T \cdot \underline{W}(j) + \underline{W}^T(j) \cdot \underline{R} \cdot \underline{W}(j) \quad (1.9)$$

מתוך (1.9) רואים שהשגיאה הרבועית הממוצעת היא פונקציה רבועית של מקדמי המסנן, אותה ניתן לדמיין כמשטח פרבולואידי קעור במרחב ה-N-מימדי. התהליך האדפטיבי הוא בעצם חפוש אחר נקודת המינימום של משטח זה. עבור אותות שאינם סטציונריים המשטח ונקודת המינימום שלו אינם קבועים, ובמקרה זה על התהליך האדפטיבי לעקוב אחר נקודת המינימום. בהמשך נתרכז בניתוח המסנן עבור אותות סטציונריים בלבד. הנתוח עבור המקרה הלא-סטציונרי [12] מורכב הרבה יותר.

#### 1.4 שיטת הגרדיאנט והפתרון של וינר - (The Wiener Solution).

בשיטת הגרדיאנט מוצאים את נקודת המינימום של המשטח הפרבולואידי על-ידי חישוב הגרדיאנט של השגיאה הרבועית הממוצעת והשוואתו לאפס.

מתוך (1.9) מתקבל וקטור הגרדיאנט:

$$\underline{\nabla}(j) \triangleq \begin{bmatrix} \frac{\partial E[\varepsilon^2(j)]}{\partial w_1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{\partial E[\varepsilon^2(j)]}{\partial w_N} \end{bmatrix} = -2\underline{P} + 2\underline{R} \cdot \underline{W}(j) \quad (1.10)$$

$\underline{W} = \underline{W}(j)$

נסמן את וקטור המקדמים האופטימלי ב-  $\underline{W}^*$ .  
מתקבל:

$$-2\underline{P} + 2\underline{R} \cdot \underline{W}^* = \underline{0} \quad (1.11)$$

$$\underline{W}^* = \underline{R}^{-1} \cdot \underline{P} \quad (1.12)$$

מתוך (1.9) מתקבל הבטוי עבור השגיאה הרבועית הממוצעת המינימלית -  
(Minimum MSE - MMSE):

$$\begin{aligned} \text{MMSE} &= \text{Min } E[\epsilon^2(j)] = E[d^2(j)] - \underline{P}^T \cdot \underline{W}^* \\ &= E[d^2(j)] - \underline{P}^T \cdot \underline{R}^{-1} \cdot \underline{P} \end{aligned} \quad (1.13)$$

משוואה (1.12) נקראת משוואת Wiener-Hopf בצורה מטריצית והוקטור  $\underline{W}^*$   
נקרא הפתרון של וינר - (The Wiener Solution). ניתן לרשום את (1.12)  
גם בצורה הבאה:

$$\sum_{i=1}^N E[x_k(j)x_i(j)] w_i^* = E[d(j)x_k(j)] \quad (1.14)$$

או תוך שימוש בהגדרות (1.6) ו- (1.8) מתקבל:

$$\sum_{i=1}^N \phi_{xx}(k-i) \cdot w^*(i) = \phi_{dx}(k) \quad (1.15)$$

מעניין לבדוק, מבחינה תאורטית, את המקרה כאשר אין מגבלה על אורך סופי  
של המסנן והוא יכול להיות אינסופי לשני הכוונים. במקרה זה נוכל  
לרשום את (1.15) מחדש:

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} \phi_{xx}(k-i) \cdot w^*(i) = \phi_{xx}(k) * w^*(k) = \phi_{dx}(k) \quad (1.16)$$

נגדיר את ספקטרום ההספק של אות הכניסה כהתמרת  $z$  של  $\phi_{xx}(k)$ :

$$S_{xx}(z) \triangleq \sum_{k=-\infty}^{\infty} \phi_{xx}(k) \cdot z^{-k} \quad (1.17)$$

ונגדיר את הקרוס-ספקטרום בין אות הכניסה והתגובה הרצויה כהתמרת  $z$  של  $\phi_{dx}(k)$ :

$$S_{dx}(z) \triangleq \sum_{k=-\infty}^{\infty} \phi_{dx}(k) \cdot z^{-k} \quad (1.18)$$

פונקציית התמסורת האופטימלית של המסנן היא:

$$W^*(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} w^*(k) \cdot z^{-k} \quad (1.19)$$

מתוך (1.16) מתקבל:

$$W^*(z) = \frac{S_{dx}(z)}{S_{xx}(z)} \quad (1.20)$$

השגיאה הרבועית הממוצעת המינימלית (MMSE) במקרה זה תהיה:

$$\text{MMSE} = E[d^2(j)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} w^*(k) \cdot \phi_{dx}(k) \quad (1.21)$$

משוואה (1.20) מתארת את פונקציית התמסורת האופטימלית של המסנן, אשר בדרך כלל אינו מוגבל באורכו ומשתרע מ- $-\infty$  עד  $\infty$ . מסנן כזה נקרא המסנן הבלתי מאולץ של וינר - (Unconstrained Wiener Filter). ברור שמסנן כזה אינו ניתן למוש בצורה מעשית, אך ניתן להתקרב לביצועיו על ידי מסנן סיבחי עם מספר סופי של מקדמים. תגובה דגם יחידה אופיינית של המסנן האופטימלי מתכנסת לאפס בצורה אקספוננציאלית וניתנת לקרוב על ידי

מסנן באורך סופי. ככל שאורך המסנן גדול יותר כך הקרוב למסנן הבלתי מואץ של וינר טוב יותר.

מצד שני יש לזכור שמקדמי המסנן מתכוונים בתהליך אדפטיבי ורבוי המקדמים מאיט את תהליך האדפטציה ומיקר את הממוש של המערכת. על מנת לאפשר ממוש של מסנן אשר תגובתו לדגם יחידה אינה סיבתית, קוצצים את התגובה מימין ומשמאל ומשהים אותה לפי הצורך, כך שמתקבלת תגובה מושהית ביציאת המערכת.

1.5 אלגוריתם ה-LMS

אלגוריתם ה-LMS לפי Widrow [10],[11] מאפשר פתרון מקורב של משוואת Wiener-Hopf (1.12) מבלי להזדקק למדידות של פונקציות הקורלציה והיפוך של מטריצה. לפי אלגוריתם זה מחושב וקטור המקדמים החדש מוקטור המקדמים הקודם על ידי תוספת יחסית לגרדיאנט ובכוון הפוך לו:

$$\underline{W}(j+1) = \underline{W}(j) - \mu \cdot \underline{V}(j) \quad (1.22)$$

$$\mu > 0$$

הפרמטר  $\mu$  קובע את מהירות ההתכנסות לוקטור האופטימלי  $\underline{W}^*$  ואת יציבות התהליך האדפטיבי. במקום לחשב את וקטור הגרדיאנט של השגיאה הרבועית הממוצעת (MSE), נשערך אותו מתוך דגימה אחת של אות השגיאה:

$$\hat{\underline{V}}(j) \triangleq \begin{bmatrix} \frac{\partial \epsilon^2(j)}{\partial w_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial \epsilon^2(j)}{\partial w_N} \end{bmatrix} \Big|_{\underline{W} = \underline{W}(j)} = 2\epsilon(j) \begin{bmatrix} \frac{\partial \epsilon(j)}{\partial w_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial \epsilon(j)}{\partial w_N} \end{bmatrix} \Big|_{\underline{W} = \underline{W}(j)} =$$

$$= -2\epsilon(j) \cdot \underline{X}(j) \quad (1.23)$$

אם נציב את (1.23) לתוך (1.22) במקום הגרדיאנט האמיחי, נקבל:

$$\underline{W}(j+1) = \underline{W}(j) + 2\mu\varepsilon(j)\underline{X}(j) \quad (1.24)$$

זהו האלגוריתם ה-LMS המאפשר פתרון מקורב של (1.12) בצורה רקורסיבית. את תהליך האדפטציה מתחילים מניחוש התחלתי כלשהו, למשל  $\underline{W}(0) = \underline{0}$  ובכל צעד איטרטיבי מעדכנים את המקדמים לפי (1.24).

נחשב את התוחלת של  $\hat{\underline{v}}(j)$ :

$$\begin{aligned} E[\hat{\underline{v}}(j)] &= -2E[\varepsilon(j) \cdot \underline{X}(j)] = -2E[d(j)\underline{X}(j) - \underline{X}(j) \cdot \underline{X}^T(j) \cdot \underline{W}(j)] = \\ &= -2E[d(j)\underline{X}(j)] + 2E[\underline{X}(j) \cdot \underline{X}^T(j)] \cdot \underline{W}(j) = \\ &= -2\underline{P} + 2\underline{R} \cdot \underline{W}(j) \end{aligned} \quad (1.25)$$

על ידי השוואה בין (1.25) ו-(1.10) מתקבל:

$$E[\hat{\underline{v}}(j)] = \underline{v}(j) \quad (1.26)$$

כלומר השערוך של וקטור הגרדיאנט חסר Bias.

## 1.6 התכנסות התהליך הרקורסיבי

ניתוח כללי של התכנסות התהליך הרקורסיבי הוא מורכב ובדרך כלל מניחים מראש מספר הנחות לגבי סטטיסטיקת האותות בכניסה. ניתן להראות בדרך פשוטה התכנסות התהליך אם מניחים למשל כי הזמן  $T$  מספיק ארוך, כך שהוקטורים  $\underline{X}(j)$  ו- $\underline{X}(j+1)$  חסרי קורלציה. הנחה זאת נפוצה בשטח של קרובים סטוכסטיים. בשימושים מעשיים של המערכת האדפטבית הנחה זאת אינה מתקיימת בדרך כלל, כי כאשר עובדים בצורה ש- $x_k(j) = x(j-k)$ , לרוב קיימה קורלציה בין דגימות עוקבות של אות הכניסה. בכל אופן, ניסויים מעשיים מוכיחים שגם כאשר דגימות אות הכניסה קורלטיביים ביניהם התהליך האדפטיבי מתכנס בקרוב לפתרון של וינר, בתנאי שהאדפטציה מספיק איטית, והשגיאה המתבלת במצב מתמיד גדולה רק במקצת מהשגיאה המתקבלת כאשר דגימות האות אינן קורלטיביות. Kim & Davisson [13] מראים כי כאשר

קיימת תלות מסדר  $M$  בין הוקטורים  $\underline{X}(j)$  ו-  $\underline{X}(j+1)$ , ניתן להבטיח את התכנסות התהליך האדפטיבי, כך שתוספת השגיאה מעל לשגיאה הרבועית הממוצעת המינימלית תהיה קטנה, ככל שמקדם הצעד  $\mu$  יהיה קטן יותר וככל ששערוך וקטור הגרדיאנט  $\underline{V}(j)$  יעשה על סמך מספר דגימות גדול יותר.

בניתוח שיובא בהמשך נניח אמנם שהוקטורים  $\underline{X}(j)$  ו-  $\underline{X}(j+1)$  חסרי קורלציה, כך שהוקטור  $\underline{W}(j)$  אינו תלוי בוקטור  $\underline{X}(j)$ , כיון ש-  $\underline{W}(j)$  הוא פונקציה של  $\underline{X}(0), \dots, \underline{X}(j-1)$  בלבד.

מתוך (1.24) מתקבל:

$$\begin{aligned} E[\underline{W}(j+1)] &= E[\underline{W}(j)] + 2\mu E[\varepsilon(j)\underline{X}(j)] = \\ &= E[\underline{W}(j)] + 2\mu E[d(j)\underline{X}(j)] - 2\mu E[\underline{X}(j) \cdot \underline{X}^T(j)] \cdot \\ &\cdot E[\underline{W}(j)] = (\underline{I} - 2\mu \underline{R}) \cdot E[\underline{W}(j)] + 2\mu \underline{P} \end{aligned} \quad (1.27)$$

אם נתחיל את התהליך האדפטיבי מוקטור התחלתי  $\underline{W}(0)$ , נקבל אחרי  $(j+1)$  איטרציות:

$$E[\underline{W}(j+1)] = (\underline{I} - 2\mu \underline{R})^{(j+1)} \cdot E[\underline{W}(0)] + 2\mu \sum_{k=0}^j (\underline{I} - 2\mu \underline{R})^k \cdot \underline{P} \quad (1.28)$$

המטריצה  $\underline{R}$  היא ממשית, סימטרית וחיובית מוגדרת וניתן ללכטנה בצורה הבאה:

$$\underline{R} = \underline{Q}^{-1} \cdot \underline{\Lambda} \cdot \underline{Q} \quad (1.29)$$

כאשר  $\underline{\Lambda}$  היא מטריצה אלכסון של ערכים עצמיים חיוביים.

קעת נוכל לבטא את (1.28) בצורה הבאה:

$$\begin{aligned}
 E[\underline{W}(j+1)] &= (\underline{I}-2\mu\underline{Q}^{-1}\cdot\underline{\Lambda}\cdot\underline{Q})^{(j+1)} \cdot E[\underline{W}(0)] + \\
 &+ 2\mu \sum_{k=0}^j (\underline{I}-2\mu\underline{Q}^{-1}\cdot\underline{\Lambda}\cdot\underline{Q})^k \cdot \underline{P} = \\
 &= \underline{Q}^{-1} \cdot (\underline{I}-2\mu\underline{\Lambda})^{(j+1)} \cdot \underline{Q} \cdot E[\underline{W}(0)] + \\
 &\cdot 2\mu\underline{Q}^{-1} \cdot \sum_{k=0}^j (\underline{I}-2\mu\underline{\Lambda})^k \cdot \underline{Q} \cdot \underline{P} \quad (1.30)
 \end{aligned}$$

המטריצה  $(\underline{I}-2\mu\underline{\Lambda})$  היא מטריצת אלכסון. אם כל איברי האלכסון שלה קטנים בערכם המוחלט מ-1, הרי שאז:

$$\lim_{j \rightarrow \infty} (\underline{I}-2\mu\underline{\Lambda})^{(j+1)} = \underline{0} \quad (1.31)$$

$$\lim_{j \rightarrow \infty} \sum_{k=0}^j (1-2\mu\lambda_p)^k = \frac{1}{1 - (1-2\mu\lambda_p)} = \frac{1}{2\mu\lambda_p} \quad (1.32)$$

מתוך (1.32) נובע:

$$\lim_{j \rightarrow \infty} \sum_{k=0}^j (\underline{I}-2\mu\underline{\Lambda})^k = \frac{1}{2\mu} \underline{\Lambda}^{-1} \quad (1.33)$$

אחרי הצבת (1.31) ו- (1.33) לתוך (1.30) מתקבל:

$$\lim_{j \rightarrow \infty} E[\underline{W}(j+1)] = 2\mu\underline{Q}^{-1} \cdot \frac{1}{2\mu} \underline{\Lambda}^{-1} \cdot \underline{Q} \cdot \underline{P} = \underline{R}^{-1} \cdot \underline{P} \quad (1.34)$$

על ידי השוואה בין (1.34) ו- (1.12) מגיעים למסקנה שתוחלת של וקטור המקדמים שואף לפתרון של וינר  $\underline{W}^*$ . על מנת להבטיח התכנסות זו, צריכים להבטיח:

$$|1 - 2\mu\lambda_p| < 1 \quad p = 1, \dots, N \quad (1.35)$$

כיוון שכל הערכים העצמיים  $\lambda_p$ ;  $p = 1, \dots, N$  חיוביים, הרי שעל המקדם  $\mu$  לקיים את התנאי:

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{Max}_p \lambda_p} \quad p = 1, \dots, N \quad (1.36)$$

נגדיר:

$$\text{Trace } (\underline{R}) \triangleq E[\underline{X}^T(j) \cdot \underline{X}(j)] = \sum_{k=1}^N E\{x_k^2\} \quad (1.37)$$

מתקיים אי השוויון הבא:

$$\text{Trace } (\underline{R}) \geq \text{Max}_p \lambda_p \quad p = 1, \dots, N \quad (1.38)$$

ולכן נוכל לקבל את תנאי ההתכנסות בצורה הבאה:

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{Trace } (\underline{R})} \quad (1.39)$$

### 1.7 מהירות ההתכנסות ומקדם אי הכוון - (Misadjustment)

מהנתוח הקודם מתברר שתוך כדי התהליך האדפטיבי, עד שהמקדמים מתכנסים בממוצע לפתרון של וינר  $\underline{W}^*$ , קיימת תקופת מעבר המורכבת מסכום אקספוננטות עם קבועי זמן:

$$\tau'_p = \frac{1}{2\mu\lambda_p} \cdot T \quad p = 1, \dots, N \quad (1.40)$$

נגדיר קבוע זמן מנורמל למחזור דגימה  $T$ :



$$\tau_p \triangleq \frac{\tau'_p}{T} = \frac{1}{2\mu\lambda_p} \quad p = 1, \dots, N \quad (1.41)$$

עבור המקרה הפרטי בו כל הערכים העצמיים שווים נקבל קבועי זמן שווים:

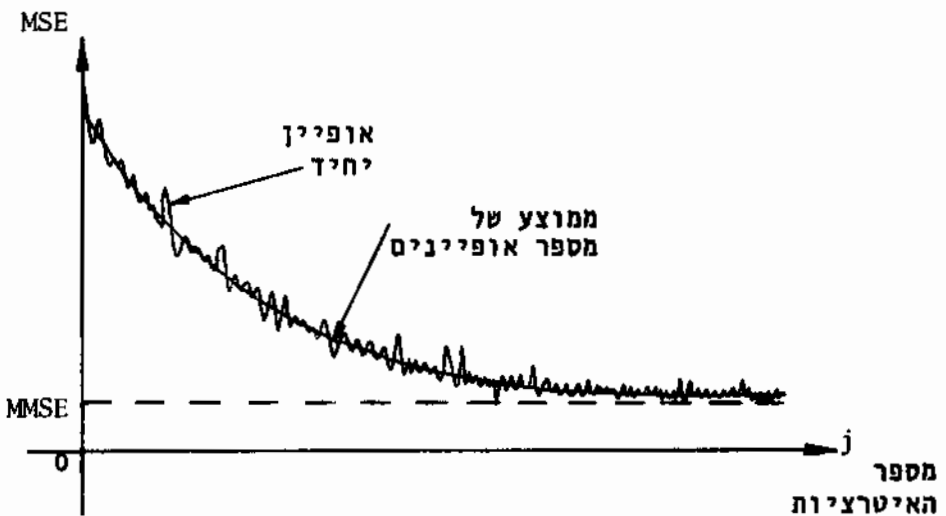
$$\tau = \frac{1}{2\mu\lambda} \quad (1.42)$$

ניתן לדבר גם על מהירות ההתכנסות של השגיאה הרבועית הממוצעת (MSE). היות וה- MSE היא פונקציה רבועית של מקדמי המסנן אשר מתכנסים בצורה אקספוננציאלית עם קבוע זמן  $\tau$ , השגיאה הרבועית הממוצעת תתכנס גם כן בצורה אקספוננציאלית אך עם קבוע זמן  $\tau/2$ , כלומר:

$$\tau_{MSE} = \frac{\tau}{2} = \frac{1}{4\mu\lambda} \quad (1.43)$$

וזאת בהנחה שכל הערכים העצמיים שווים.

אם נתאר את תלות השגיאה הרבועית הממוצעת במספר האיטרציות, מתקבל עקום הקרוי עקום הלמידה - (learning curve) המתואר בציור 1.3.



ציור 1.3: עקום הלמידה.

Fig 1.3: Learning curve.

אופייין מעשי המתאר את התכנסות ה- MSE הוא אקספוננט רועש בגלל הרעש הנובע מעצם התהליך האדפטיבי. רעש זה קטן ככל שתהליך האדפטיבי איטי יותר.

במערכות אדפטיביות בזמן אמיתי מתקלקלים ביצועי המערכת ככל שמהירות האדפטיביה גדולה יותר. עבור אלגוריתם ה- LMS הנתון ע"י (1.24) נקבל שגיאה רבועית ממוצעת (MSE) גבוהה מהשגיאה הרבועית הממוצעת המינימלית (MMSE) הנתונה ע"י (1.13). על מנת להגיע לשגיאה רבועית ממוצעת מינימלית כפי שנתון ע"י (1.13) צריכים לדעת את סטטיסטיקת אות הכניסה א-פריורי, או למדוד אותה מתוך דגם אקראי בלתי מוגבל באורכו.

נגדיר את היחס בין תוספת ה- MSE מעל המינימום (Excess MSE-EMSE) לבין ה- MSE המינימלי (MMSE) כמקדם אי הכוון (M-Misadjustment):

$$M \triangleq \frac{MSE - MMSE}{MMSE} = \frac{EMSE}{MMSE} \quad (1.44)$$

מקדם זה תלוי בקבועי הזמן  $\tau_p$ . Widrow [12] מראה, כי עבור ערכי M קטנים, כאשר ניתן להניח כי  $\lim_{j \rightarrow \infty} W(j) = \underline{W}^*$  מתקבל:

$$M \approx \frac{1}{2} \sum_{p=1}^N \frac{1}{\tau_p} \quad (1.45)$$

עבור המקרה הפרטי בו כל הערכים העצמיים שווים מתקבל:

$$M \approx \frac{N}{2\tau} = \frac{N}{4\tau_{MSE}} \quad (1.46)$$

על ידי הצבת (1.42) לתוך (1.46) מקבלים:

$$M = N \cdot \mu \lambda = \mu \cdot \text{Trace}(\underline{R}) \quad (1.47)$$

נוסחאות (1.46) ו- (1.47) מתארות את הקשר בין תוספת ה- MSE מעל למינימום (EMSE), מהירות האדפטיביה, מספר המקדמים וגודל הצעד  $\mu$ .

אלגוריתמים אדפטיביים נוספים

1.8

לפי אלגוריתם ה-LMS הנתון על ידי (1.24) דרוש בכל צעד איטרטיבי לבצע את הכפלים בין  $\epsilon(j)$  ו- $x_1(j)$  וסיכום עם  $w_1(j)$ , לאחר Scaling מתאים, על מנת לקבל את  $w_1(j+1)$ . כלומר, יש לבצע בכל צעד איטרטיבי N כפלים ו-N סיכומים. דבר זה בדרך כלל לא נוח לממוש בחומרה במערכות אדפטציה בזמן אמיתי ועיקר הקושי קיים בבצוע הכפל, במיוחד כאשר קצב הדגימה גבוה ומספר המקדמים N גדול. על מנת לאפשר ממוש נוח יותר של אלגוריתם האדפטציה בחומרה, מוצע להחליף את  $\epsilon(j)$  מתוך (1.24) ב-  $\text{Sign}[\epsilon(j)]$  או את  $X(j)$  מתוך (1.24) ב-  $\text{Sign}[X(j)]$ . לפיכך מתקבלים האלגוריתמים הבאים:

אלגוריתם A:

$$\underline{w}(j+1) = \underline{w}(j) + 2\mu \cdot \text{Sign} [\epsilon(j)] \cdot \underline{X}(j) \quad (1.48)$$

אלגוריתם B:

$$\underline{w}(j+1) = \underline{w}(j) + 2\mu\epsilon(j) \cdot \text{Sign} [\underline{X}(j)] \quad (1.49)$$

אלגוריתם C, הקרוי גם אלגוריתם SIGN [14]:

$$\underline{w}(j+1) = \underline{w}(j) + 2\mu \cdot \text{Sign} [\epsilon(j)] \cdot \text{Sign} [\underline{X}(j)] \quad (1.50)$$

אלגוריתמים אלה מהווים קרוב לאלגוריתם ה-LMS (1.24) והם מאפשרים ממוש ללא צורך ב-N כפלים. מבחינת פשטות הממוש בחומרה יש יתרון נוסף לאלגוריתם C (1.50) לפיו מקדמי המסנן משתנים בכל צעד איטרטיבי בגודל קבוע  $\pm 2\mu$ .

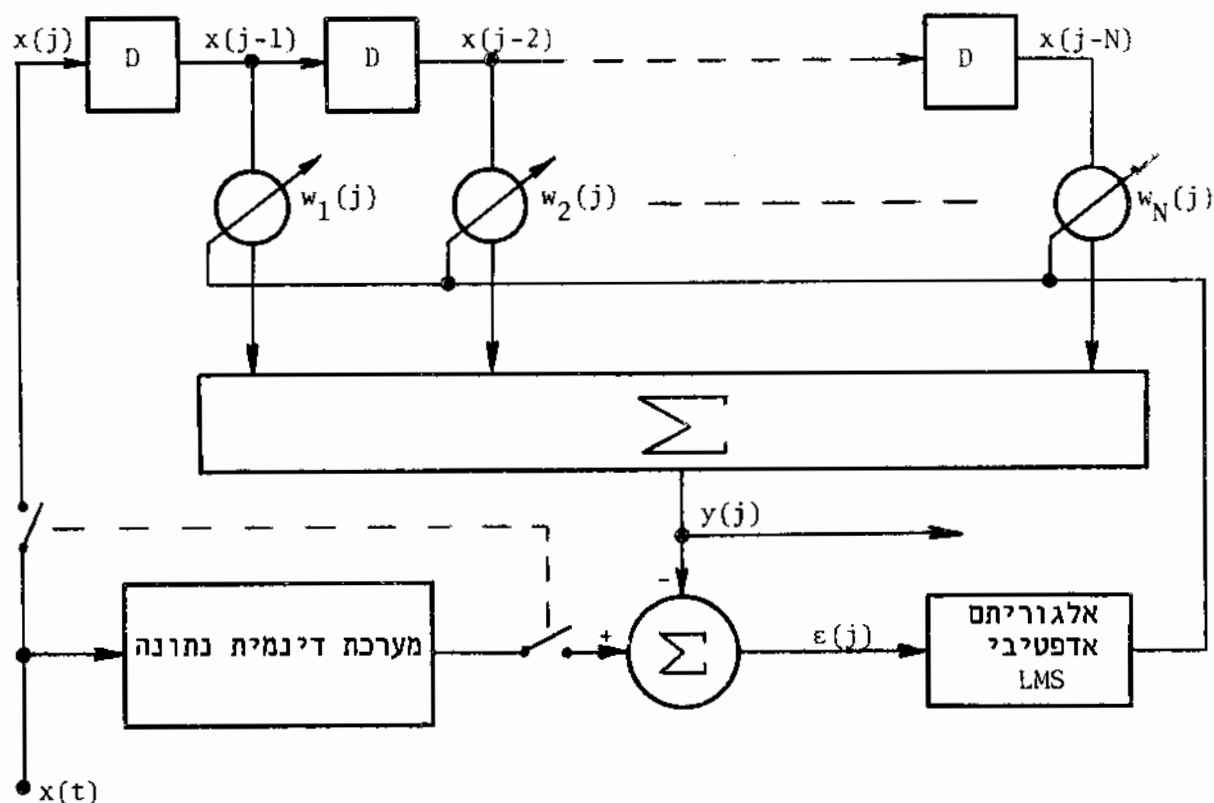
נתוח אנליטי של אלגוריתמים אלה מורכב הרבה יותר מאשר ניתוח אלגוריתם ה-LMS. ניתן להראות על ידי סימולציות במחשב סיפרתי כי באופן כללי ביצועי המערכת אינם מתקלקלים במידה ניכרת עקב השמוש באלגוריתמים אלה, אם עובדים עם אותות סטציונריים והאדפטציה איטית (מקדם הצעד  $\mu$  קטן).

1.9 דוגמאות לשימוש במסנן אדפטיבי

אחת הבעיות במערכות מעשיות בהן מעוניינים להשתמש בטכניקה של סינון אדפטיבי היא להשיג את האות הנקרא "תגובה רצויה" -  $d(j)$ . נשאלת השאלה: אם התגובה הרצויה היא ידועה, לשם מה נחוצה המערכת האדפטיבית? על מנת להבהיר אפשרויות שימוש מעשיות, נביא כאן 2 דוגמאות.

1.9.1 מציאת מודל של מערכת דינמית נתונה

אם נתונה מערכת דינמית ומעוניינים למצוא לה מודל ממנו נוכל ללמוד אודות תכונותיה, נוכל לעשות זאת באמצעות המערכת האדפטיבית שתוארה קודם. במקרה זה ניתן לנצל את היציאה של המערכת הדינמית הנתונה בתור "התגובה הרצויה". ציור 1.4 מתאר את המערכת כולה. המתגים המתוארים הם בעצם דוגמים בו זמנית את הכניסה ואת היציאה של המערכת הדינמית. מקדמי המסנן המתקבלים כתוצאה מהתהליך האדפטיבי הם מודל למערכת הדינמית הנתונה, כי הם מהווים קרוב לתגובת דגם היחידה של המערכת הדינמית.



ציור 1.4: מציאת מודל למערכת דינמית נתונה.

Fig 1.4: Modeling a given dynamic system.

מערכת חזוי אדפטיבית בזמן אמיתי 1.9.2

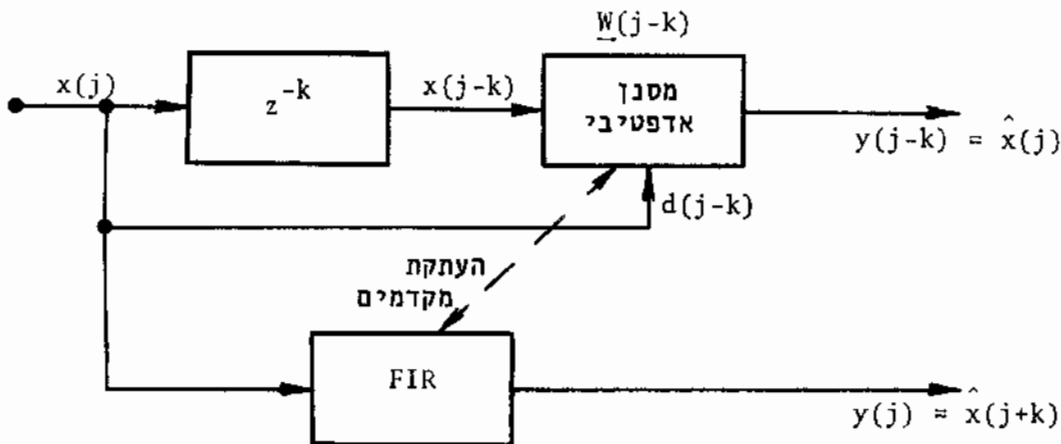
המערכת הבטיסית מתוארת בציר 1.5. הכניסה למסנן האדפטיבי  $x(j-k)$  מתקבלת מאות הכניסה למערכת  $x(j)$  על ידי  $k$  יחידות השהייה. אם נקח בתור "תגובה רצויה" את הכניסה למערכת  $x(j)$ , הרי שיציאת המערכת  $y(j-k)$  תהיה שערור הכניסה  $x(j)$ , בגלל התהליך האדפטיבי.

$$y(j-k) = \underline{W}^T(j-k) \cdot \underline{x}(j-k) = \hat{d}(j-k) = \hat{x}(j) \quad (1.51)$$

נקח כעת מסנן FIR, לא אדפטיבי, נעתיק את מקדמי המסנן האדפטיבי אליו באופן רצוף ונכניס לכניסה שלו את האות  $x(j)$ . מתקבל:

$$y(j) = \underline{W}^T(j-k) \cdot \underline{x}(j) = \hat{x}(j+k) \quad (1.52)$$

כלומר היציאה  $y(j)$  היא השערור של  $x(j+k)$ , שערור לפי הקריטריון של מינימום שגיאה רבועית ממוצעת, ולכן המערכת בעצם חוזה את האות שיופיע בכניסה  $k$  צעדים קדימה.



ציר 1.5: מערכת חזוי אדפטיבית בזמן אמיתי.

Fig 1.5: Adaptive real-time predictor.

שימושים נוספים של המסנן האדפטיבי בתור מערכת אדפטיבית לבטול הפרעות (Adaptive Noise Canceller) מובאים בפרק הבא.

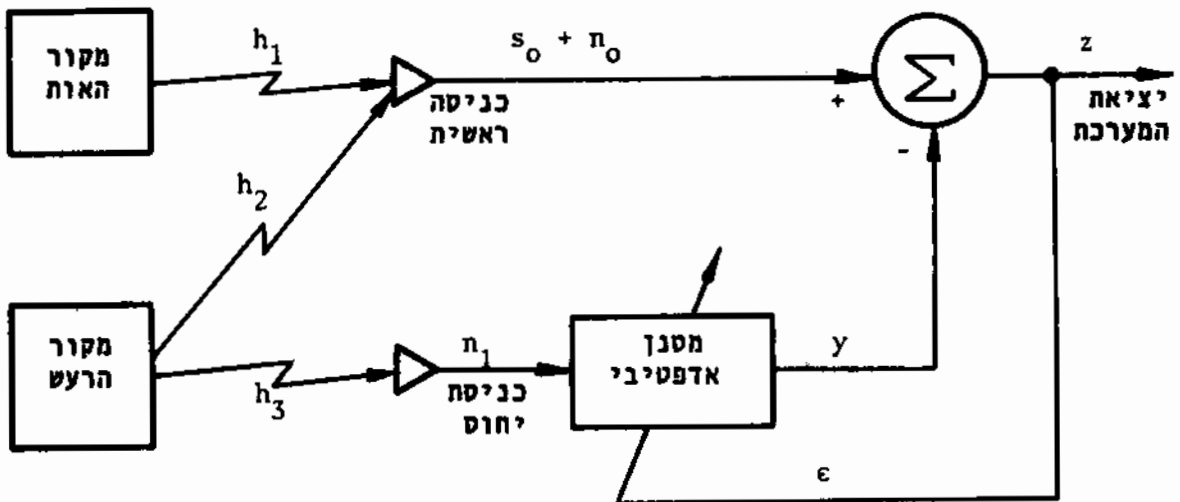
פרק 2: שמוש במסנן אדפטיבי לבטול הפרעות

2.1 מבוא

מערכת אדפטיבית לבטול הפרעות [11] היא בעצם וריאציה של מערכת סינון אופטימלית ויש לה מספר יתרונות בשימושים רבים. המערכת מבצעת עבוד של כניסת יחוס הנלקחת משדה הרעש בו האות חלש מאד, ויציאת המסנן מוחסרת מהכניסה הראשית למערכת המכילה את האות והרעש. ביציאת המערכת מתקבל אות בו מרכיב הרעש מונחה וכחוצאה מכך חל שיפור ביחס אות לרעש, בהנחה כי סינון אות היחוס-מבוקר על-ידי תהליך אדפטיבי מתאים. העוותים באות היציאה הם בדרך כלל קטנים בהרבה מהעוותים המתקבלים בשיטות סינון קונבנציונליות.

2.2 העקרון של בטול הפרעות אדפטיבי

ציור 2.1 מתאר את המערכת הבסיסית המשמשת לסינון רעשים והפרעות.



ציור 2.1: המערכת הבסיסית לבטול הפרעות.

Fig 2.1: The basic noise cancelling system.

בכניסה הראשית מתחברים שני אותות: האות  $s_0$  המתקבל ממקור האות אחרי מעבר דרך הערוץ  $H_1(z)$  והרעש  $n_0$  המתקבל ממקור הרעש אחרי מעבר דרך הערוץ  $H_2(z)$ . שני האותות  $s_0$  ו- $n_0$  חסרי קורלציה. לכניסת היחוס נכנס רעש  $n_1$  שהתקבל ממקור הרעש על ידי מעבר דרך הערוץ  $H_3(z)$ . ההנחה היא כי הרעש  $n_1$  קורלטיבי עם הרעש  $n_0$ , אם כי הקורלציה ביניהם אינה ידועה, כיון שהערוצים בהם הרעשים עברו לכניסה הראשית ולכניסת היחוס אינם ידועים. אין קורלציה בין הרעש  $n_1$  בכניסת היחוס לבין האות  $s_0$  בכניסה הראשית, כי מניחים שמקור האות ומקור הרעש בלתי תלויים ביניהם. כניסת היחוס  $n_1$  מעובדת באמצעות המסנן האדפטיבי. מטרת העבוד לשחזר מ- $n_1$  את  $n_0$  בצורה הטובה ביותר, לפי קריטריון טיב נתון, על מנת שיהיה אפשר להחסיר מהכניסה הראשית  $s_0 + n_0$  את יציאת המסנן  $y$  לקבלת האות הרצוי  $s_0$ . אם קריטריון הטיב הוא מינימום שגיאה רבועית ממוצעת ואות השגיאה המבקר את התהליך האדפטיבי הוא אות היציאה מהמערכת, הרי ששמוש באלגוריתם ה-LMS לכוון מקדמי המסנן גורם למינימיזציה של הספק האות הכולל ביציאת המערכת.

אילו תכונות הערוצים  $H_1(z)$ ,  $H_2(z)$ ,  $H_3(z)$  היו קבועות וידועות, היה אפשר באופן תאורטי לתכנן מסנן קבוע שיפיק מ- $n_1$  את  $n_0$  ולבצע חסור מהכניסה הראשית וכך לקבל את האות הנקי. בדרך כלל תכונות הערוצים אינן ידועות במלואן ובצורה מדויקת והן משתנות עם הזמן, לכן שמוש במסנן קבוע אינו מעשי.

בהמשך נדון במערכת המשתמשת באלגוריתם ה-LMS. אות היציאה מהמערכת (ראה ציור 2.1) נתון על ידי:

$$z = \epsilon = s_0 + n_0 - y \quad (2.1)$$

אות היציאה  $z$  משמש גם כאות השגיאה  $\epsilon$ , המבקר את מקדמי המסנן ולכן השגיאה הרבועית היא:

$$\epsilon^2 = z^2 = s_0^2 + 2s_0(n_0 - y) + (n_0 - y)^2 \quad (2.2)$$

השגיאה הרבועית הממוצעת (MSE) היא:

$$MSE = E[\epsilon^2] = E[s_0^2] + 2E[s_0(n_0 - y)] + E[(n_0 - y)^2] \quad (2.3)$$

כיון ש-  $s_0$  אינו קורלטיבי עם  $n_0$  ועם  $y$ , הרי ש:

$$E[s_0(n_0 - y)] = 0 \quad (2.4)$$

ולכן:

$$E[\epsilon^2] = E[s_0^2] + E[(n_0 - y)^2] \quad (2.5)$$

הספק האות  $E[s_0^2]$  אינו תלוי בתהליך האדפטציה ולכן:

$$\text{Min } E[\epsilon^2] = E[s_0^2] + \text{Min } E[(n_0 - y)^2] = \text{מינימלי} \quad (2.6)$$

לכן כאשר עושים מינימיזציה של השגיאה הרבועית הממוצעת  $E[\epsilon^2]$  בעזרת אלגוריתם ה-LMS, הרי שעושים גם מינימיזציה של  $E[(n_0 - y)^2]$  וגם של  $E[(z - s_0)^2]$ , כיון ש:

$$(z - s_0)^2 = (n_0 - y)^2 \quad (2.7)$$

ולכן נוכל לרשום:

$$y = \hat{n}_0 \quad z = \hat{s}_0 \quad (2.8)$$

כלומר יציאת המסנן  $y$  היא שערור של  $n_0$  ויציאת המערכת  $z$  היא שערור של האות הרצוי  $s_0$ .

היציאה  $z$  מכילה את האות  $s_0$  בתוספת רעש והוא  $(n_0 - y)$ . האלגוריתם האדפטיבי הגורם למינימיזציה של השגיאה הרבועית הממוצעת  $E[\epsilon^2]$  גורם גם למינימיזציה של הספק הרעש ביציאה  $E[(n_0 - y)^2]$ . היות ו-  $E[s_0^2]$  קבוע ואינו תלוי בתהליך האדפטיבי, הרי שבעצם עושים מכסימיזציה של יחס אות לרעש (Signal to noise ratio) ביציאת המערכת.

מתוך (2.5) נובע שהספק היציאה המינימלי הוא:



$$\text{Min } E[z^2] = E[s_0^2] \quad (2.9)$$

כאשר זה מתקיים, הרי ש:

$$y = n_0 \quad z = s_0 \quad (2.10)$$

במקרה זה אות היציאה  $z$  יהיה חסר רעש לחלוטין.

הנתוח הנ"ל נכון כאשר קיימת קורלציה בין  $n_0$  ו-  $n_1$  ואין קורלציה בין  $s_0$  ו-  $n_0$  ובין  $s_0$  ו-  $n_1$ . מצד שני אם כניסת היחוס  $n_1$  והכניסה הראשית  $(s_0+n_0)$  חסרי קורלציה לחלוטין, הרי שאז המערכת אינה פועלת בצורה תקינה את זאת ניתן להראות בדרך הבאה:

$$E[\epsilon^2] = E[(s_0+n_0-y)^2] = E[(s_0+n_0)^2] + E[-2(s_0+n_0)y] + E[y^2] \quad (2.11)$$

$$E[-2(s_0+n_0)y] = 0 \quad (2.12)$$

ולכן:

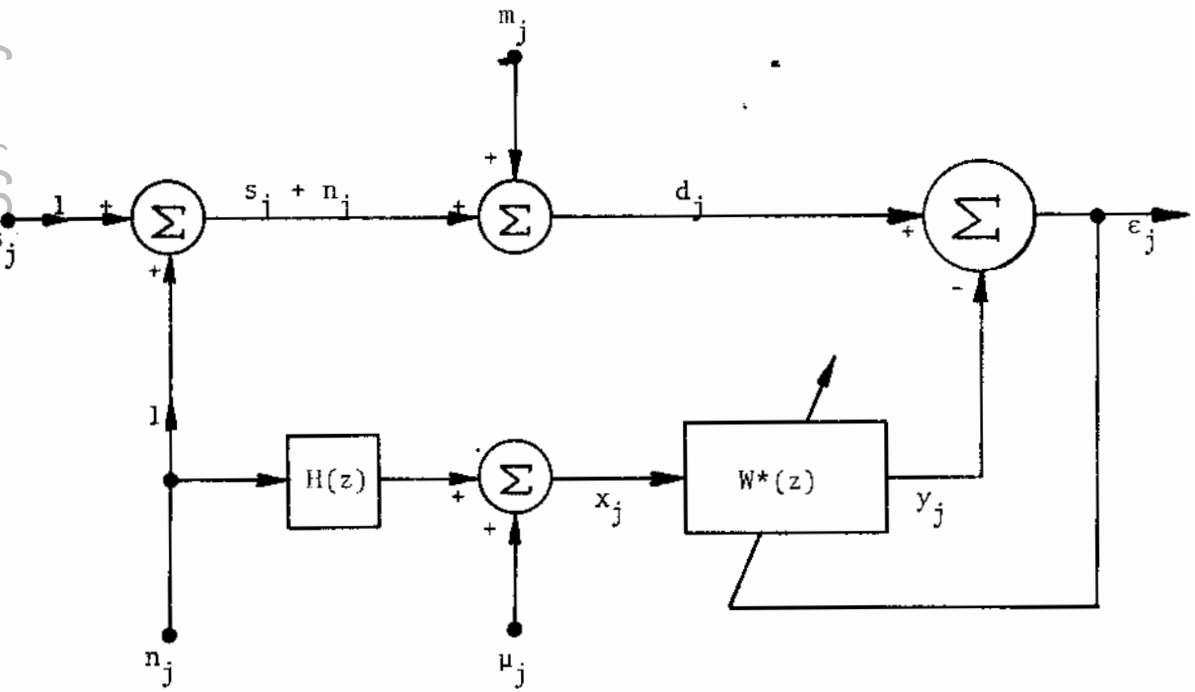
$$E[\epsilon^2] = E[(s_0+n_0)^2] + E[y^2] \quad (2.13)$$

$$\text{Min } E[\epsilon^2] = E[(s_0+n_0)^2] + \text{Min } E[y^2] \quad (2.14)$$

כלומר מינימיזציה של השגיאה הרבועית הממוצעת  $E[\epsilon^2]$  גורמת גם למינימיזציה של הספק האות ביציאת המסנן  $E[y^2]$ . מקדמי המסנן יתכוונו באמצעות האלגוריתם האדפטיבי לוקטור האופטימלי והוא  $\underline{w}^* = \underline{0}$ , כי אז מקבלים  $E[y^2] = 0$  ולכן  $E[\epsilon^2]$  יהיה מינימלי. ברור שהמערכת המתוארת כאן אינה מופעלת בצורה נכונה במקרה זה.

2.3 הפתרון של וינר לבעיית בטול הפרעות

מטרתנו לנתח באופן אנליטי את המערכת לביטול הפרעות ולהראות את מידת השפור ביחס אות לרעש. לצורך הניתוח נניח כי אין מגבלות של אורך סופי וסיביות על המסנן, כך שהפתרון המקבל הוא הפתרון הבלתי מאולץ של וינר במערכות מעשיות נוכל לקרב פתרון זה באמצעות מסנן סיבתי בעל מספר מקדמים סופי. הניתוח מסתמך על המערכת המתוארת בציור 2.2.



ציור 2.2: מודל המערכת האדפטיבית לבטול הפרעות.

Fig 2.2: Model of the adaptive noise cancelling system.

לפשטות הניתוח נניח כי  $H_3(z) = H(z)$  ו-  $H_1(z) = H_2(z) = 1$ . הנחות אלה אינן פוגעות בכלליות הניתוח, כיון שעל ידי בחירה מתאימה של  $H(z)$  ושל סטטיסטיקת הרעש  $n_j$  נוכל לקבל קומבינציה כלשהיא של רעשים קורלטיביים  $n_0$  ו-  $n_1$  בכניסה הראשית ובכניסת היחוס. נוסף על כך נניח כי בכניסה הראשית ובכניסת היחוס נכנסים מקורות רעש נוספים  $m_j$  ו-  $\mu_j$  ושארין קורלציה בין המקורות  $n_j, s_j, \mu_j$  ו-  $m_j$ . רעשים אלה יקראו בהמשך רעשים לא קורלטיביים.

מתוך ציור 2.2 מתקבל:

$$x_j = n_j * h_j + \mu_j \quad (2.15)$$

$$d_j = s_j + n_j + m_j \quad (2.16)$$

את ספקטרום ההספק נוכל לבטא בעזרת מרכיבי האות הקורלטיביים ביניהם, ולכן מתקבל:

$$S_{xx}(z) = S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2 + S_{\mu\mu}(z) \quad (2.17)$$

קרוס-ספקטרום ההספק  $S_{dx}(z)$  תלוי במרכיבי  $d_j$  ו-  $x_j$  שיש קורלציה ביניהם, ולכן:

$$S_{dx}(z) = S_{nn}(z) \cdot H(z^{-1}) \quad (2.18)$$

פונקצית התמסורת האופטימלית  $W^*(z)$  הנהונה על ידי (1.20) היא:

$$W^*(z) = \frac{S_{dx}(z)}{S_{xx}(z)} = \frac{S_{nn}(z) \cdot H(z^{-1})}{S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2 + S_{\mu\mu}(z)} \quad (2.19)$$

אם אין מקור רעש אדיטיבי  $\mu_j$  בכניסת היחוס אז:

$$S_{\mu\mu}(z) = 0 \quad (2.20)$$

ולכן:

$$W^*(z) = \frac{S_{nn}(z) \cdot H(z^{-1})}{S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2} = \frac{1}{H(z)} \quad (2.21)$$

משמעות תוצאה זאת היא כי המסנן משחזר מ-  $n_j * h_j$  את  $n_j$  ולכן הרעש  $n_j$

לא יופיע ביציאת המערכת. המסנן האדפטיבי פועל כמסנן הפוך (Inverse filter) לערוץ  $H(z)$ .

נשווה את ספקטרום הספק הרעש בכניסה הראשית וביציאת המערכת. הרעש בכניסה הראשית  $p_j$  הוא:

$$p_j = n_j + m_j \quad (2.22)$$

וספקטרום ההספק שלו:

$$S_{pp}(z) = S_{nn}(z) + S_{mm}(z) \quad (2.23)$$

היציאה  $\epsilon_j$  נתונה על-ידי:

$$\epsilon_j = s_j + n_j + m_j - x_j * w_j^* \quad (2.24)$$

נציב לתוך (2.24) את הנתון על-ידי (2.15) ונקבל:

$$\epsilon_j = s_j + n_j + m_j - n_j * h_j * w_j^* - \mu_j * w_j^* \quad (2.25)$$

נגדיר כרעש ביציאת המערכת את החלק של  $\epsilon_j$  אשר אינו מכיל את האות  $s_j$  כך שנוכל לרשום:

$$\epsilon_j = s_j + v_j \quad (2.26)$$

הרעש ביציאה  $v_j$  הוא:

$$v_j = n_j * (\delta_j - h_j * w_j^*) - \mu_j * w_j^* + m_j \quad (2.27)$$

ולכן ספקטרום הספק הרעש ביציאה הוא:

$$S_{vv}(z) = S_{nn}(z) |1-H(z)W^*(z)|^2 + S_{\mu\mu}(z) |W^*(z)|^2 + S_{mm}(z) \quad (2.28)$$

נגדיר את יחס ספקטרום ההספק של הרעש הלא קורלטיבי לספקטרום ההספק של הרעש הקורלטיבי בכניסה הראשית:

$$A(z) \triangleq \frac{S_{mm}(z)}{S_{nn}(z)} \quad (2.29)$$

ובכניסת היחוס:

$$B(z) \triangleq \frac{S_{\mu\mu}(z)}{S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2} \quad (2.30)$$

ניתן לרשום את פונקציית התמסורת  $W^*(z)$  מתוך (2.19) בצורה הבאה:

$$W^*(z) = \frac{1}{H(z) [1+B(z)]} \quad (2.31)$$

כמו כן מתקיים:

$$1 - H(z) \cdot W^*(z) = \frac{B(z)}{1 + B(z)} \quad (2.32)$$

נגדיר את  $\gamma(z)$  כמנה של יחס צפיפות הספק אות לרעש ביציאת המערכת ויחס צפיפות הספק אות לרעש בכניסה הראשית:

$$\gamma(z) \triangleq \frac{\frac{S_{ss}(z)}{S_{vv}(z)}}{S_{ss}(z)} = \frac{S_{pp}(z)}{S_{vv}(z)} \quad (2.33)$$

מתוך (2.23), (2.28), (2.31) ו- (2.32) מתקבל:

$$\begin{aligned} \gamma(z) &= \frac{S_{nn}(z) + S_{mm}(z)}{S_{nn}(z) \left| \frac{B(z)}{1+B(z)} \right|^2 + S_{mm}(z) \left| \frac{1}{H(z)[1+B(z)]} \right|^2 + S_{nn}(z)} = \\ &= \frac{[1+A(z)] \cdot |1+B(z)|^2}{|B(z)|^2 + B(z) + A(z) \cdot |1+B(z)|^2} = \\ &= \frac{[1+A(z)][1+B(z)]}{B(z) + A(z) + A(z) \cdot B(z)} \end{aligned} \quad (2.34)$$

בטוי זה מתאר את ביצועי המערכת כאשר האותות בכניסה הראשית ובכניסת היחוס סטציונריים. האות הרצוי  $s_j$  עובר דרך המערכת מבלי להתעוות וללא הנחתה ואילו הרעש מהכניסה הראשית מונחת בגורם  $\gamma(z)$  הנתון על-ידי (2.34). אם לא נכנסים למערכת רעשים בלתי קורלטיביים, כלומר אם  $m_j=0$  ו-  $\mu_j=0$  אזי  $A(z)=B(z)=0$  ולכן מתקבל  $\gamma(z) \rightarrow \infty$ , כלומר ביציאת המערכת מופיע האות הנקי  $s_j$  ללא תוספת רעש. מתברר אפוא שמידת השפור ביחס אות לרעש מוגבלת על-ידי יחסי צפיפות הספק הרעש הלא קורלטיבי לצפיפות הספק הרעש הקורלטיבי בכניסה הראשית ובכניסת היחוס הנתונים על-ידי  $A(z)$  ו-  $B(z)$  בהתאמה. ככל ש-  $A(z)$  ו-  $B(z)$  יותר קטנים כך יגדל  $\gamma(z)$  והמערכת תהיה יותר יעילה.

לתשומת לב ראויים המקרים הפרטיים הבאים:

א. קטן  $A(z)$

$$\gamma(z) \approx \frac{1+B(z)}{B(z)} \quad (2.35)$$

ב. קטן  $B(z)$

$$\gamma(z) \approx \frac{1+A(z)}{A(z)} \quad (2.36)$$

ג.  $A(z)$  ו-  $B(z)$  קטנים

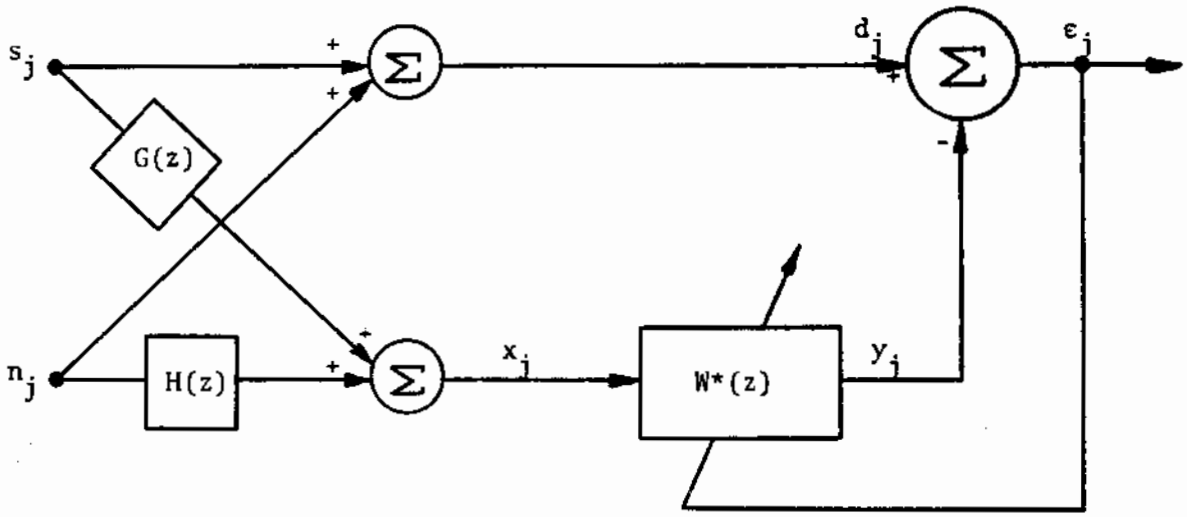
$$\gamma(z) \approx \frac{1}{A(z) + B(z)} \quad (2.37)$$

כאשר  $A(z)$  ו-  $B(z)$  קטנים, גורמים אחרים מגבילים בדרך כלל את ביצועי המערכת. הגורמים החשובים לרוב הם האורך הסופי של מסנן מעשי, מהירות האדפטציה המשפיע על מקדם אי-הכוון (Misadjustment) ומרכיבי אות קורלטיביים עם  $s_j$  המופיעים בכניסת היחוס.

2.4 השפעת מרכיבי האות בכניסת היחוס

במקרים מסוימים יכולה כניסת היחוס למערכת האדפטיבית להכיל מרכיבי אות קורלטיביים עם  $s_j$  בעוצמה נמוכה וזאת בנוסף למרכיבי הרעש הקורלטיביים והלא-קורלטיביים. כתוצאה מכך נקבל ביציאת המערכת בטול חלקי של האות הרצוי. הניתוח הבא, המבוסס על הפתרון הבלתי מאולץ של וינר, מראה את ביצועי המערכת כאשר בכניסת היחוס קיים מרכיב אות קורלטיבי עם האות  $s_j$ .

לצורך הניתוח מתוארת המערכת בציר 2.3.



ציר 2.3: מודל המערכת האדפטיבית עם מרכיבי האות בכניסת היחוס.

Fig 2.3: Model of the adaptive system with signal components at the reference input.

על מנת לפשט את הניתוח, נניח כי מקורות הרעש הלא קורלטיביים  $m_j$  ו- $\mu_j$  שווים לאפס. מרכיב האות הקורלטיבי עם  $s_j$  בכניסת היחוס מתקבל מהמקור  $s_j$  על ידי מעבר דרך הערוץ  $G(z)$  והרעש בכניסת היחוס מתקבל מהמקור  $n_j$  על ידי מעבר דרך הערוץ  $H(z)$ , כמו קודם.

האות בכניסה הראשית הוא:

$$d_j = s_j + n_j \quad (2.38)$$

והאות בכניסת היחוס הוא:

$$x_j = s_j * g_j + n_j * h_j \quad (2.39)$$

ספקטרום ההספק של האות בכניסת היחוס נתון על-ידי:

$$S_{xx}(z) = S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2 + S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2 \quad (2.40)$$

וקרום-ספקטרום ההספק בין כניסת היחוס  $x_j$  והכניסה הראשית  $d_j$  הוא:

$$S_{dx}(z) = S_{ss}(z) \cdot G(z^{-1}) + S_{nn}(z) \cdot H(z^{-1}) \quad (2.41)$$

פונקציית התמסורת האופטימלית של המסנן לפי וינר היא:

$$W^*(z) = \frac{S_{dx}(z)}{S_{xx}(z)} = \frac{S_{ss}(z) \cdot G(z^{-1}) + S_{nn}(z) \cdot H(z^{-1})}{S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2 + S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2} \quad (2.42)$$

יציאת המערכת נחונה על-ידי:

$$z_j = \epsilon_j = s_j + n_j - s_j * g_j * w_j^* - n_j * h_j * w_j^* \quad (2.43)$$

ספקטרום ההספק של היציאה הוא:



$$S_{zz}(z) = S_{ss}(z) |1-G(z) \cdot W^*(z)|^2 + S_{nn}(z) |1-H(z) \cdot W^*(z)|^2 \quad (2.44)$$

נגדיר את ספקטרום ההטפק של מרכיב האות  $s_j$  ביציאת המערכת:

$$S_{ss_{out}}(z) \triangleq S_{ss}(z) |1-G(z) \cdot W^*(z)|^2 \quad (2.45)$$

ונגדיר את ספקטרום ההטפק של מרכיב הרעש  $n_j$  ביציאת המערכת:

$$S_{nn_{out}}(z) \triangleq S_{nn}(z) |1-H(z) \cdot W^*(z)|^2 \quad (2.46)$$

ניתן לרשום את (2.44) בצורה הבאה:

$$S_{zz}(z) = S_{ss_{out}}(z) + S_{nn_{out}}(z) \quad (2.47)$$

על ידי הצבה  $W^*(z)$  מתוך (2.42) לתוך (2.45) ו- (2.46) מתקבל:

$$S_{ss_{out}}(z) = S_{ss}(z) \left| \frac{S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2 - S_{nn}(z) \cdot H(z^{-1}) \cdot G(z)}{S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2 + S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2} \right|^2 =$$

$$= S_{ss}(z) \frac{|S_{nn}(z) \cdot H(z^{-1})|^2 \cdot |H(z) - G(z)|^2}{|S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2 + S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2|^2} \quad (2.48)$$

$$S_{nn_{out}}(z) = S_{nn}(z) \left| \frac{S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2 - S_{ss}(z) \cdot G(z^{-1}) \cdot H(z)}{S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2 + S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2} \right|^2 =$$

$$= S_{nn}(z) \frac{|S_{ss}(z) \cdot G(z^{-1})|^2 \cdot |G(z) - H(z)|^2}{|S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2 + S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2|^2} \quad (2.49)$$

נגדיר את יחס צפיפויות הספק אות לרעש ביציאת המערכת:

$$\begin{aligned} \rho_{\text{out}}(z) &\triangleq \frac{S_{ss_{\text{out}}}(z)}{S_{nn_{\text{out}}}(z)} = \frac{S_{ss}(z) \cdot |S_{nn}(z) \cdot H(z^{-1})|^2}{S_{nn}(z) \cdot |S_{ss}(z) \cdot G(z^{-1})|^2} = \\ &= \frac{S_{nn}(z^{-1}) \cdot |H(z^{-1})|^2}{S_{ss}(z^{-1}) \cdot |G(z^{-1})|^2} = \frac{S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2}{S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2} \end{aligned} \quad (2.50)$$

ספקטרום ההספק בכניסת יחוס הוא:

$$S_{xx}(z) = S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2 + S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2 \quad (2.51)$$

נגדיר את ספקטרום ההספק של מרכיב האות  $s_j$  בכניסת היחוס:

$$S_{ss_{\text{ref}}}(z) \triangleq S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2 \quad (2.52)$$

ונגדיר את ספקטרום ההספק של מרכיב הרעש  $n_j$  בכניסת היחוס:

$$S_{nn_{\text{ref}}}(z) \triangleq S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2 \quad (2.53)$$

כך שנוכל לרשום:

$$S_{xx}(z) = S_{ss_{\text{ref}}}(z) + S_{nn_{\text{ref}}}(z) \quad (2.54)$$

נגדיר את יחס צפיפויות הספק אות לרעש בכניסת היחוס:

$$\rho_{\text{ref}}(z) \triangleq \frac{S_{ss_{\text{ref}}}(z)}{S_{nn_{\text{ref}}}(z)} = \frac{S_{ss}(z) \cdot |G(z)|^2}{S_{nn}(z) \cdot |H(z)|^2} \quad (2.55)$$

את יחס צפיפויות הספק אות לרעש ביציאת במערכת  $\rho_{out}(z)$  הנחון על-ידי (2.50) ניתן כעת לרשום בצורה הבאה:

$$\rho_{out}(z) = \frac{1}{\rho_{ref}(z)} \quad (2.56)$$

המסקנה הנובעת מ- (2.56) היא כי יחס צפיפויות הספק אות לרעש ביציאת המערכת הוא ההפוך של יחס צפיפויות הספק אות לרעש בכניסת היחוס בכל תדר ותדר. אם בכניסת היחוס אין מרכיבים קורלטיביים עם  $s_j$ , הרי שאז  $\rho_{ref}(z) = 0$  ומתקבל כי יחס צפיפויות הספק אות לרעש ביציאת המערכת מגיע ל- $\infty$ .

## 2.5 שימושים

המערכת האדפטיבית לבטול הפרעות ורעשים שתוארה קודם יכולה להתאים למספר רב של שימושים מגוונים. נביא כאן מספר דוגמאות לשימושים מעשיים. שימושים אחרים מתוארים בספרות [11], [15], [16].

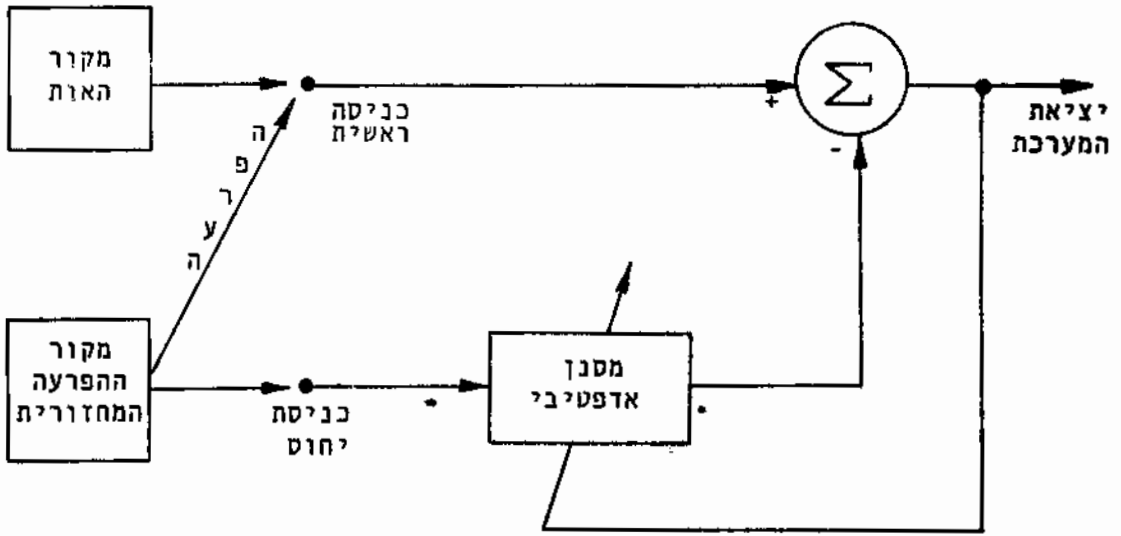
### 2.5.1 סינון הפרעה מחזורית כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם הפרעה [17].

אחת ההפרעות המחזוריות הנפוצות היא ההפרעה של 50 Hz מהרשת. בעית הפרעה כזאת קיימת במקרים רבים בהם האותות מתקבלים ממתמרים שונים והם בעוצמה נמוכה יחסית ואילו ההפרעה המחזורית מהרשת יכולה להיות בעוצמה פי כמה יותר גדולה. דוגמאות לכך ניתן למצוא בשטחים של מכשור אלקטרוני, מכשור אלקטרו-רפואי, אלקטרו-קרדיוגרפיה ועוד.

השיטות המקובלות להקטנת ההפרעה מהרשת הן שמוש בסיכוך מתאים ובחוטטים שזורים ובמגברי הפרש. שיטה אחרת היא שמוש במערכת אדפטיבית לבטול הפרעות שתוארה קודם.

את כניסת היחוס ניתן לקחת ישירות ממקור ההפרעה המחזורית ובמקרה וההפרעה באה מהרשת, הרי שנקח את אות היחוס ישירות מהרשת.

ציור 2.4 מתאר את השימוש במערכת אדפטיבית לסינון הפרעה מחזורית, כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם ההפרעה.



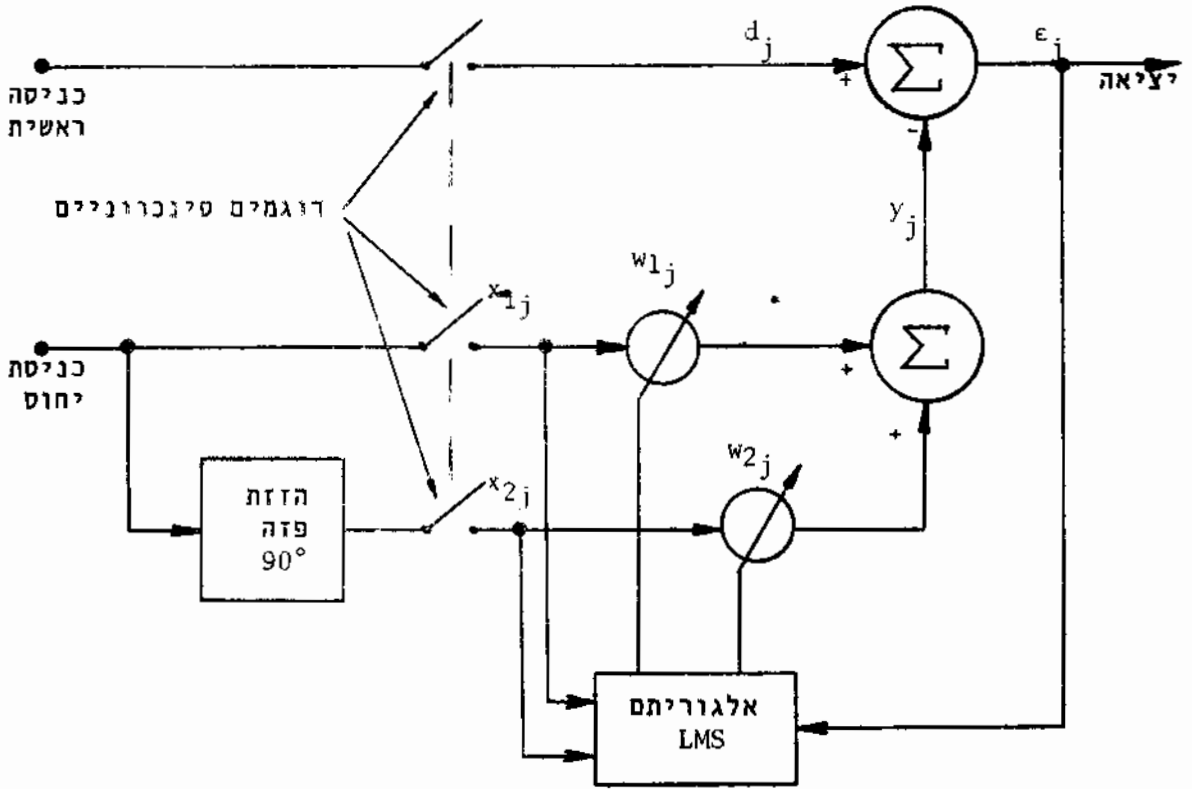
ציור 2.4: בטול הפרעה מחזורית בעזרת מסנן אדפטיבי.

Fig 2.4: Cancelling periodic interference with adaptive filter.

עבור הפרעה מחזורית סינוסואידלית מספיק שהמסנן האדפטיבי יהיה בעל שני מקדמים, כלומר שתי דרגות חופש מספיקות על מנת לקבל מאות היחוס את הקומבינציה הדרושה של האמפליטודה והפזה בכל מקרה. לכן עבור השמוש הנ״ל ניתן לממש את המסנן האדפטיבי בצורה המתוארת בציור 2.5.

המערכת המתוארת להלן משמשת בעצם כמסנן חוסם (Notch filter) לתדר בודד. יתרונה על מסנן חוסם קונבנציונלי היא באפשרות של עקיבה מדויקת אחר תדר הפרעה, עוותים אפסיים באות היציאה וחסימה יותר טובה של תדר הפרעה. המערכת מתאימה לשמוש כאשר האות הרצוי בכניסה הראשית  $s_j$  אינו מכיל הרמוניה בתדר הפרעה, אחרת נקבל ביציאת המערכת בטול חלקי של האות הרצוי, כלומר נקבל עוותים. מעגל הזזת הפזה של  $90^\circ$  צריך להתאים לתדרים שונים, כיון שתדר הפרעה אינו ידוע. ניתן לממש מעגל זה בצורה פשוטה באמצעות רכיבים אנלוגיים.

אפשרות אחרת לממש המערכת היא באמצעות אלמנטי השהייה אנלוגיים. במקרה זה יש צורך ביותר מ-2 מקדמים. מספר המקדמים אשר שווה למספר אלמנטי ההשהייה תלוי בתחום התדרים של הפרעה המחזורית והוא צריך להיות כזה, שיאפשר הזזת פזה מ-  $0^\circ$  עד  $90^\circ$  בכל תחום התדרים הרצוי.



צור 2.5: מבנה אפשרי של המסנן האדפטיבי לביטול הפרעה סינוסואידלית בודדת.

Fig 2.5: Possible structure of the adaptive filter for cancelling single sinusoidal interference.

סינון רעש מאותות דיבור כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם הרעש

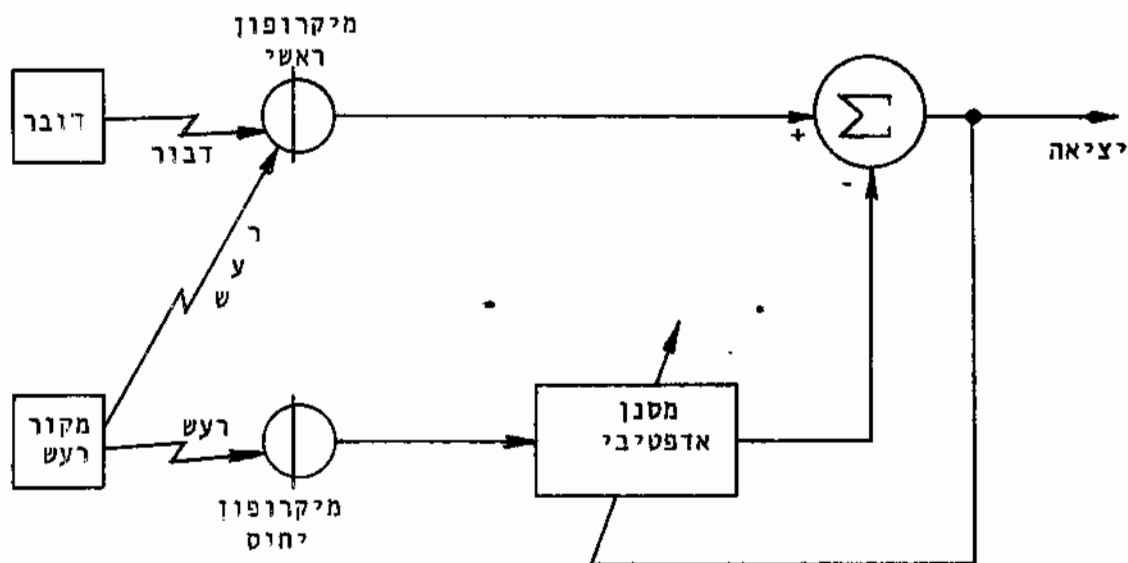
2.5.2

ישנם מקרים רבים בהם נדרשים לדבר לתוך מיקרופון כאשר בסביבה קיימת הפרעה אקוסטית חזקה מאד. דוגמה לכך היא למשל המקרה של טייס המדבר לתוך מכשיר הקשר בתא הטייס כאשר בסביבתו קיים רעש חזק ממנועי המטוס. רעש כזה מכיל בין היתר מרכיבים הרמוניים חזקים אשר מכסים את תחום תדירויות השמע. כאשר הטייס מדבר לתוך המיקרופון, גם הרעש מהסביבה נקלט בעזרת אותו מיקרופון ורעש זה גורם להפרעה רצינית באות הדיבור.

שימוש במסנן קבוע אינו מעשי במקרה זה, כיון שמרכיבי הרעש משתנים בעוצמה, בתדר ובפזה-עם שינוי מהירות סביבוב המנוע, העומס, מיקום ראשו של הטייס ועוד גורמים אחרים. המערכת האדפטיבית שתוארה קודם יכולה להוות פתרון לבעיה הזאת. אם נמקם מיקרופון שני במקום מתאים בתא הטייס, כך שהוא יקלוט את הרעש מהסביבה אך לא את דיברי הטייס, הרי ששיג מקור יחוס קורלטיבי עם הרעש ולא קורלטיבי עם אות הדיבור. את האות מהמיקרופון השני נוכל לסנן באמצעות המסנן האדפטיבי ואת יציאת המסנן להחסיר מאות הדיבור הרועש. תאור סכימתי של המערכת לסינון רעש מאותות דיבור מובא בציר 2.6.

המערכת האדפטיבית במקרה זה אינה פועלת על אותות סטציונריים, אלא על אותות קואזי-סטציונריים, כלומר אותות שהסטטיסטיקות שלהן משתנות לאט עם הזמן. לכן, מצד אחד, המערכת האדפטיבית צריכה להתאים את עצמה במהירות לשינויים בסטטיסטיקות האותות, כלומר דרושה אדפטיביות מספיק מהירה לצורך מעקבה, מצד שני, על מנת להתכנס קרוב לפתרון של וינר דרוש שהאדפטיביות תהיה מספיק איטית.

מחירות אדפטיביות בינונית מהווה פשרה בין שתי דרישות מנוגדות אלה, וברור שחדבר בא על חשבון ביצועי המערכת.



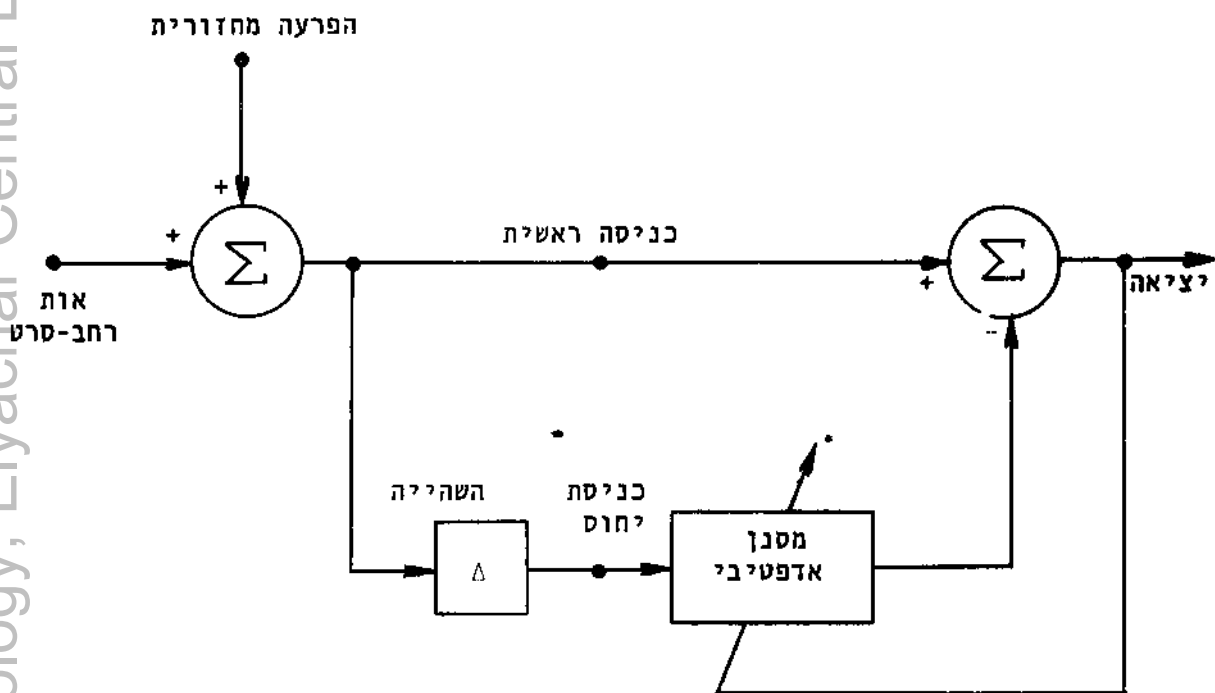
ציור 2.6: סינון רעש מאותות דיבור בעזרת מסנן אדפטיבי.

Fig 2.6: Filtering noise from speech signals with adaptive filter.

**2.5.3 סינון הפרעות מחזוריות מאותות רחבי-סרט ללא מקור יחוס**

ישנם מקרים רבים בהם הפרעות מחזוריות מתלוות לאותות רחבי-סרט ולא קיים מקור חיצוני אותו ניתן לנצל בתור מקור יחוס. גם במקרה כזה ניתן להשתמש בטכניקה של בטול הפרעות אדפטיבי, וזאת על-ידי תוספת השהייה מתאימה בכניסת היחוס למערכת. יחידת ההשהייה והכניסה הראשית מוזנזות מהאות המורכב ממרכיב רחב-סרט ומהפרעה מחזורית, כפי שמתואר בציור 2.7.

ההשהייה המוכנסת בכניסת היחוס חייבת להיות מספיק גדולה על מנת שמרכיבי האות רחב הסרט בכניסת היחוס יהיו חסרי קורלציה עם אלו בכניסה הראשית. מרכיבי ההפרעה המחזורית בכניסת היחוס ישארו קורלטיביים עם ההפרעה המתלווה לאות בכניסה הראשית, וזאת בגלל אופיים המחזורי.



ציור 2.7: סינון הפרעה מחזורית מאות רחב-סרט ללא מקור יחוס חיצוני.

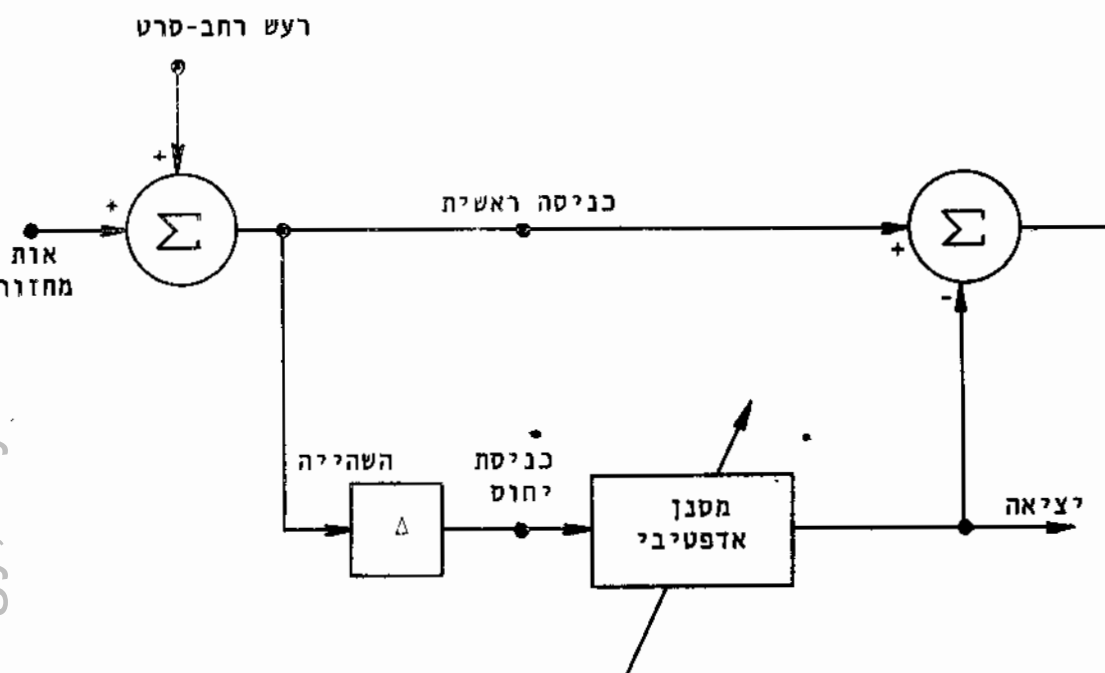
Fig 2.7: Filtering periodic interference from broadband signal without an external reference source.

2.5.4 סינון ועקיבה אחר אותות מחזוריים הטבולים ברעש רחב-סרט כאשר לא קיים מקור יחוס נוסף.

בהרבה מקרים של אותות מורכבים ממרכיבים מחזוריים וממרכיבים רחבי-סרט מעוניינים דווקא במרכיבים המחזוריים כאות רצוי והמרכיבים רחבי-הסרט הם בעצם ההפרעה. המערכת שתוארה בציור 2.7 יכולה לשמש לסינון ועקיבה אחר אות מחזורי הטבול ברעש רחב-סרט, אם נקח כיציא המערכת את היציאה של המסנן האדפטיבי, כפי שמתואר בציור 2.8.

המערכת פועלת כמסנן אדפטיבי המתכוון באופן אוטומטי לתדר האות הרצוי, בהנחה כי האות המחזורי הוא סינוסואידלי. אם תדר האות משתנה לאט עם הזמן, הרי שהמסנן האדפטיבי יעקב אחרי שינויים אלה.





ציור 2.8: סינון ועקיבה אדפטיביים של אות מחזורי הטבול ברעש רחב-סרט.

Fig 2.8: Adaptive filtering and tracking of periodic signal immersed in broadband noise.

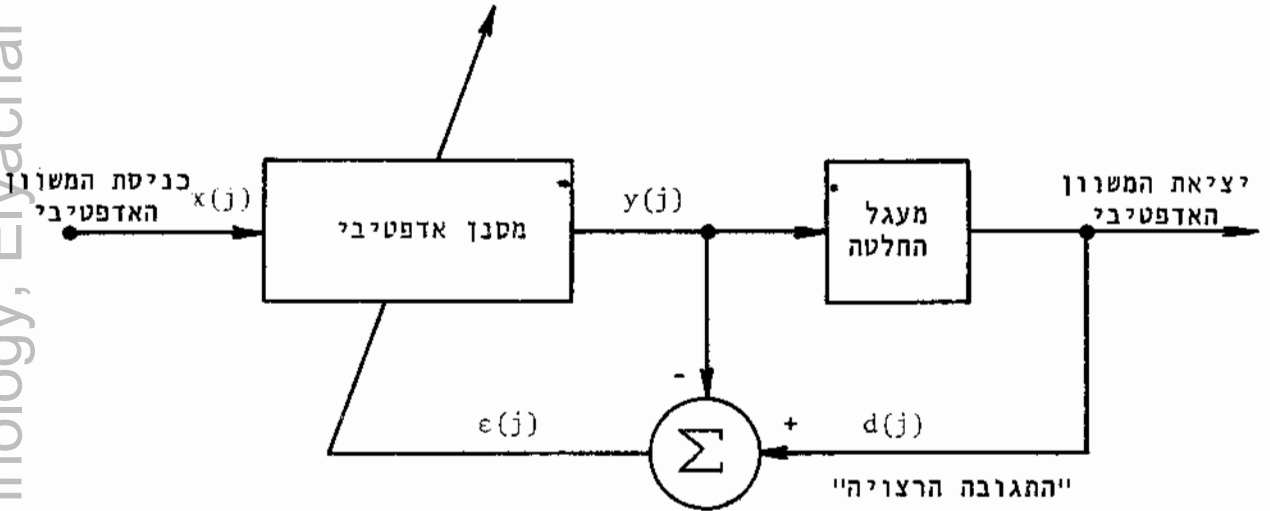
המסנן יכול לפעול גם כאשר האות המחזורי מכיל מספר מרכיבים הרמוניים. אם ההפרעה בכניסה הוא רעש לבן, תגובת דגם היחידה של המסנן תהיה כצורת האות המחזורי בכניסה, כיון שהמסנן האדפטיבי מהווה במקרה זה מסנן מתואם (Matched filter) לכניסה המחזורית.

### 2.5.5 ביטול הפרעה בין-סימנית בערוצי תקשורת סיפרתית

ניתן לנצל את המסנן האדפטיבי בתור משוון אדפטיבי לביטול הפרעה בין-סימנית (Intersymbol Interference) בערוצי תקשורת סיפרתית [8]-[3]. למטרה זו יש צורך להוסיף ביציאת המסנן האדפטיבי מערכת החלטה מתאימה. יציאת מערכת החלטה מהווה את יציאת המשוון האדפטיבי. בתור "תגובה רצויה" יש צורך לספק למשוון את האות המקורי, אך כיון שזה לא עומד

לרשותינו בדרך כלל, ניתן לנצל את יציאת המשוון האדפטיבי, כאילו זה היה האות המקורי. צורת עבודה כזו, בה התהליך האדפטיבי מבוקר על-ידי החלטה עצמית של המערכת נקראת Decision-Directed Mode [14].

תאור עקרוני של המשוון האדפטיבי העובד על עיקרון של החלטה עצמית מובא בצירור 2.9.



צירור 2.9: תאור עקרוני של משוון אדפטיבי.

Fig 2.9: A basic scheme of an adaptive equalizer.

בהנחה כי קצב השגיאות ביציאת המשוון האדפטיבי אינו גדול, כלומר החלטות הן בדרך כלל נכונות, מתקבל על ידי התהליך האדפטיבי שיפור בהחלטות העצמיות וקצב השגיאות יקטן. תתכן גם תופעה הפוכה של אבדן מוחלט של עקיבה אחר תגובת הערוץ המתבטא בהגדלת קצב השגיאות ביציאת המשוון האדפטיבי עקב הגדלת הפרעה הבין-סימנית. על מנת להבטיח את התכנסות התהליך האדפטיבי כך שהפרעה הבין-סימנית תקטן, יש צורך לדאוג לכך, שקצב השגיאות לפני השוויון (בכניסת המשוון האדפטיבי) יהיה יחסית קטן (פחות מ- 25%) [14].

פרק 3: חקר המסנן האדפטיבי באמצעות סימולציות

3.1 כללי

המערכת האדפטיבית לבטול הפרעות נחקרה באמצעות סימולציות על מחשב סיפרתי. מטרת החקר היא לבדוק את האלגוריתמים האדפטיביים השונים, להשוות ביניהם, וללמוד מהי השפעת הפרמטרים השונים על ביצועי המערכת. בחירת האלגוריתם האדפטיבי המתאים והפרמטרים החשובים, כגון מספר המקדמים במסנן הטרנסברס-רסלי -  $N$ , מקדם הצעד -  $\mu$ , גודל ההשהייה -  $\Delta$ , הדרושים לתכנון המערכת בחומרה וצורת הממוש של המערכת מושפעים ממוצאות בדיקות אלה.

האלגוריתמים האדפטיביים שנבדקו הן:

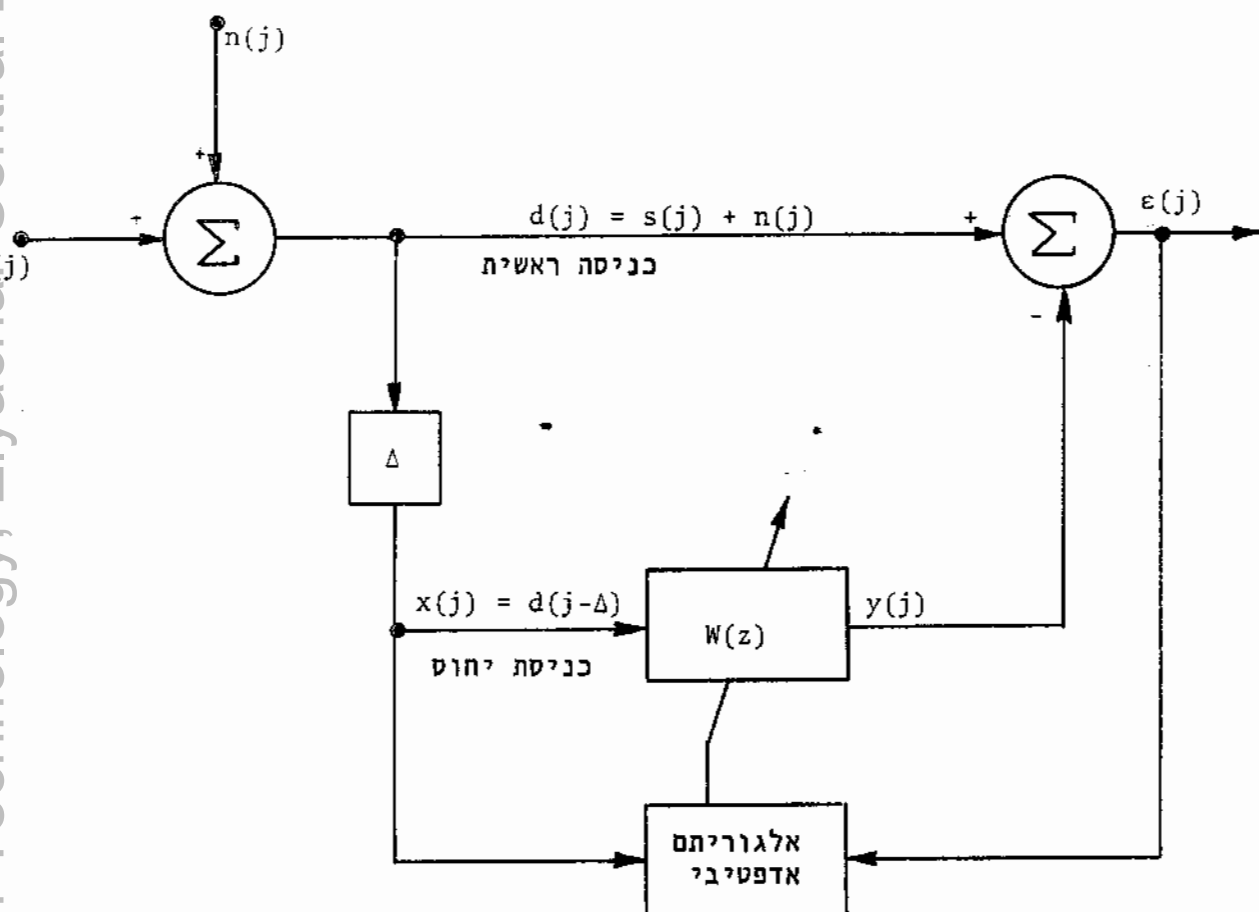
א. אלגוריתם ה-LMS של Widrow של Widrow על ידי (1.24).

ב. אלגוריתם ה-SIGN הנמון על ידי (1.50).

לפי אלגוריתם ה-SIGN משתנים מקדמי המסנן הטרנסברסלי בכל צעד איטרטיבי בגודל קבוע  $\pm 2\mu$  וכיוון השינוי נקבע בצורה פשוטה וללא צורך בביצוע כפל, לכן אלגוריתם זה נוח במיוחד לממוש בחומרה. זאת הסיבה מדוע דיוקא אלגוריתם זה נחקר בצורה יסודית וביצועיו הושוו לביצועי אלגוריתם ה-LMS.

המערכת האדפטיבית נבדקה כאשר בכניסה הראשית מופיע אות מחזורי סינוסואידלי בתוספת רעש גאוס רחב-סרט, ביחסי אות לרעש  $(S/N)_{in}$  שונים, ללא שמוש במקור יחוס נוסף. בכניסת היחוס למערכת נכנס האות המורכב מהכניסה הראשית מושהה בהשהייה של  $\Delta$  דגימות. המערכת מתוארת בציור 3.1.

הסימולציות בוצעו על מינימחשב NOVA 2 במעבדה לעבודות של הפקולטה להנדסת חשמל בטכניון. תכנית המחשב כתובה בשפת FORTRAN ומופיעה בנספח א'.



צור 3.1: המערכת האדפטיבית לבטול הפרעות, עליה בוצעו סימולציות באמצעות מחשב.

Fig 3.1: The adaptive noise cancelling system which was simulated by a computer.

חקירת האלגוריתמים 3.2

ישום אלגוריתם ה-LMS בחכנה 3.2.1

לפי אלגוריתם ה-LMS של Widrow מחשבים בכל צעד איטרטיבי את וקטור המקדמים החדש  $\underline{w}(j+1)$  מתוך וקטור המקדמים הקודם  $\underline{w}(j)$  על ידי תוספת התלויה במכפלת דגימת אות השגיאה  $\epsilon(j)$  בוקטור הכניסה  $\underline{x}(j)$ . נניח שמספר המקדמים במסנן הטרנסברסלי הוא  $N$ . נרשום כאן מחדש את אלגוריתם ה-LMS, כפי שנתון על ידי (1.24).

$$\underline{W}(j+1) = \underline{W}(j) + 2\mu\varepsilon(j)\underline{X}(j) \quad (3.1)$$

כאשר הוקטורים  $\underline{W}(j)$  ו-  $\underline{X}(j)$  נתונים על ידי:

$$\underline{W}(j) \triangleq \begin{bmatrix} w_1(j) \\ w_2(j) \\ \vdots \\ w_N(j) \end{bmatrix} \quad \underline{X}(j) \triangleq \begin{bmatrix} x(j-1) \\ x(j-2) \\ \vdots \\ x(j-N) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

נוכל לרשום את (3.1) בצורה הבאה:

$$w_i(j+1) = w_i(j) + 2\mu\varepsilon(j)x(j-i) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.3)$$

כניסת היחוס  $x(j)$  מתקבלת מהכניסה הראשית  $d(j)$  על ידי השהייה של  $\Delta$  דגימות, לכן מתקיים:

$$x(j) = d(j-\Delta) \quad (3.4)$$

אות השגיאה  $\varepsilon(j)$  הוא:

$$\varepsilon(j) = d(j) - \sum_{k=1}^N w_k(j) \cdot x(j-k) = d(j) - \sum_{k=1}^N w_k(j) \cdot d(j-k-\Delta) \quad (3.5)$$

לכן נוכל לרשום את (3.3) בצורה הבאה:

$$w_i(j+1) = w_i(j) + 2\mu \left[ d(j) - \sum_{k=1}^N w_k(j) d(j-k-\Delta) \right] \cdot d(j-i-\Delta) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.6)$$

כאשר  $d(j)$  הוא אות הכניסה הראשית למערכת. בתכניות הסימולציה מישמים את (3.6) כאשר מתחילים את התהליך האדפטיבי מוקטור התחלתי  $\underline{W}(0) = \underline{0}$ , ו-  $d(j), d(j-1), \dots, d(j-N-\Delta)$  הן דגימות אות הכניסה השמורות בזכרון לצורך ביצוע החשוב בכל צעד איטרטיבי. דגימות אלה מתקבלות מסכום של דגימות של אות מחזורי סינוסואידלי ושל רעש גאוסני המיוצר בעזרת אלגוריתם מתאים במחשב.

$$d(j-k) = s(j-k) + n(j-k) \quad k = 0, 1, \dots, N+\Delta \quad (3.7)$$

בכל צעד רקורסיבי מחשבים את המקדמים החדשים  $w_i(j+1)$  לפי (3.6) ומעדכנים את דגימות הכניסה  $d(j), d(j-1), \dots, d(j-N-\Delta)$  על ידי השהייה של דגימה אחת וחשוב דגימה חדשה אחת של אות הכניסה. לשם פשטות מקרבים את השגיאה הרבועית הממוצעת  $MSE(j)$  על ידי ממוצע של  $L$  שגיאות ריבועיות עוקבות.

$$\hat{MSE}(j) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \epsilon^2(j-k) \quad (3.8)$$

### 3.2.2 ישום אלגוריתם ה-SIGN בתכנה

לפי אלגוריתם ה-SIGN הנתון על ידי (1.50) מחשבים בכל צעד איטרטיבי את וקטור המקדמים החדש  $\underline{W}(j+1)$  מתוך וקטור המקדמים  $\underline{W}(j)$  על ידי שנוי שקבוע בגודלו וכוונו נקבע על ידי מכפלת  $\text{Sign}[\epsilon(j)]$  ב-  $\text{Sign}[\underline{X}(j)]$ . ניתן לרשום אלגוריתם זה בצורה:

$$w_i(j+1) = w_i(j) + 2\mu \text{Sign}[\epsilon(j)] \cdot \text{Sign}[x(j-i)] \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.9)$$

כאשר  $N$  הוא מספר המקדמים במסנן הטרנסברסלי.

הכניסה הראשית  $d(j)$ , כניסת היחוס  $x(j)$  ואות השגיאה  $\epsilon(j)$  מתקבלות באותה צורה כמו בשימוש באלגוריתם ה-LMS וכפי שנתון על ידי (3.7), (3.4) ו- (3.5). לכן נוכל לרשום את (3.9) בצורה הבאה:

$$w_i(j+1) = w_i(j) + 2\mu \cdot \text{Sign}[d(j) - \sum_{k=1}^N w_k(j)d(j-k-\Delta)] \cdot \text{Sign}[d(j-i-\Delta)] \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.10)$$

בכל צעד איטרטיבי מחשבים תחילה את

$$\text{Sign}[d(j) - \sum_{k=1}^N w_k(j)d(j-k-\Delta)]$$

ואחר כך עבור כל אחד מהמקדמים מחשבים את  $\text{Sign}[d(j-i-\Delta)]$  ומעדכנים את המקדמים  $w_i(j)$  ( $i = 1, \dots, N$ ) בכיוון המתאים. גם כאן מעדכנים את דגימות הכניסה  $d(j), d(j-1), \dots, d(j-N-\Delta)$  אחרי כל צעד רקורסיבי על ידי השהייה של דגימה אחת וחשוב דגימה חדשה אחת של אות הכניסה. את השגיאה הרבועית הממוצעת  $MSE(j)$  מקרבים, כמו מקודם, לפי (3.8).

### 3.3 קביעת הפרמטרים

המערכת המתוארת בציר 3.1 נבדקה תוך שמוש באלגוריתמים LMS ו-SIGN כאשר בכניסה הראשית מופיע אות מחזורי סינוסואידלי בעוצמה קבועה ובתדרים שונים, בתוספת רעש גאוס רחב-סרט בעוצמות שונות. הפרמטרים השונים והתנאים בהם נחקרה המערכת הם:

א. מספר המקדמים במסנן הטרנסברסלי:

$$N = 12, \quad N = 24, \quad N = 48$$

ב. מקדם הצעד באלגוריתם האדפטיבי:

$$\mu = 0.00025, \quad \mu = 0.001, \quad \mu = 0.004, \quad \mu = 0.016$$

ג. גודל ההשהייה מהכניסה הראשית לכניסת היחוס:

$$\Delta = 2, \quad \Delta = 4, \quad \Delta = 8, \quad \Delta = 16$$

ד. יחס אות לרעש בכניסה הראשית:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = \infty \text{db}, \quad \left(\frac{S}{N}\right)_{in} = 8 \text{db}, \quad \left(\frac{S}{N}\right)_{in} = -2 \text{db}$$

ה. יחס תדר הדגימה לתדר האות הסינוסואידלי בכניסה:

$$\left(\frac{f_s}{f_{in}}\right) = 6, \quad \left(\frac{f_s}{f_{in}}\right) = 12, \quad \left(\frac{f_s}{f_{in}}\right) = 24$$

הפרמטרים  $N$ ,  $\mu$  ו- $\Delta$  הם פרמטרים חשובים המשפיעים על ביצועי המערכת וערכם עבור הסימולציות נבחרו אחרי סימולציות מוקדמות על ביצועי המערכת ומתוך שיקולים מעשיים, כיון שנוח בדרך כלל במערכת מעשית לשנות את הפרמטרים השונים בקפיצות של פי 2.

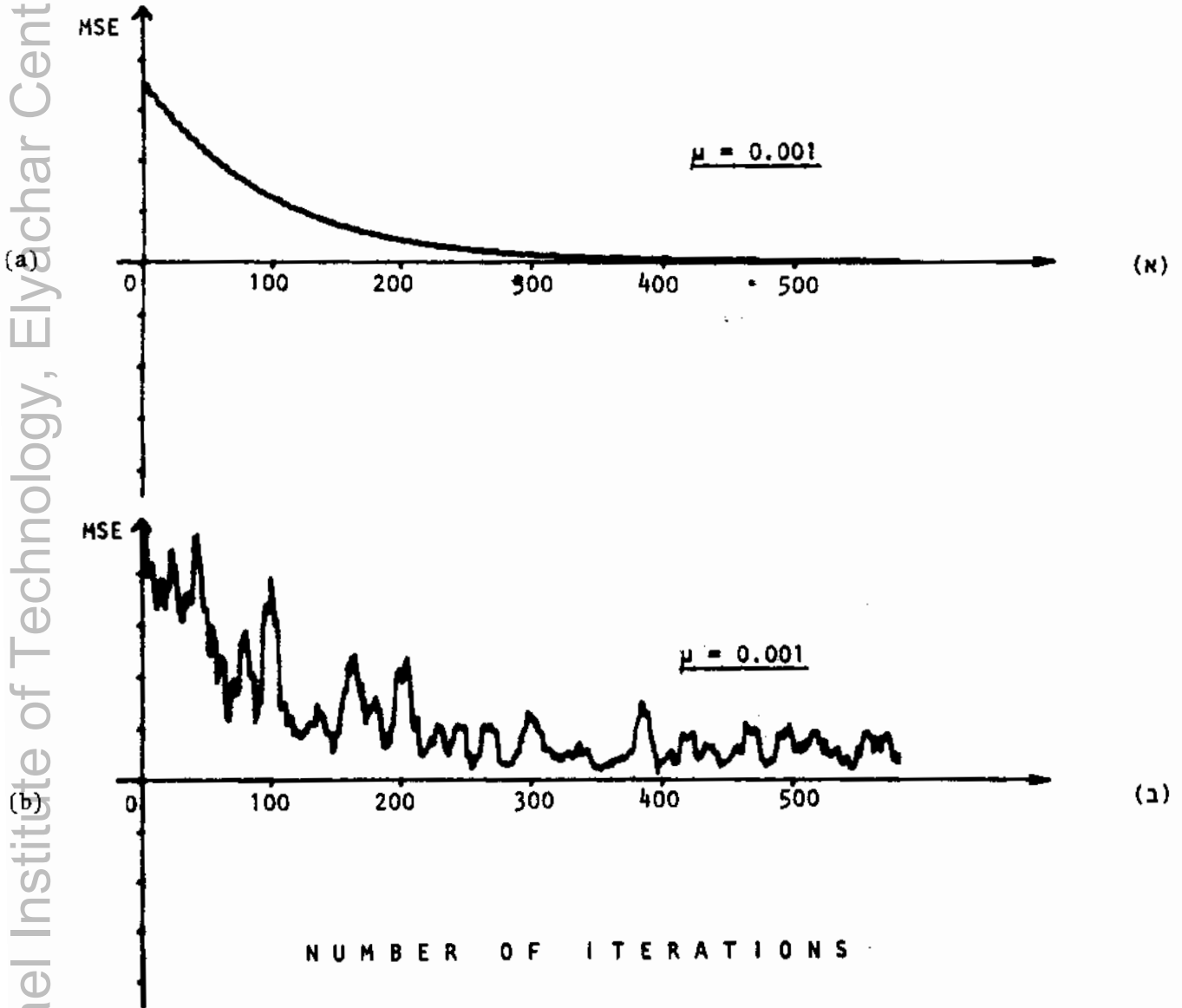
### 3.4 תוצאות

תוצאות הסימולציות כאשר משתמשים באלגוריתמים LMS ו-SIGN מתוארות בציורים 3.2 עד 3.11 ובטבלאות B.1 עד B.5 בנספח ב'. ציורים 3.2 ו-3.3 מתארים את עקומות הלמידה (learning curves), כלומר את השגיאה הרבועית הממוצעת  $MSE(j)$  תוך כדי התהליך האדפטיבי בתלות במספר הצעדים האיטרטיביים, כאשר משתמשים באלגוריתם LMS. עקומות הלמידה מתוארות עבור יחסי אות לרעש  $(S/N)_{in}$  שונים בכניסה הראשית ועבור מקדמי צעד  $\mu$  שונים. ציורים 3.4 ו-3.5 מתארים את עקומות הלמידה המתאימות לאלגוריתם SIGN ביחסי אות לרעש  $(S/N)_{in}$  ומקדמי צעד  $\mu$  כמו במקרה של אלגוריתם LMS. ציורים 3.6 עד 3.9 מתארים את האותות במערכת: את אות הכניסה הראשית  $d(j)$  את יציאת המסנן  $y(j)$  ואת אות השגיאה  $\varepsilon(j)$ . האותות מתוארים תוך כדי התהליך האדפטיבי וביחסי אות לרעש  $(S/N)_{in}$  שונים ובשימוש בשני האלגוריתמים LMS ו-SIGN.

ציורים 3.10 ו-3.11 מתארים את מקדמי המסנן  $w_i(j)$ ,  $(i=1, \dots, 12)$  קרוב למצב המתמיד (אחרי 900 צעדים איטרטיביים), ביחסי אות לרעש  $(S/N)_{in}$  שונים, כאשר משתמשים בשני האלגוריתמים LMS ו-SIGN.

טבלאות B.1 עד B.5 בנספח ב' מתארות את ביצועי המערכת קרוב למצב המתמיד (אחרי 900 צעדים איטרטיביים). הם מתארים את השערוך של השגיאה הרבועית הממוצעת  $E[\varepsilon^2]$  ושל  $E[(s-y)^2]$  אשר נעשה על ידי מצוץ על פני 100 דגימות עוקבות, בתלות במקדם הצעד  $\mu$ , מספר המקדמים  $N$ , גודל ההשגיאה  $\Delta$ , תדר הכניסה  $f_{in}$  ויחס אות לרעש  $(S/N)_{in}$  בכניסה הראשית, כאשר משתמשים בשני האלגוריתמים LMS ו-SIGN.



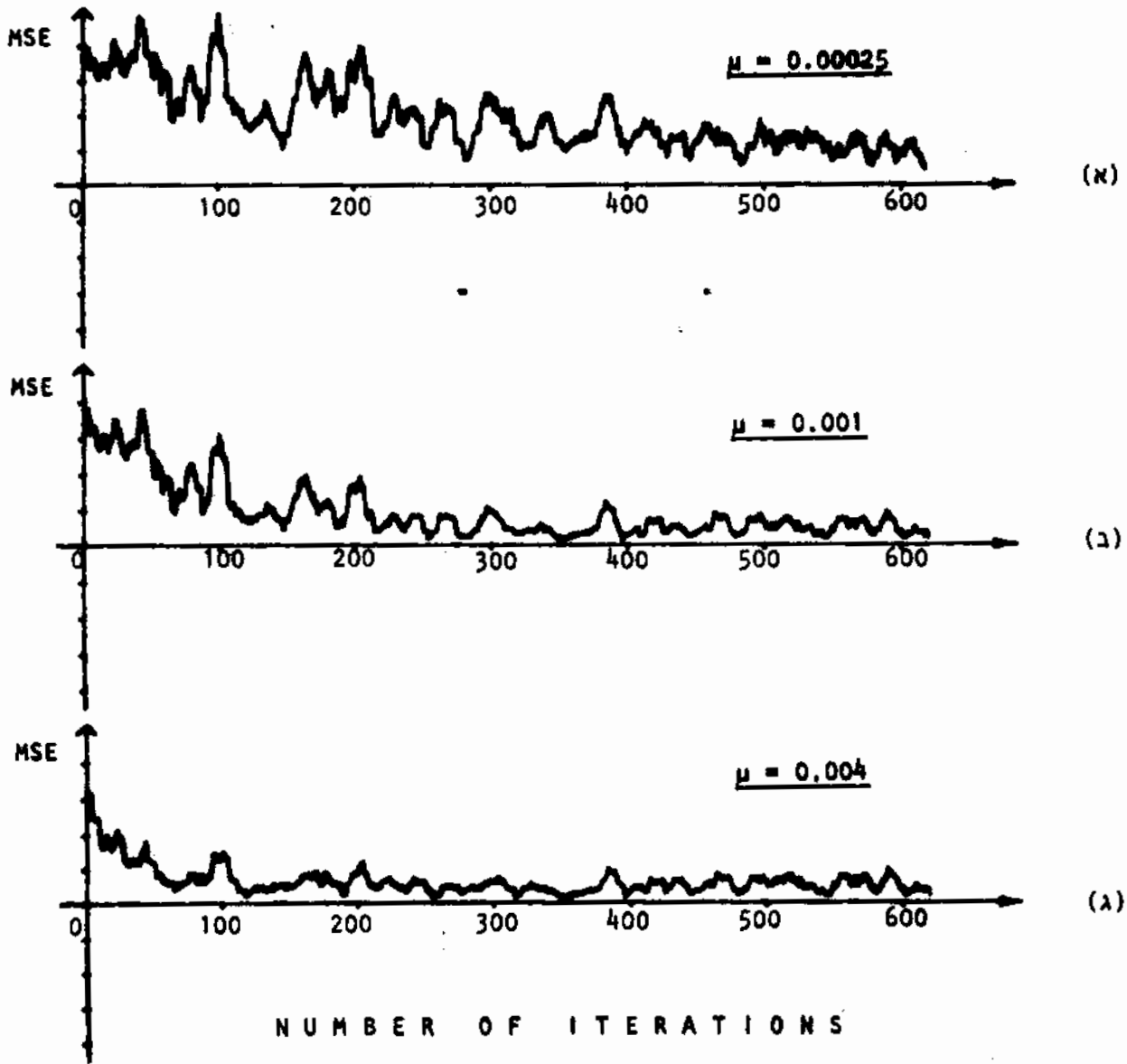


ציר 3.2: עקומות למידה עבור אלגוריתם LMS.

$(\frac{S}{N})_{in} = 8\text{db}$  (ב) ,  $(\frac{S}{N})_{in} = \infty\text{db}$  (א)

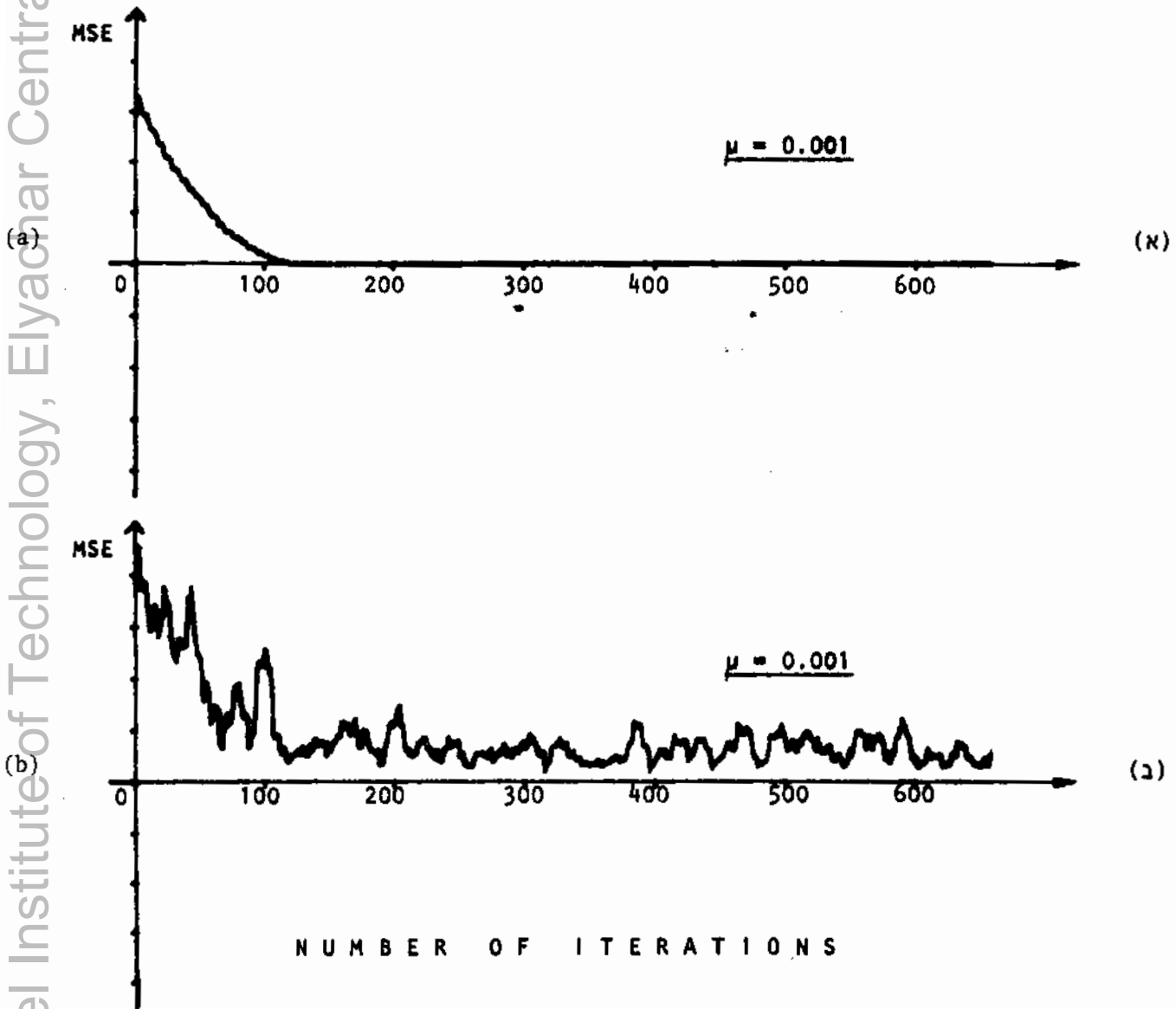
Fig 3.2: Learning curves when using the LMS algorithm.

(a)  $(\frac{S}{N})_{in} = \infty\text{db}$ , (b)  $(\frac{S}{N})_{in} = 8\text{db}$ .

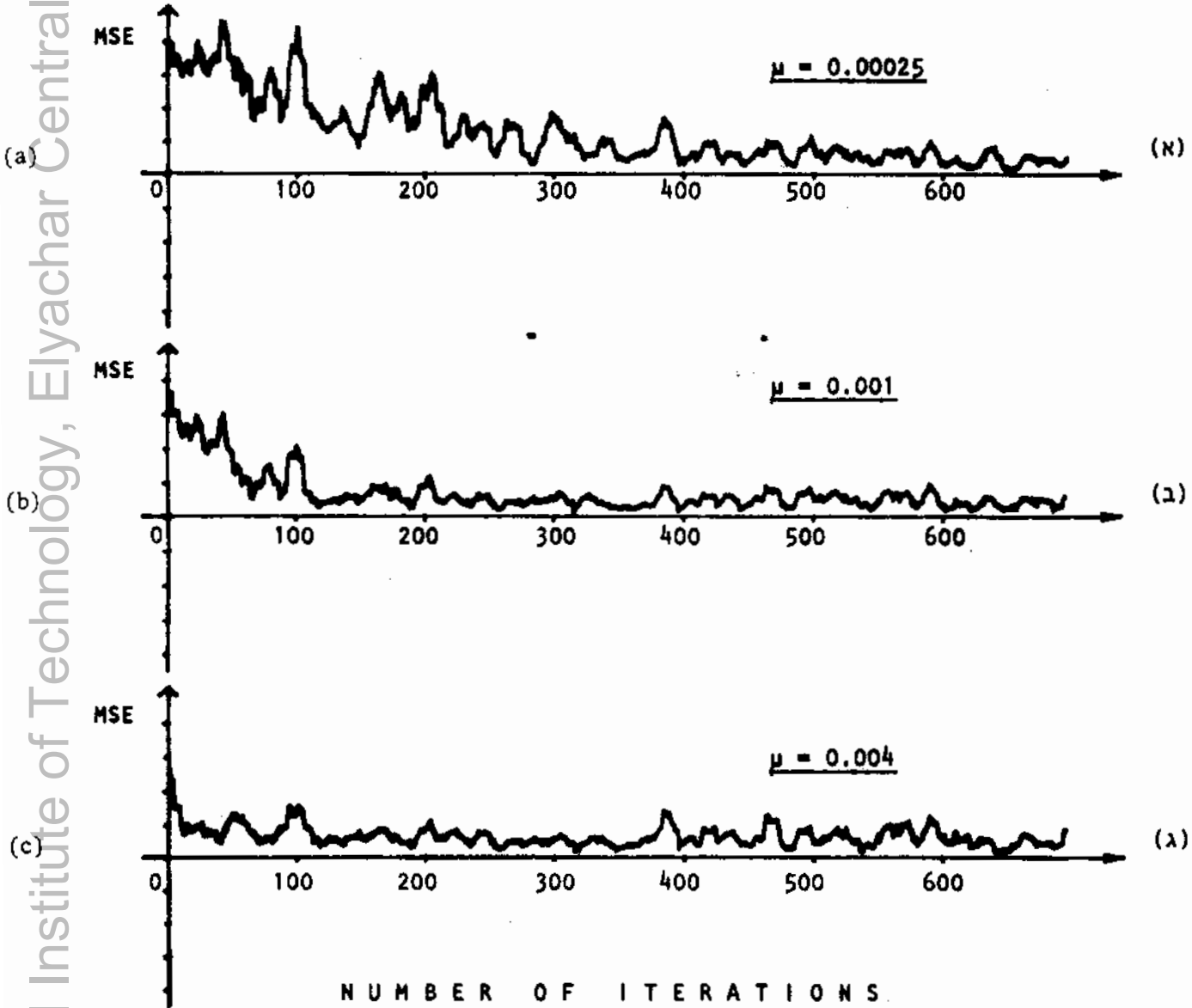


צירוף 3.3: עקומות למידה עבור אלגוריתם LMS.  $(\frac{S}{N})_{in} = 8\text{db}$ .  
 $\mu = 0.00025$  (א),  $\mu = 0.001$  (ב),  $\mu = 0.004$  (ג)

Fig 3.3: Learning curves when using the LMS algorithm.  $(\frac{S}{N})_{in} = 8\text{db}$ .  
 (a)  $\mu = 0.00025$ , (b)  $\mu = 0.001$ , (c)  $\mu = 0.004$ .

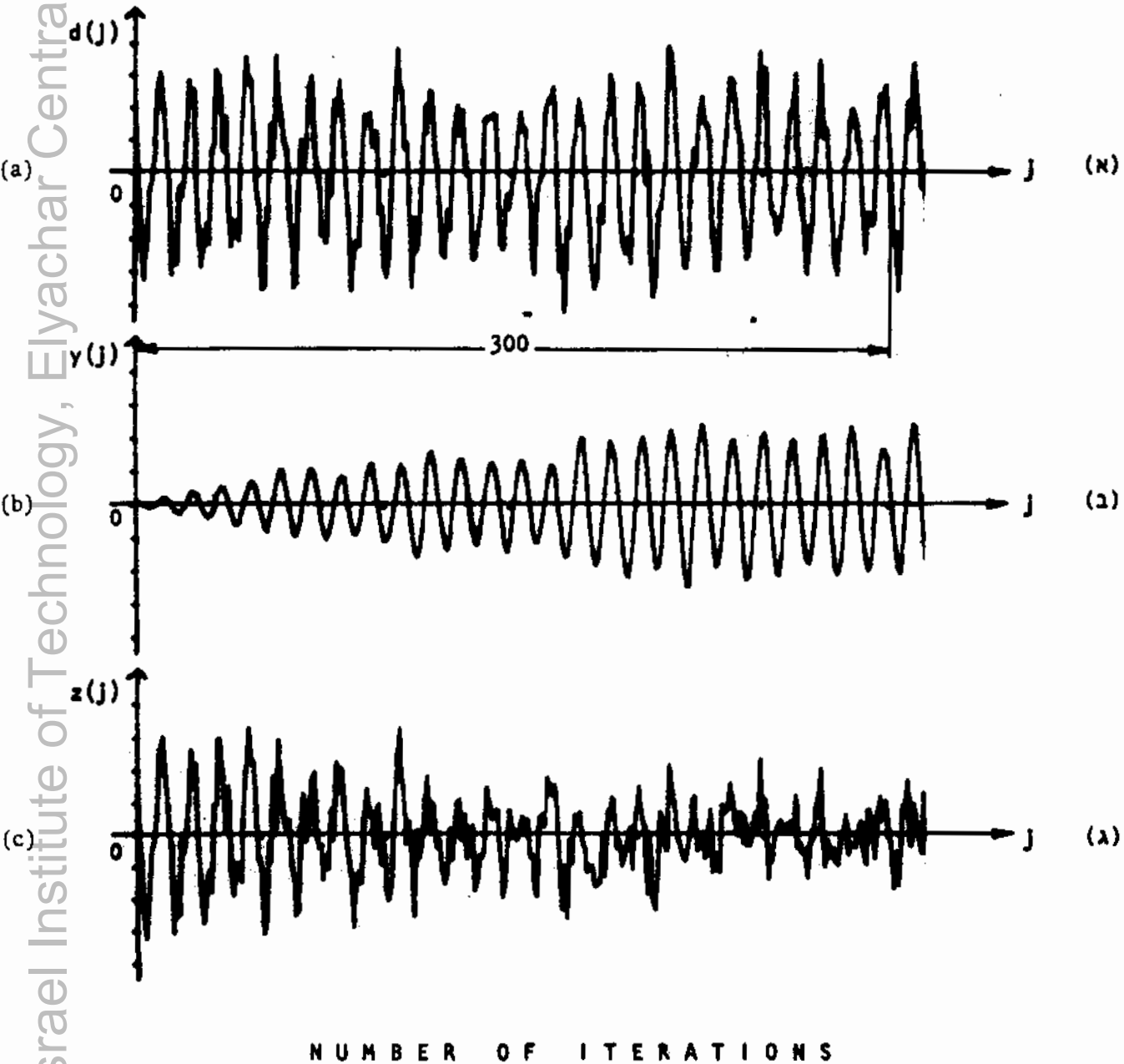


ציור 3.4: עקומות למידה עבור אלגוריתם SIGN.  
 (א)  $(\frac{S}{N})_{in} = \infty db$ , (ב)  $(\frac{S}{N})_{in} = 8db$ .  
 Fig 3.4: Learning curves when using the SIGN algorithm.  
 (a)  $(\frac{S}{N})_{in} = \infty db$ , (b)  $(\frac{S}{N})_{in} = 8db$ .



ציור 3.5: עקומות למידה עבור אלגוריתם SIGN.  $(\frac{S}{N})_{in} = 8db$ .  
 $\mu = 0.00025$  (א),  $\mu = 0.001$  (ב),  $\mu = 0.004$  (ג)

Fig 3.5: Learning curves when using the SIGN algorithm.  $(\frac{S}{N})_{in} = 8db$ .  
(a)  $\mu = 0.00025$ , (b)  $\mu = 0.001$ , (c)  $\mu = 0.004$ .

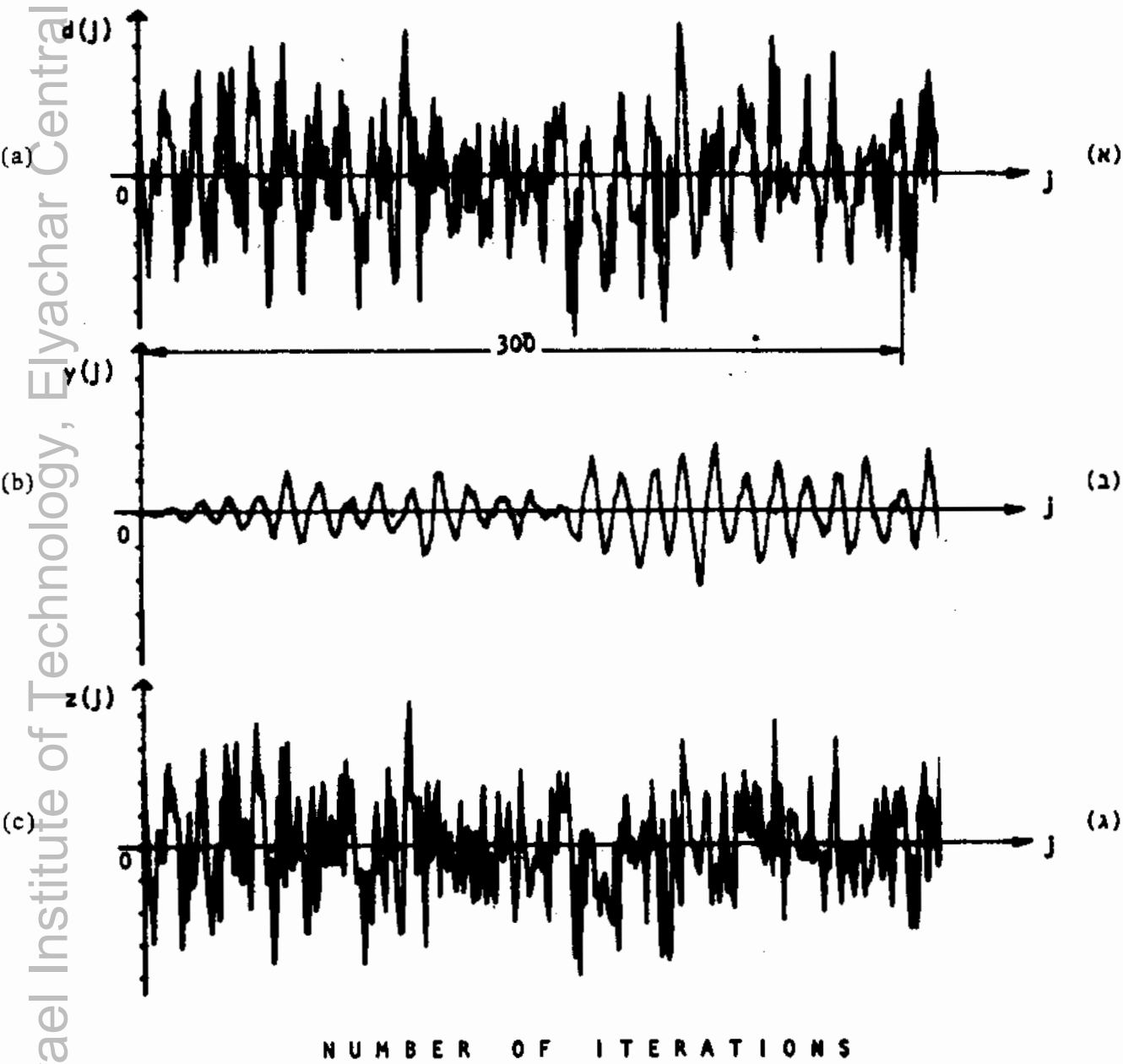


NUMBER OF ITERATIONS

ציר 3.6 : אוחות כניסה ויציאה כאשר משתמשים באלגוריתם LMS :

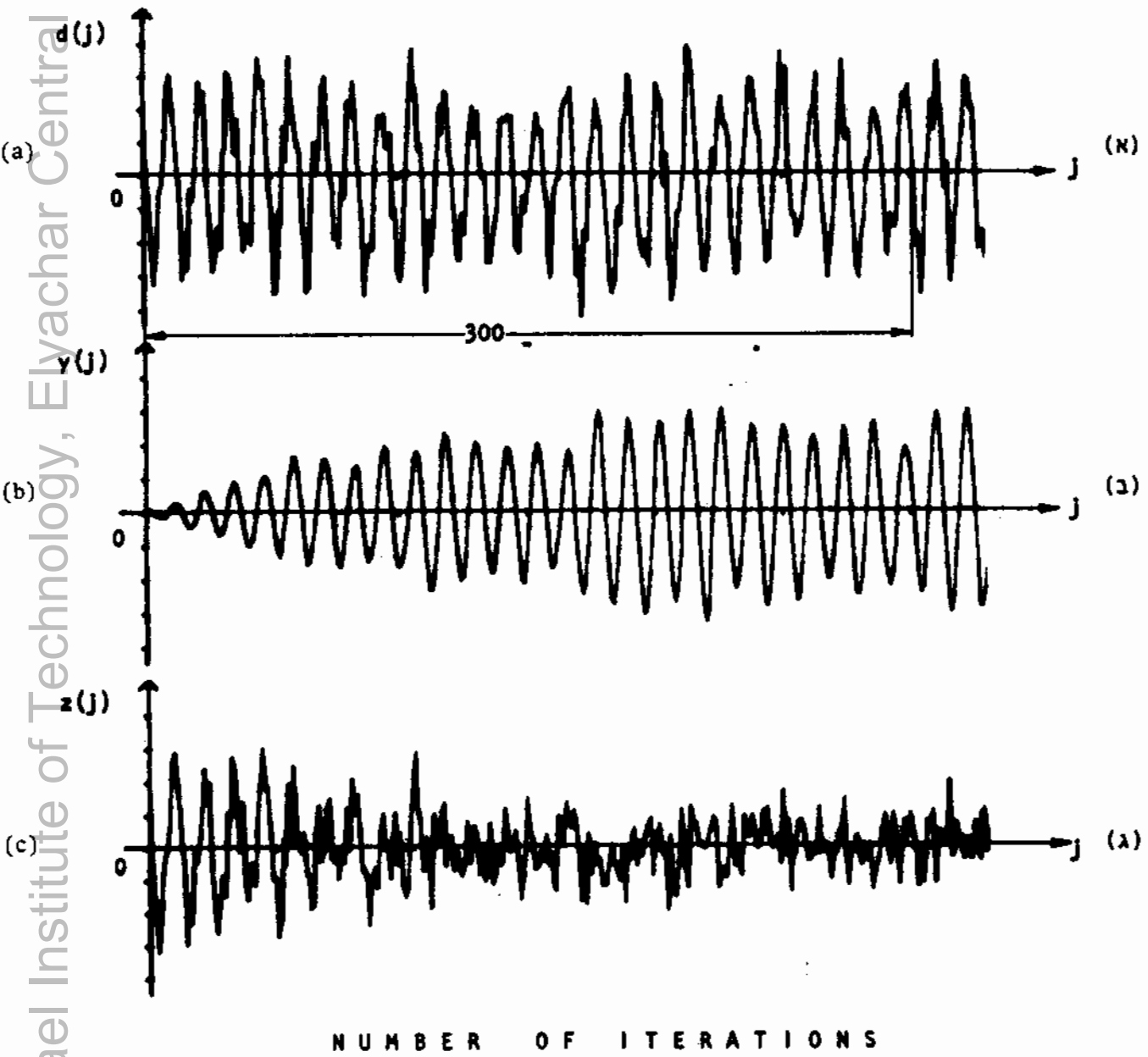
- (א) אות הכניסה  $d(j)$  - אות סינוסואידלי בתוספת רעש גאוס.  $\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = 8db$ .
- (ב) יציאת המסנן  $y(j)$  המהווה שערור לאות הסינוסואידלי.
- (ג) יציאת המערכת  $z(j)$  המהווה שערור לרעש

Fig 3.6: Input and output signals when using the LMS algorithm.  $\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = 8db$ .  
 (a) input signal  $d(j)$  - a sinusoidal signal and gaussian noise.  
 (b) filter output  $y(j)$  which is an estimate of the sinusoidal signal.  
 (c) system output  $z(j)$  which is an estimate of the noise.



**ציור 3.7:** אותות כניסה ויציאה כאשר משתמשים באלגוריתם LMS;  
 (א) אות הכניסה  $d(j)$  - אות סינוסואידלי בתוספת רעש גאוס,  $(\frac{S}{N})_{in} = -2db$ ;  
 (ב) יציאת המסנן  $y(j)$  המהווה שערור לאות הסינוסואידלי.  
 (ג) יציאת המערכת  $z(j)$  המהווה שערור לרעש.

**Fig 3.7:** Input and output signals when using the LMS algorithm.  $(\frac{S}{N})_{in} = -2db$   
 (a) input signal  $d(j)$  - a sinusoidal signal and gaussian noise.  $(\frac{S}{N})_{in} = -2db$   
 (b) filter output  $y(j)$  which is an estimate of the sinusoidal signal.  
 (c) system output  $z(j)$  which is an estimate of the noise.



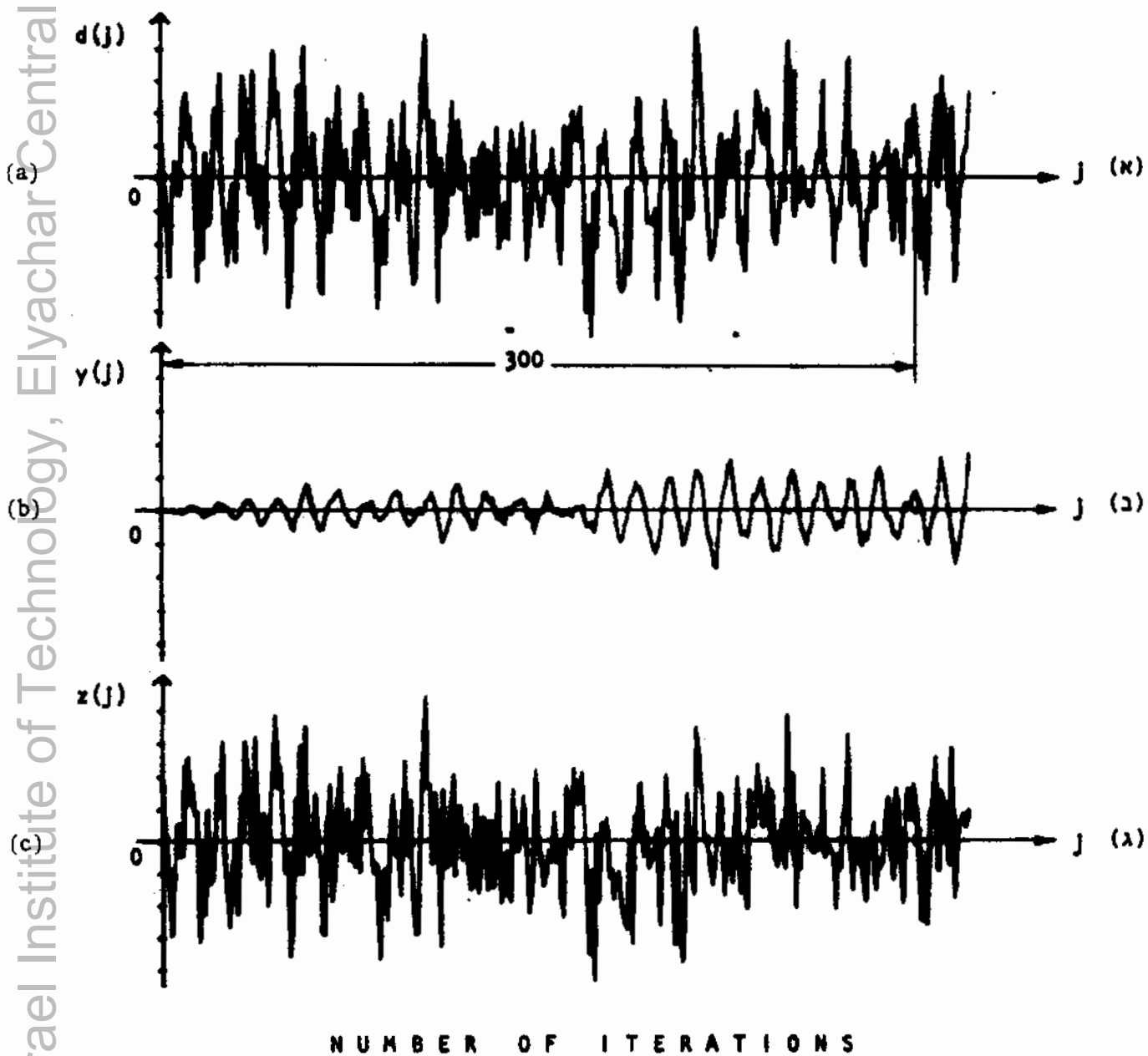
צירוף 3.8: אוחות כניסה ויציאה כאשר משתמשים באלגוריתם SIGN.

$\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = 8\text{db}$

(א) אות הכניסה  $d(j)$  - אות סינוסואידלי בתוספת רעש גאוסני.  
 (ב) יציאת המסנן  $y(j)$  המהווה שערור לאות הסינוסואידלי,  
 (ג) יציאת המערכת  $z(j)$  המהווה שערור לרעש.

Fig 3.8: Input and output signals when using the SIGN algorithm.  $\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = 8\text{db}$ .  
 (a) input signal  $d(j)$  - a sinusoidal signal and gaussian noise.  
 (b) filter output  $y(j)$  which is an estimate of the sinusoidal signal.  
 (c) system output  $z(j)$  which is an estimate of the noise.

© Technion - Israel Institute of Technology, Elyachar Central Library

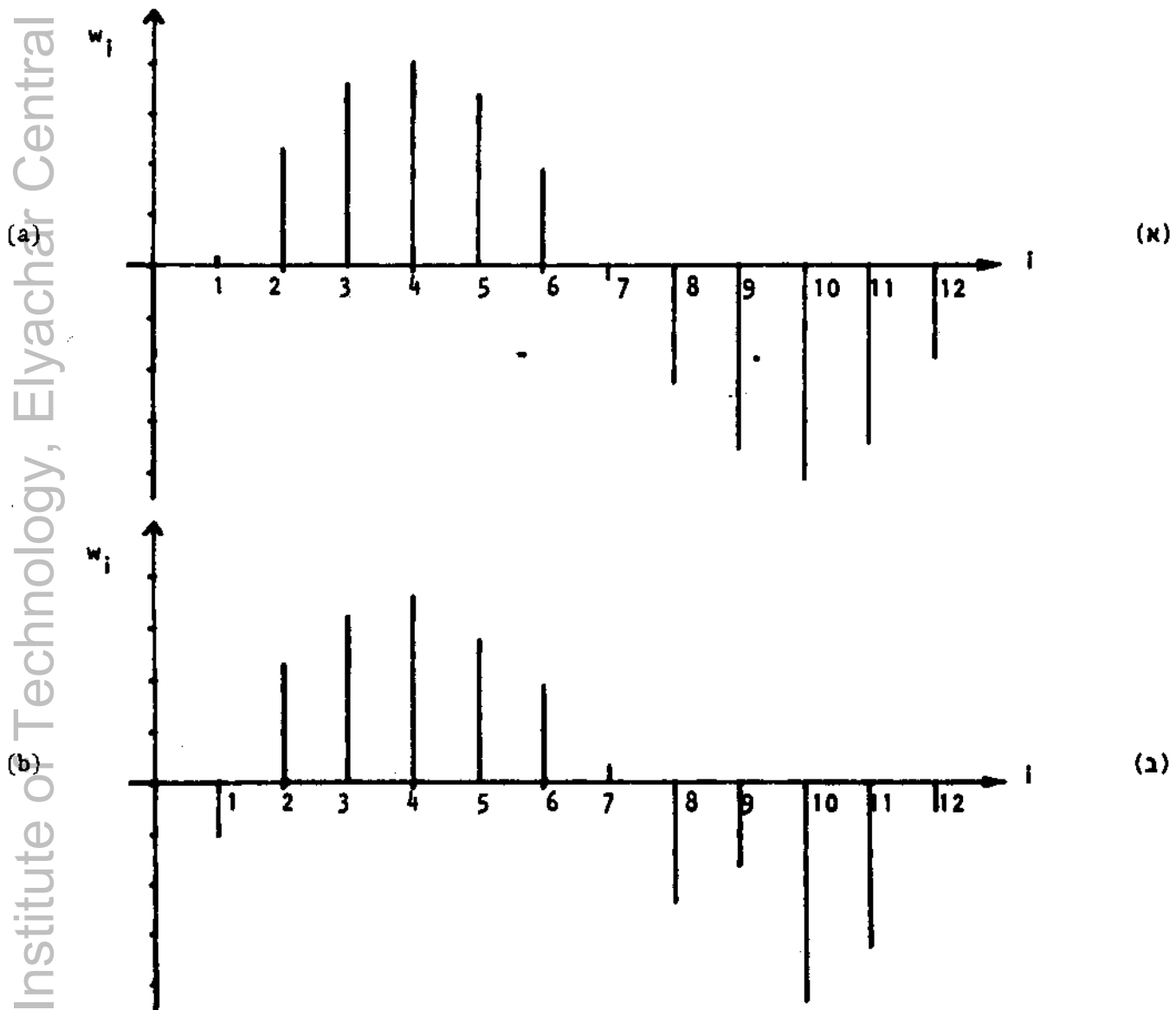


צירוף 3.9: אוחות כניסה ויציאה כאשר משתמשים באלגוריתם SIGN:

(א) אות הכניסה  $d(j)$  - אות סינוסואידלי בתוספת רעש גאוס.  $\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = -2\text{db}$ .  
 (ב) יציאת המסנן  $y(j)$  המהווה שערור לאות הסינוסואידלי,  
 (ג) יציאת המערכת  $z(j)$  המהווה שערור לרעש.

Fig 3.9: Input and output signals when using the SIGN algorithm.  $\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = -2\text{db}$   
 (a) input signal  $d(j)$  - a sinusoidal signal and gaussian noise.  
 (b) filter output  $y(j)$  which is an estimate of the sinusoidal signal,  
 (c) system output  $z(j)$  which is an estimate of the noise.



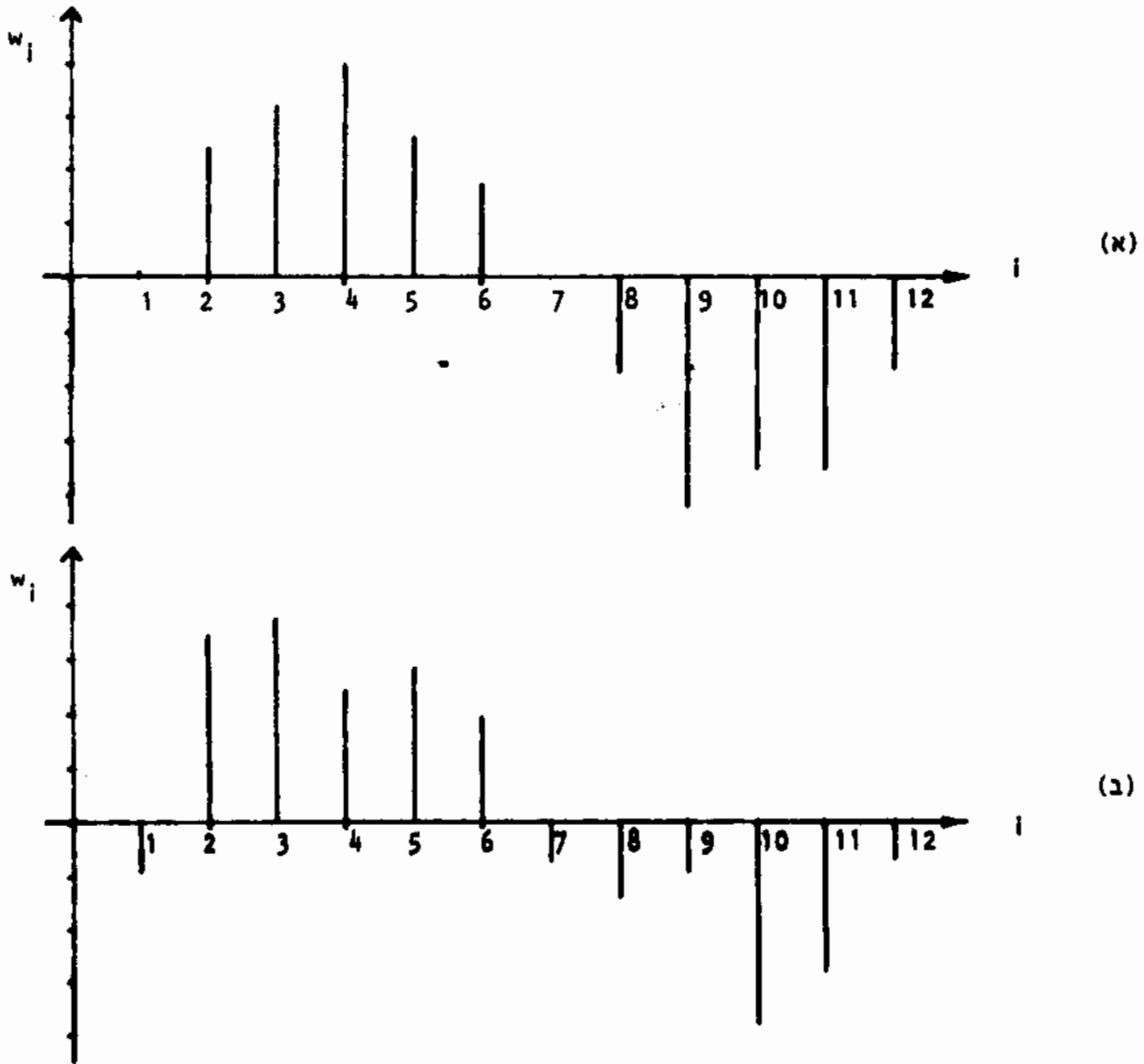


ציון 3.10: מקדמי המסנן האדפטיבי קרוב למצב המתמיד, כאשר משתמשים באלגוריתם LMS

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = -2\text{db} \text{ (ב)}, \quad \left(\frac{S}{N}\right)_{in} = 8\text{db} \text{ (א)}$$

Fig 3.10: The adaptive filter coefficients near to the steady state when using the LMS algorithm.

$$(a) \left(\frac{S}{N}\right)_{in} = 8\text{db}, \quad (b) \left(\frac{S}{N}\right)_{in} = -2\text{db}.$$



ציור 3.11: מקדמי המסנן האדפטיבי קרוב למצב המתמיד כאשר משתמשים באלגוריתם SIGN.  $(\frac{S}{N})_{in} = -2\text{db}$  (א),  $(\frac{S}{N})_{in} = 8\text{db}$  (ב).

Fig 3.11: The adaptive filter coefficients near to the steady state when using the SIGN algorithm.

(a)  $(\frac{S}{N})_{in} = 8\text{db}$ , (b)  $(\frac{S}{N})_{in} = -2\text{db}$ .

## מסקנות 3.5

## 3.5.1 השפעת הפרמטרים השונים על ביצועי המסנן כאשר משתמשים באלגוריתם LMS

מתוך תוצאות הסימולציות שנערכו (ראה גם טבלאות B.1-B.5) ניתן להגיע למספר מסקנות.

א. מהירות ההתכנסות של התהליך האדפטיבי תלויה במקדם הצעד  $\mu$ . ככל שמקדם הצעד  $\mu$  גדול יותר נקבל התכנסות מהירה יותר (ראה ציור 3.3), זאת בתנאי שהתהליך האדפטיבי בכלל מתכנס. עבור המקרים שנבדקו, התהליך האדפטיבי מתכנס גם כאשר מקדם הצעד  $\mu = 0.016$ . כאשר מקדם הצעד  $\mu = 0.00025$ , התהליך האדפטיבי לא מספיק להתכנס לחלוטין תוך 900 איטרציות.

נשווה את קבוע הזמן של התכנסות ה-MSE הנתון על ידי (1.43), בהנחה כי כל הערכים העצמיים שווים, לתוצאה המתקבלת מציור 3.2 (א) למשל:

$$\tau_{\text{MSE}} = \frac{1}{4\mu\lambda} = \frac{N}{4\mu \cdot \text{Trace}(\underline{R})} = \frac{12}{4 \cdot 0.001 \cdot 6} = 500$$

$$\text{Trace}(\underline{R}) = \sum_{k=1}^{12} x_k^2 = 6 \quad \begin{array}{l} \text{כאשר: } \mu = 0.001 \\ N = 12 \end{array} \quad (3.11)$$

מתוך ציור 3.2 (א) מתקבל בקרוב  $\tau_{\text{MSE}} \approx 150$ .

מסתבר אפוא כי ניתן להעריך רק את סדר הגודל של קבוע זמן ההתכנסות, וזאת בגלל ההנחה של שוויון הערכים העצמיים. יחד עם זה, התלות של מהירות ההתכנסות במקדם הצעד  $\mu$ , כפי שמתקבל מתוצאות הסימולציות, מתאימה לתלות הנתונה על ידי (1.43).

ב. כאשר אות הכניסה למערכת מורכב מאות מחזורי ורעש, ביצועי המסנן במצב מתמיד טובים, ככל שמקדם הצעד  $\mu$  קטן יותר. (עבור  $\mu = 0.00025$ ) לא התקבלו בסימולציה הביצועים הטובים ביותר, כיון שהתהליך האדפטיבי עדיין לא התכנס למצב המתמיד). תוצאות אלה מתאימות לציפיות, כיון שמקדם אי-הכוון (Misadjustment) קטן ככל שמקדם הצעד  $\mu$  קטן יותר.

ג. ככל שמספר המקדמים במסנן האדפטיבי  $N$  גדול יותר, ביצועי המסנן במצב מתמיד טובים יותר. הסיבה לכך היא שהמסנן האדפטיבי בשימוש הנבדק מתנהג בקרוב כמסנן מתואם לאות סינוסואידלי ורוחב-הסרט שלו קטן ככל שמספר המקדמים  $N$  גדול יותר. מצד שני, מקדם אי-הכוון (Misadjustment) גדל ככל שמספר המקדמים  $N$  גדול יותר, אך בתנאים הנבדקים יש השפעה יחסית קטנה למקדם אי-הכוון על ביצועי המסנן במצב מתמיד.

רוחב הסרט  $B$  של המסנן המתואם נתון על-ידי:

$$B = \frac{f_s}{N} \quad (3.12)$$

רוחב הסרט של הרעש בכניסה הוא:

$$NBW = \frac{f_s}{2} \quad (3.13)$$

לכן השיפור הצפוי ביחס אות לרעש יהיה:

$$\gamma \triangleq \frac{(S/N)_{out}}{(S/N)_{in}} = \frac{NBW}{B} = \frac{N}{2} \quad (3.14)$$

עבור  $N=12$  למשל צפוי שיפור של פי 6 ביחס אות לרעש, כלומר שפור של כ- 8 db. תוצאות אלה מתאימות לתוצאות הסימולציות (ראה טבלאות B.2 ו-B.5).

מתוך ציור 3.10 ניתן לראות כי תגובת המסנן היא אמנם כתגובה של מסנן מתואם לאות סינוסואידלי בקרוב.

ד. גודל ההשהייה  $\Delta$  אינו קריטי והשפעתו על ביצועי המסנן קטנה ביותר. הדבר נכון בתנאי שההשהייה  $\Delta$  מבטיחה חוסר קורלציה בין דגימות הרעש לפני ההשהייה ואחריה. עבור רעש לבן דגום מספיק לקחת השהייה של דגימה אחת על מנת להבטיח את התנאי הנ"ל.

ה. ככל שמספר הדגימות למחזור גדול יותר, ביצועי המסנן במצב מתמיד משתפרים, אך לא בצורה משמעותית. מספר הדגימות למחזור, כאשר עובדים בהשהייה  $\Delta$  קבועה, קובע את מידת הקורלציה בין מרכיב האות המחזורי

לפני ההשקיה ואחריה, אך כאמור לגורם זה השפעה קטנה בלבד על הביצועים במצב מתמיד. לכן יש לצפות כי המסנן האדפטיבי יחאים לשימוש עם אותות בתחום רחב של תדירויות.

### 3.5.2 השפעת הפרמטרים השונים על ביצועי המסנן כאשר משתמשים באלגוריתם SIGN.

כיון שאלגוריתם ה-SIGN מהווה קרוב לאלגוריתם ה-LMS, ניתן באופן כללי לצפות להתנהגות דומה של ביצועי המסנן בתלות בפרמטרים השונים כפי שהתקבלו בבדיקות אלגוריתם ה-LMS.

מתוך תוצאות הסימולציות, כמו קודם, ניתן להגיע למספר מסקנות.

א. מהירות ההתכנסות של התהליך האדפטיבי כצפוי תלויה במקדם הצעד  $\mu$ , ככל שמקדם הצעד  $\mu$  גדול יותר נקבל התכנסות מהירה יותר (ראה ציור 3.5), הדבר נכון בתנאי שהתהליך האדפטיבי אמנם מתכנס. בתנאי הבדיקה התהליך האדפטיבי אינו מתכנס כאשר מקדם הצעד  $\mu=0.016$ . עבור  $\mu=0.004$  התהליך האדפטיבי עדיין מתכנס.

ב. הביצועים במצב מתמיד נעשים טובים יותר ככל שמקדם הצעד  $\mu$  קטן יותר. הסיבה לכך היא תופעת אי-הכוון (Misadjustment) בדומה למקרה כאשר משתמשים באלגוריתם ה-LMS.

ג. השפעת מספר מקדמי המסנן  $N$  על הביצועים קטנה ביותר. הסיבה לכך היא ההשפעה הגדולה יחסית של מקדם אי-הכוון על הביצועים במצב מתמיד אשר מקזזת את השפעת רוחב הסרט של המסנן המתואם. כידוע, הגדלת מספר המקדמים  $N$  גורמת להגדלת מקדם אי-הכוון.

ד. עבור המקרים שנבדקו, לגודל ההשהייה  $\Delta$  יש השפעה קטנה בלבד על ביצועי המסנן. הדבר נובע מאותן הסיבות כמו במקרה של שימוש באלגוריתם ה-LMS.

ה. גם כאשר מחליפים את אלגוריתם ה-LMS באלגוריתם SIGN, אין למספר הדגימות למחזור השפעה גדולה על ביצועי המסנן במצב מתמיד, אם כי הקטנת מספר הדגימות למחזור גורמת לקילקול מסויים של הביצועים.

באופן כללי ניתן לומר כי בשימוש באלגוריתם ה-SIGN יש השפעה דומה לפרמטרים השונים על ביצועי המסנן כמו במקרה של שימוש באלגוריתם ה-LMS.

3.5.3 השוואה בין אלגוריתם ה-LMS לבין אלגוריתם ה-SIGN.

מתוך תוצאות הסימולציות המוצגות בצירים 3.2 עד 3.11 וטבלאות B.1 עד B.5 ניתן לעשות השוואה בין ביצועי כל אחד מהאלגוריתמים.

- א. ההתכנסות של התהליך האדפטיבי מהירה יותר כאשר משתמשים באלגוריתם ה-SIGN במקום אלגוריתם ה-LMS באותם התנאים ועם אותם הפרמטרים, על כן מבחינת מהירות ההתכנסות יש לאלגוריתם ה-SIGN עדיפות על אלגוריתם ה-LMS.
- ב. ביצועי המסנן במצב מתמיד כאשר משתמשים באלגוריתם ה-LMS הם במידת מה טובים יותר מאשר הביצועים בשימוש באלגוריתם ה-SIGN. הסיבה העיקרית לכך היא שכאשר משתמשים באלגוריתם ה-SIGN, מקדם אי-הכוון (Misadjustment) הוא גדול יותר מאשר בשימוש באלגוריתם ה-LMS באותם התנאים.
- ג. המערכת האדפטיבית יציבה יותר כאשר משתמשים באלגוריתם ה-LMS עם אותם הפרמטרים כמו בשימוש באלגוריתם ה-SIGN. עבור מקדם צעד  $\mu=0.016$  התהליך האדפטיבי לא התכנס כאשר השתמשנו באלגוריתם ה-SIGN, לעומת זה בשימוש באלגוריתם ה-LMS עם מקדם צעד  $\mu=0.016$  התהליך האדפטיבי התכנס.
- ד. עבור מספר מקדמים  $N=12$  אין הבדל גדול בביצועי המסנן האדפטיבי במצב מתמיד בשימוש ב-2 האלגוריתמים. כאשר מספר המקדמים  $N$  גדול יותר, הביצועים בשימוש באלגוריתם ה-LMS נעשים טובים יותר לעומת הביצועים בשימוש באלגוריתם ה-SIGN.

פרק 4: תכנון וממוש של מסנן אדפטיבי

4.1 שיקולי תכנון וממוש

פרק זה דן בממוש של מסנן אדפטיבי כללי לעבוד אותות. למסנן מסופק אות כניסה אנלוגי מוגבל סרט  $x(t)$  ו- "הגובה רצויה" אנלוגית  $d(t)$  ותפוקת המסנן היא אות אנלוגי  $y(t)$ . בעזרת שנויים קלים ותוספות של מעגלי עזר, המתוארים בהמשך, ניתן להתאים את המסנן לשמוש כמערכת אדפטיבית לבטול הפרעות או כמשוון אדפטיבי (Adaptive equalizer).

המסנן האדפטיבי הכללי מורכב משלשה חלקים עיקריים:

א. יחידת עבוד קדם, בעלת כניסה אחת ו-  $N$  יציאות, אשר קולטת את אות הכניסה האנלוגי  $x(t)$ , ו-  $N$  היציאות שלה מהוות את וקטור הכניסה ה-  $N$  מימדי  $\underline{X}$ , המורכב מ-  $N$  דגימות עוקבות של האות  $x(t)$ , כפי שנתון על-ידי (4.1).

$$\underline{X}(j) = \underline{X}(jT) = \begin{bmatrix} x\{(j-1)T\} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x\{(j-N)T\} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

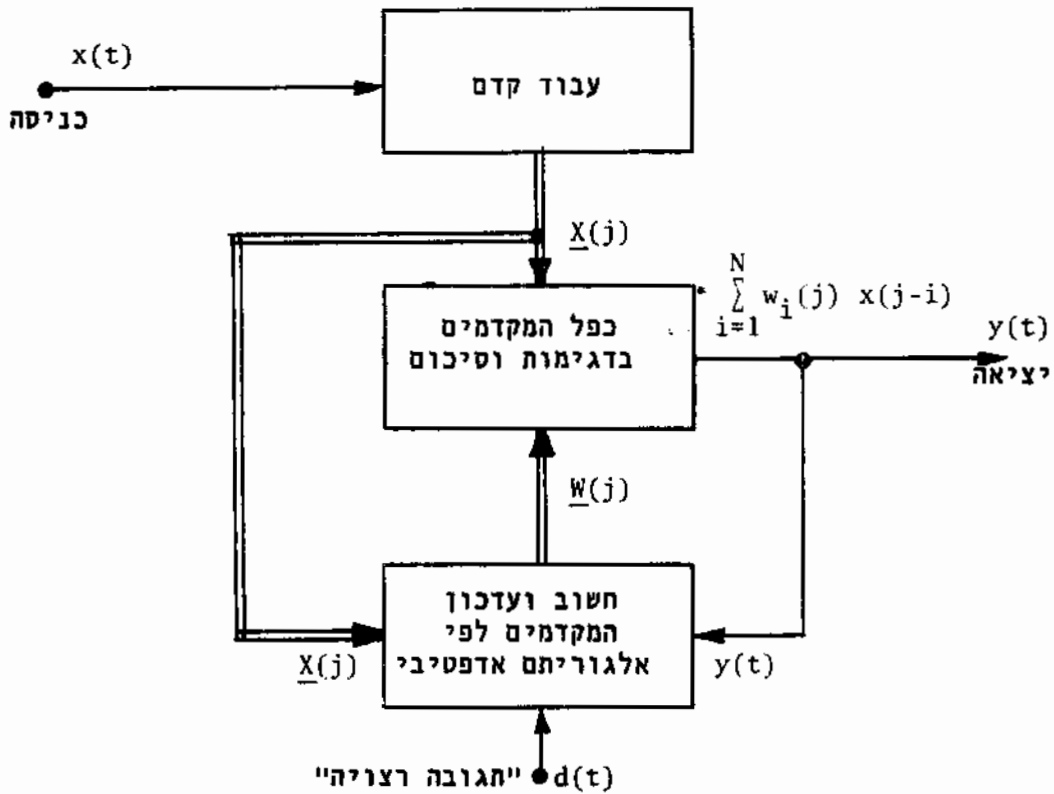
ב. יחידת כפל של  $N$  מקדמים אדפטיביים  $w_i(j)$  ו-  $N$  יציאות של יחידת עבוד הקדם  $x(j-i)$ ,  $(i=1, \dots, N)$ .

הסכום המשוקלל מהווה את יציאת המסנן האדפטיבי

$$y(j) = y(jT) = \sum_{i=1}^N w_i(j) \cdot x(j-i)$$

ג. מערכת לחשוב וקטור המקדמים החדש לפי האלגוריתם האדפטיבי הרצוי ואמצעי לעדכון המקדמים.

תאור סכימתי של המסנן מובא בצירור 4.1.



צירור 4.1: תאור סכימתי של מסנן אדפטיבי.

Fig 4.1: Schematic diagram of an adaptive filter.

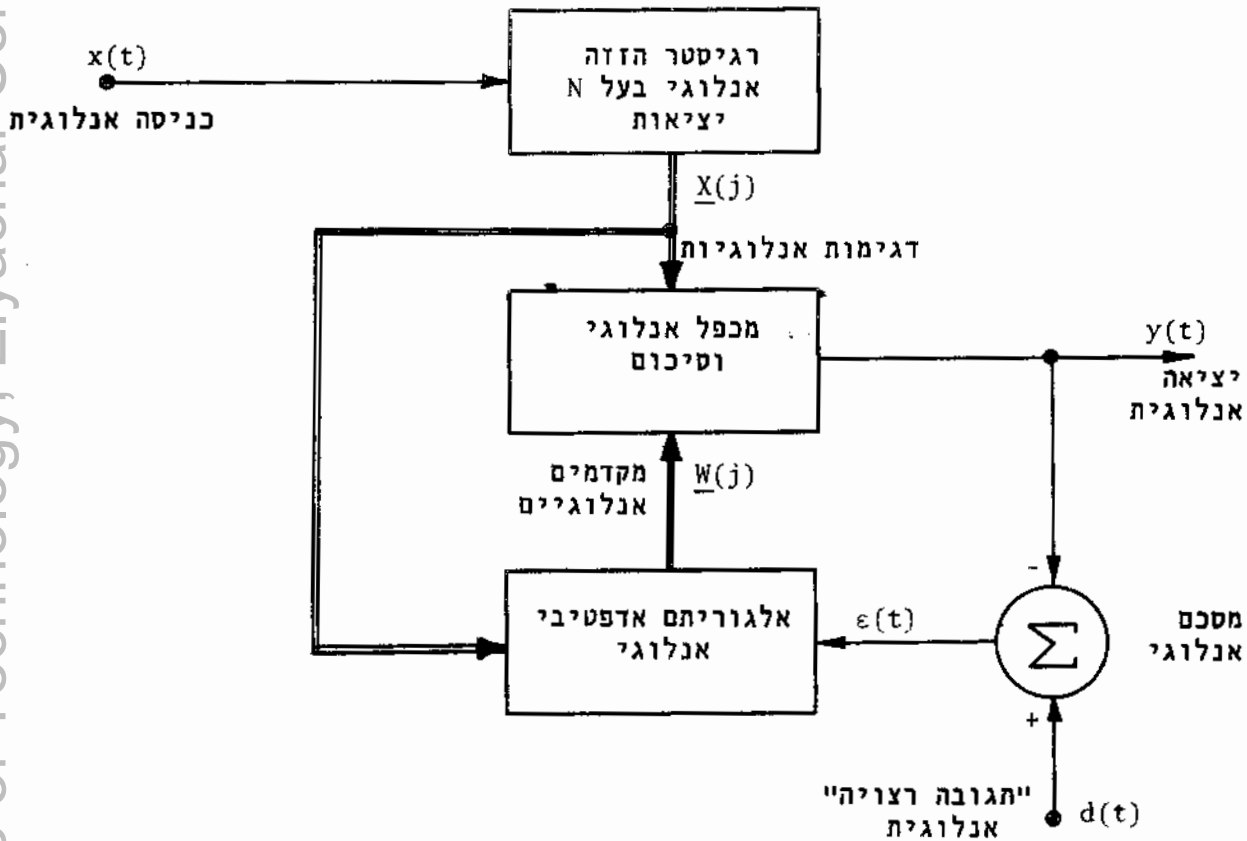
בתכנון המסנן האדפטיבי שי לבחון את אפשרויות הממוש הבאות [18]:

1. ממוש אנלוגי.
2. ממוש סיפרתי.
3. ממוש היברידי.

4.1.1 ממוש אנלוגי

תאור סכימתי של מסנן אדפטיבי אנלוגי מובא בצירור 4.2.





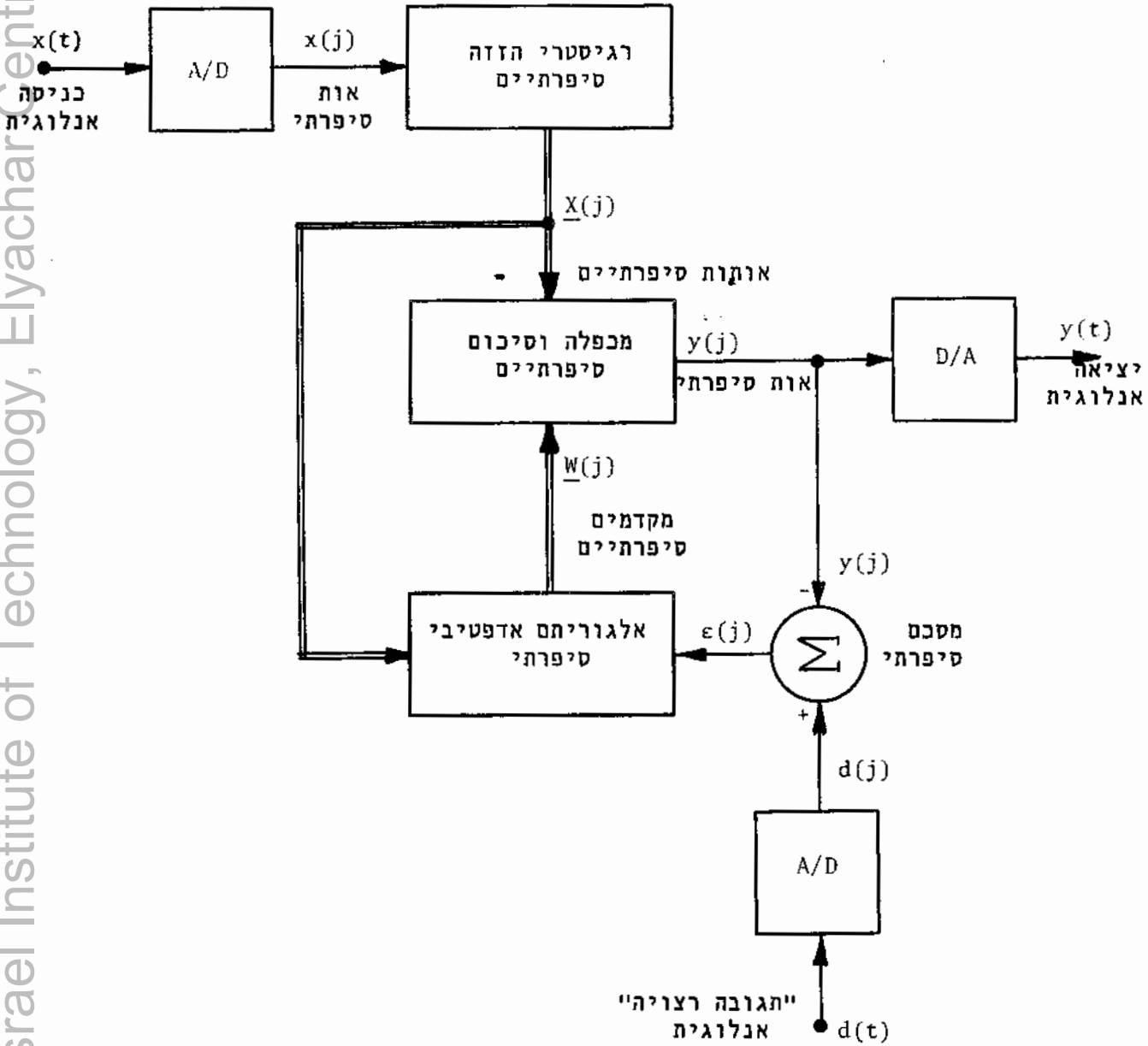
ציור 4.2: מסנן אדפטיבי אנלוגי.

Fig 4.2: Analog adaptive filter.

המסנן מורכב מרגיסטר הזזה אנלוגי בעל N יציאות, ממכפלים ומסכמים אנלוגיים ואינטגרטורים. יתרון הממוש האנלוגי הוא בכך שאין צורך להשתמש בממירים אנלוגיים-לסיפרתיים (A/D) וממירים סיפרתיים-לאנלוגיים (D/A) וממוש המסנן באופן כללי הוא פשוט. החסרון הבולט בממוש כזה הוא מגבלות ביצועי המסנן בגלל התופעה של הצטברות אי-דיוקים במעגלים האנלוגיים.

4.1.2 ממוש סיפרתי

על מנת להתגבר על מגבלות הממוש האנלוגי, מוצע הממוש הסיפרתי המתואר בציור 4.3.



ציור 4.3: ממוש סיפרתי של מסנן אדפטיבי.

Fig 4.3: Digital realization of an adaptive filter.

אות הכניסה האנלוגי  $x(t)$  מומר לאות סיפרתי  $x(j)$  באמצעות ממיר אנלוגי-לסיפרתי (A/D). בצורה דומה, "התגובה הרצויה"  $d(t)$  מומרת באמצעות ממיר אנלוגי-לסיפרתי (A/D) אחר לאות סיפרתי  $d(j)$ . יחידת עבוד הקדם ממומשת על-ידי רגיסטרי הזזה סיפרתיים בעלי  $N$  יציאות. המכפלים, המסכמים וגם האלגוריתם האדפטיבי הם סיפרתיים. אות היציאה  $y(t)$  מתקבל באמצעות ממיר סיפרתי-לאנלוגי (D/A).

החסרון העיקרי בממוש סיפרתי של המערכת היא מגבלת המהירות. קצב הדגימה מוגבל על ידי מהירות החשוב של היחידות האריתמטיות ומהירות ההמרה של האותות האנלוגיים לאותות סיפרתיים באמצעות ממירים אנלוגיים לסיפרתיים (A/D). מהירות זו תלויה באורך המילה הסיפרתית המתאימה לכל דגימה של אות ולכל מקדם. אם אורך המילה קטן, נקבל שגיאת קיצוץ (או העגלה) גדולים, העלולים להגביל את ביצועי המערכת אפילו יותר מאשר במימוש האנלוגי.

ככל שאורך המילה גדול יותר, הדיוק בחשוב טוב יותר, אך מהירות החשוב קטנה יותר. חסרונות נוספים במימוש הסיפרתי הם כמות גדולה של חומרה הדרושה לממוש המערכת ובעיות תחום דינמי (גלישה).

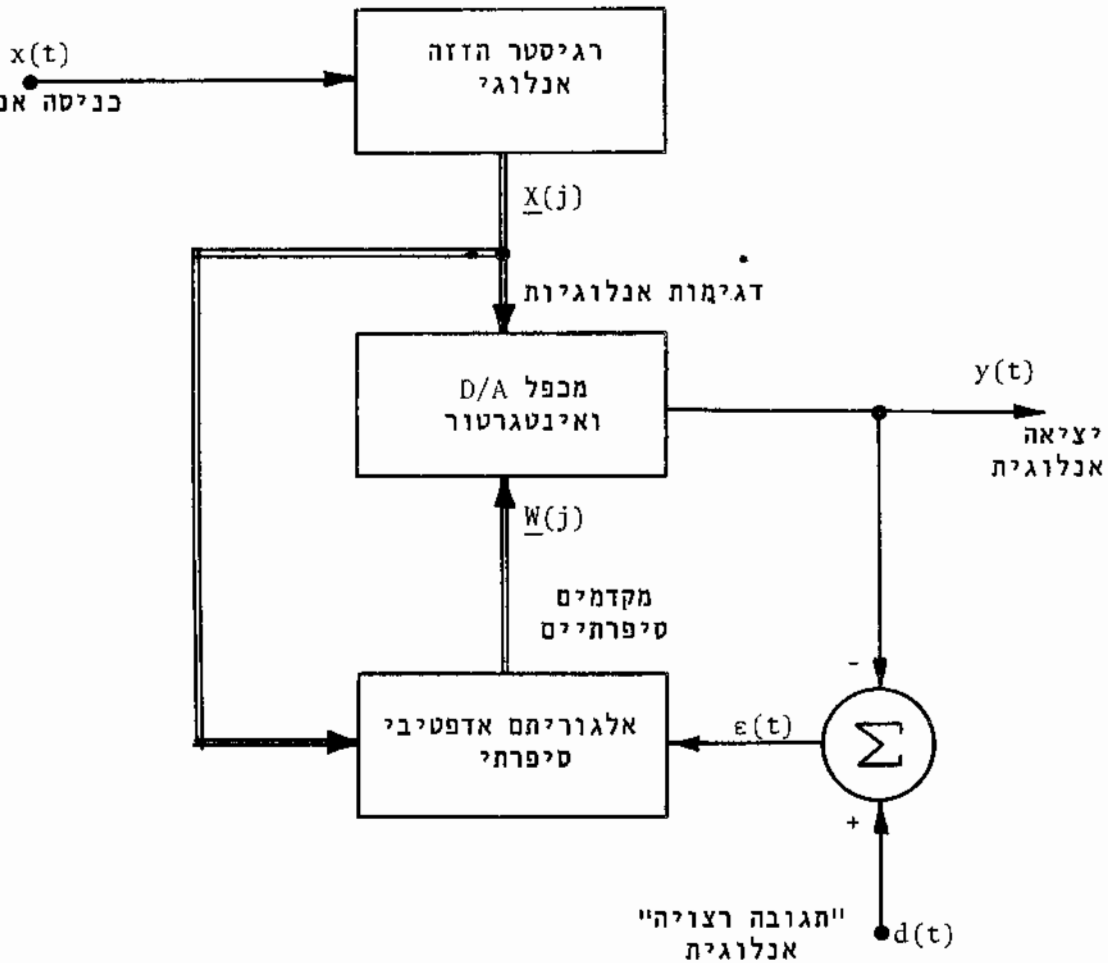
#### ממוש היברידי

4.1.3

ממוש היברידי של המסנן האדפטיבי משלב מעגלים אנלוגיים וסיפרתיים וכתוצאה מכך כמות החומרה קטנה בהרבה מאשר במימוש סיפרתי. יחד עם זה הממוש מאפשר לקבל דיוק טוב. אם משתמשים באלגוריתם ה-SIGN לצורך האדפטציה אזי עדכון המקדמים נעשה בצורה פשוטה ואין צורך במכפלים או בממירים אנלוגיים לסיפרתיים (A/D) לממוש האלגוריתם. המסנן האדפטיבי במימוש היברידי המבוסס על אלגוריתם SIGN מתואר בצירור 4.4.

חשוב המקדמים ועדכונם נעשה באופן סיפרתי, באמצעות אלגוריתם אדפטיבי סיפרתי. הדבר מאפשר לקבל את המקדמים בצורה מדויקת ומאפשר לבצע עדכונים קטנים בכל צעד איטרטיבי, כלומר לעבוד עם מקדם-צעד  $\mu$  קטן (בתנאי שאורך המילה הסיפרתית מספיק גדול), דבר שקשה לבצע באופן אנלוגי בדיוק סביר. עבוד הקדם של אות הכניסה מבוצע באמצעות רגיסטר הזזה אנלוגי בעל  $N$  יציאות, ללא צורך בממיר אנלוגי-לסיפרתי (A/D). הכפל בין הדגימות האנלוגיות והמקדמים הסיפרתיים מבוצע על ידי מכפל סיפרתי-אנלוגי (Multiplying D/A) והסיכום באמצעות אינטגרטור. יציאת המסנן  $y(t)$  מתקבלת ישירות, ללא צורך בממיר סיפרתי לאנלוגי (D/A). גם אות השגיאה  $\varepsilon(t)$

מתקבל ישירות מ"התגובה הרצויה"  $d(t)$  ומיציאה המסונן  $y(t)$  על ידי מסכם אנלוגי.



ציור 4.4: ממוש היברידי של מסנן אדפטיבי.

Fig 4.4: Hybrid realization of an adaptive filter.

4.2 נתוני המערכת

בגלל הפשטות היחסית של המערכת בממוש היברידי הוחלט לממש את המסנן האדפטיבי בצורה זו. על סמך חקירת האלגוריתמים האדפטיביים על ידי סימולציות, נבחר אלגוריתם ה-SIGN לצורך האדפטציה, וזאת בהתחשב בפשטות ממוש אלגוריתם זה בחומרה, לעומת אלגוריתם ה-LMS. תוצאות הסימולציות

עבור אלגוריתם ה-SIGN מראות, שבמקדם צעד  $\mu$  קטן ביצועי המסנן טובים יותר מאשר במקדם צעד  $\mu$  גדול, לכן הוחלט על אפשרות לעבוד עם מקדם צעד  $\mu$  קטן עד כדי  $2^{-12} \approx 0.00025$ . עדכון המקדמים בשעורים כה קטנים אינה אפשרית בצורה אנלוגית בגלל שגיאות ה-offset ובעיות סחיפה שהן מאותו סדר גודל, לכן יש צורך לעדכן את המקדמים באופן סיפרתי, ואורך המילה הסיפרתית הדרושה לכך היא 12 סיביות לפחות.

מספר המקדמים של המסנן N נבחר כ-12 מתוך השיקולים הבאים:

1. קיום התקן משולב TAD-12 (מתוצרת Reticon) המאפשר ממוש יחידת עבוד הקדם בצורה פשוטה. באמצעות מעגל משולב אחד ניתן לממש מסנן בעל 12 מקדמים.
2. מספר מקדמים N גדול יותר, כגון 24 או 36, מסרבול את ממוש המערכת ומקטין את מהירות הפעולה, בהנחה שפעולות החשוב מבוצעות בצורה טורית.
3. עבור השימושים עם טון בודד ורעש אין שיפור ניכר בביצועי המערכת כאשר מספר המקדמים גדול יותר, כפי שניתן ללמוד זאת מתוך הסימולציות.

ניתן לסכם את נתוני המערכת בצורה הבאה:

א. חשוב ועדכון המקדמים לפי אלגוריתם אדפטיבי SIGN, כלומר

$$\Delta w_i(j) = 2\mu \cdot \text{Sign}[\epsilon(j)] \cdot \text{Sign}[x(j-i)] \quad (i=1, \dots, 12) \quad (4.2)$$

- ב. מספר המקדמים  $N=12$ .
- ג. אורך המילה של המקדמים הסיפרתיים 12 סיביות בייצוג משלים ל-2.
- ד. מקדם הצעד  $\mu$  ניתן לשנוי לפי הצורך בגבולות  $2^{-7} \div 2^{-12}$ .
- ה. תדר הדגימה 20 KHz לפחות.
- ו. אותות הכניסה והיציאה אנלוגיים בגבולות  $+2.5V \div -2.5V$  וברוחב סרט של עד 3 KHz לפחות.
- ז. אפשרות להשייה מוקרת של אות הכניסה  $x(t)$  בגבולות  $\Delta = 2 \div 16$  מחזורי דגימות.

4.3 תאור כללי של המערכת

דיאגרמת מלבנים כללית של המערכת מובאת בציור 4.5. יחידת עבוד הקדם בנויה מקו השהייה אנלוגי מבוקר שעון בעל 12 יציאות מקבילות  $x(j-1), \dots, x(j-12)$ . כפל זגימות האות האנלוגי  $x(j-i)$  במקדמים הסיפרתיים  $w_i(j)$ ,  $(i=1, \dots, 12)$ , מבוצע בצורה טורית באמצעות מכפל סיפרתי-אנלוגי (Multiplying D/A) יחיד, כאשר בוררים את הדגימה המתאימה  $x(j-i)$  למקדם המתאים  $w_i(j)$  באמצעות בורר אנלוגי (Multiplexer). באמצעות האינטגרטור ומעגל S&H נקבל את הסכום:

$$y(j) = \sum_{i=1}^{12} w_i(j) \cdot x(j-i) \quad (4.3)$$

שהוא מהווה את יציאת המסנן.

אות השגיאה  $\epsilon(j)$  מתקבל על-ידי הפרש בין "התגובה הרצויה"  $d(j)$  ויציאת המסנן  $y(j)$  והדבר מבוצע באמצעות מגבר הפרש. לפי אלגוריתם האדפטיבי שנבחר צריכים לעדכן את המקדמים בגודל הנתון על-ידי (4.2). האלגוריתם ממומש באמצעות שני מבחנים (Comparators) המפיקים את  $\text{Sign}[\epsilon(j)]$  ואת  $\text{Sign}[x(j-i)]$  ושער XOR יחיד המפיק את המכפלה  $\text{Sign}[\epsilon(j)] \cdot \text{Sign}[x(j-i)]$ . המקדמים הסיפרתיים  $w_i(j)$ ,  $(i=1, \dots, 12)$ , מאוחסנים בצורה טורית, זה אחר זה, ב-12 רגיסטרי הדזה מקביליים, רגיסטר אחד עבור כל אחד מהסיביות, וזאת על מנת לאפשר פעולה יותר מהירה של המערכת.

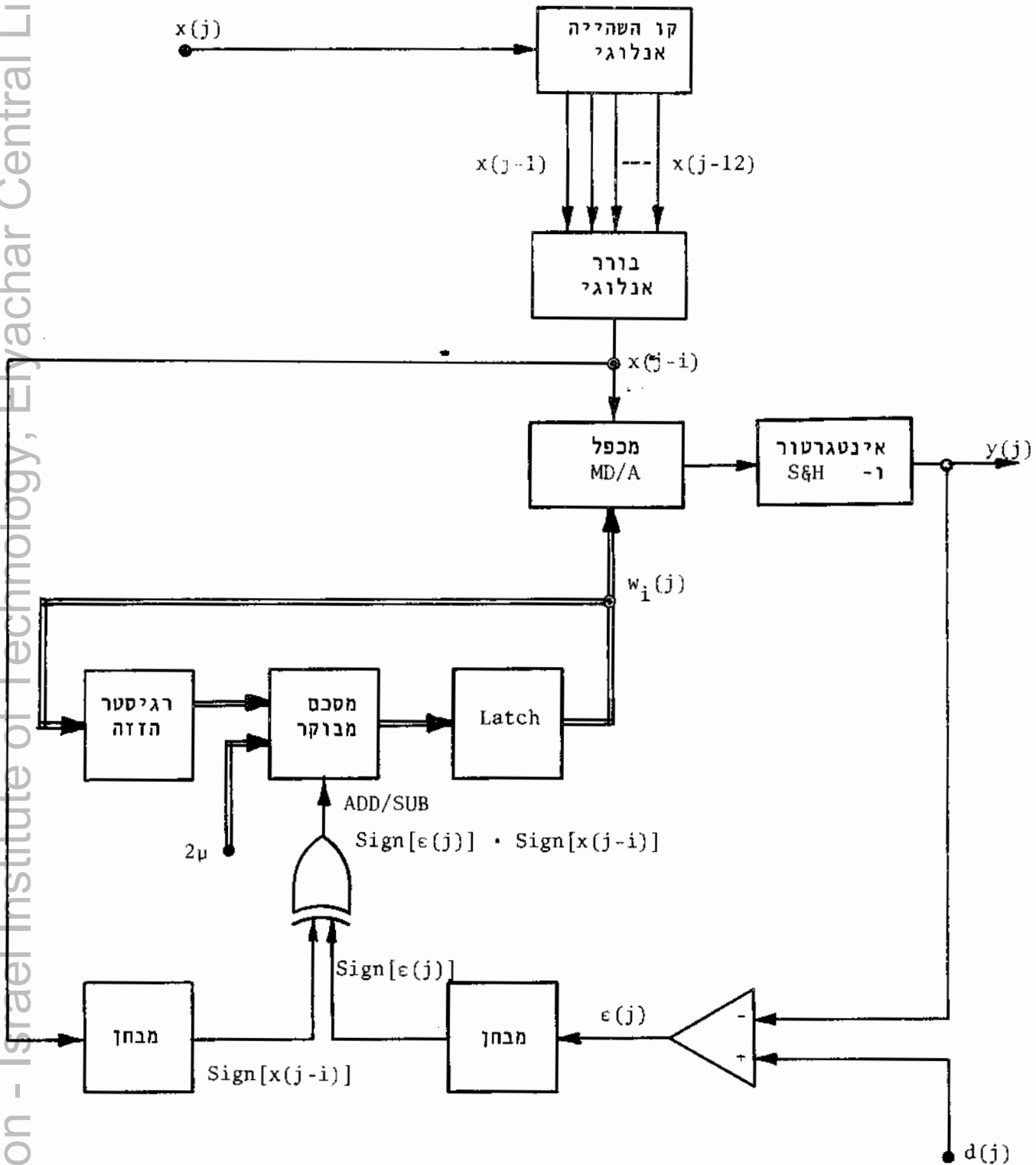
עדכון המקדמים מבוצע באמצעות מסכם בינרי של 12 סיביות העובד בשיטת משלים ל-2. מסכם זה מבוקר על-ידי יציאת השער XOR הקובע באיזה כוון מבוצע השנוי בגודל  $2\mu$  בכל אחד מהמקדמים  $w_i(j)$ . התוצאה המעודכנת מאוחסנת ב-Latch של 12 סיביות והיא מוטענת חזרה לרגיסטר האחסון וכן לכניסה הסיפרתית של המכפל הסיפרתי-אנלוגי (MD/A). פעולת המערכת כולה מבוקרת על-ידי מערכת בקרה הדואגת להפעלה וזימון מתאים של היחידות השונות.

נתאר בקצרה ביצוע של צעד איטרטיבי אחד. כל צעד מבוצע בשתי פזות:

א. חשוב יציאת המסנן  $y(j)$  ואות השגיאה  $\epsilon(j)$ .

ב. חשוב  $\text{Sign}[\Delta w_i(j)]$ ,  $(i=1, \dots, 12)$ , ועדכון המקדמים.

אחרי ביצוע 2 הפזות הפעולה של המערכת חוזרת על עצמה בצורה מחזורית.



ציור 4.5: דיאגרמת מלבנים כללית של המסנן האדפטיבי.

Fig 4.5: Simplified block diagram of the adaptive filter.

פזה א':

האינטגרטור מאופס בתחילת המחזור. הבורר האנלוגי בורר בצורה טורית את היציאות  $x(j-i)$ ,  $(i=1, \dots, 12)$ , ובצורה סינכרונית פולט ה-Latch, זה אחר זה, את המקדמים  $w_i(j)$ . בגמר הפזה יציאת האינטגרטור נותנת את התוצאה הרצויה

$$y(j) = \sum_{i=1}^{12} w_i(j) \cdot x(j-i)$$

ותוצאה זו מוחזקת קבועה על-ידי המעגל S&H עד למחזור הבא, ולכן גם אות השגיאה  $\varepsilon(j)$  ישאר קבוע עד למחזור הבא.

פזה ב':

הבורר האנלוגי בורר שוב את אותן הדגימות  $x(j-i)$ ,  $(i=1, \dots, 12)$ , הפעם לצורך האלגוריתם האדפטיבי לעדכון המקדמים. כל אחד מהמקדמים  $w_i(j)$  מעודכן בגודל  $\Delta w_i(j)$  ומתקבלים המקדמים החדשים  $w_i(j+1)$ ,  $(i=1, \dots, 12)$ . בגמר הפזה מוזזות הדגימות בקו ההשהייה האנלוגי ביחידת השהייה אחת, וחוזרים לפזה א'.

תאור יחידת עבוד הקדם

4.4

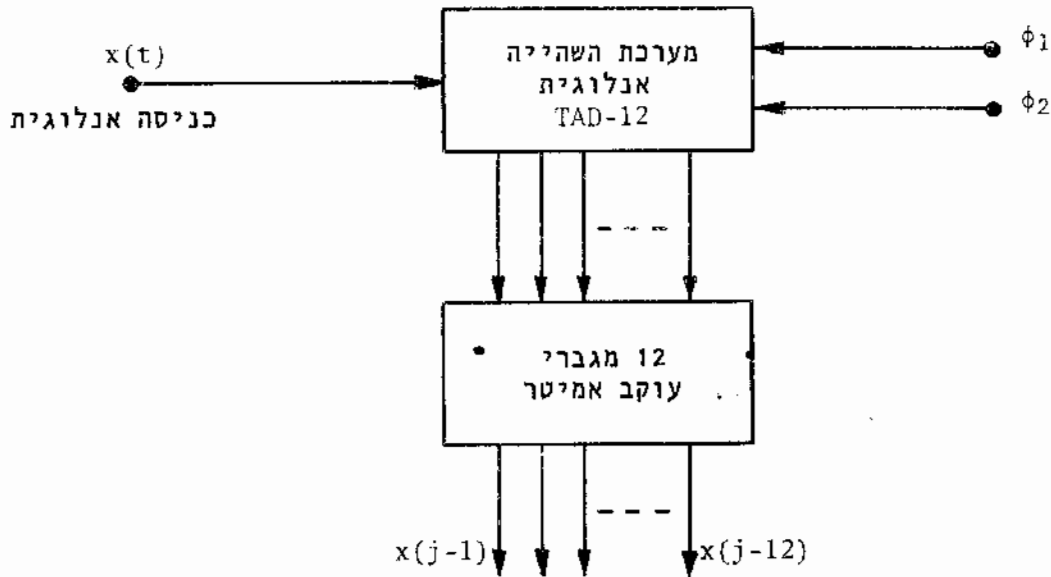
תאור של יחידת עבוד הקדם מובא בצירור 4.6.

החלק העיקרי של היחידה הוא מערכת השהייה אנלוגית, מבוקרת שעון, בעלת 12 יציאות. מערכת השהייה זו ממומשת באמצעות מעגל משולב יחיד TAD-12.

ההתקן מאפשר אחסון של אותות אנלוגיים ושיחזורם כעבור השהייה מתאימות בכל אחת מ-12 היציאות הנפרדות. מערכת ההשהייה מבוקרת על-ידי 2 פולסי שעון קומפלימנטריים  $\phi_1$  ו- $\phi_2$ . אות הכניסה נדגם ודגימות חדשות מופיעות ב-12 היציאות בכל מעבר של פולסי השעון. למרות שהמבנה הפנימי של ההתקן שונה ממבנה רגיסטר הזדה אנלוגי (הממומש למשל באמצעות מעגלי BBD או CCD), פעולתו אקוילנטי לפעולת רגיסטר הזדה אנלוגי בעל 12 יציאות. תאור ההתקן ונתוניו מופיעים בנספח ד'.

12 היציאות של מערכת ההשהייה מחוברות ל-12 מגברים חוצצים, שתפקידם להתאים אימפדנסים בין הכניסות למעגל הבורר האנלוגי ויציאות המעגל TAD-12. מגברים אלה ממומשים על-ידי 12 מעגלי עוקב אמיטר פשוטים. התאור המלא של המעגל מופיע בנספח ג'.





ציור 4.6: יחידת עבוד הקדם.

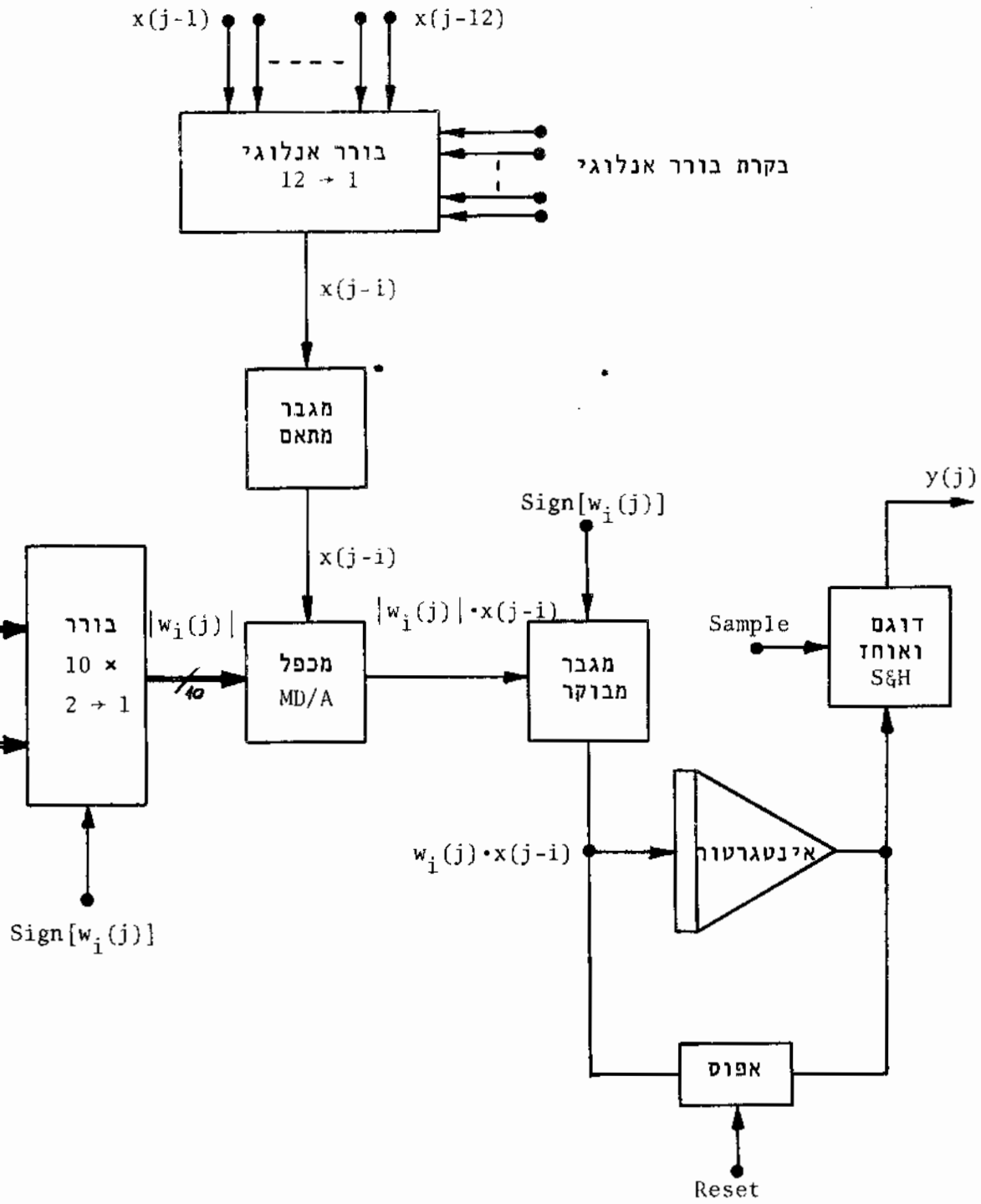
Fig 4.6: The preprocessor unit.

תאור היחידה לחשוב יציאת המסנן

4.5

ציור 4.7 מתאר את היחידה לחשוב יציאת המסנן  $y(j)$ . היחידה כוללת בורר אנלוגי (Multiplexer) שתפקידו לברור בצורה טורית, זה אחר זה את הדגימות  $x(j-i)$ ,  $(i=1, \dots, 12)$ , הנמצאות ב-12 היציאות של יחידת עבוד הקדם. הבורר ממומש באמצעות 12 מתגים אנלוגיים בילטרליים המיוצרים בטכנולוגיית CMOS. יציאות המתגים מחוברים ביניהם ומהווים את יציאת הבורר. יחידת הבקרה דואגת לכך שכל אחד מהמתגים מופעל ברגע הנכון.

מכיון שיציאות יחידת עבוד הקדם מונחתות ומוזזות ברמת D.C. קבועה לעומת אות הכניסה  $x(t)$ , יש צורך במגבר מתאם על-מנת לקבל את הדגימות  $x(j-i)$  בעוצמה וברמת D.C. נכונה. ביציאת המגבר המתאם מופיעות זה אחר זה הדגימות האנלוגיות  $x(j-i)$ ,  $(i=1, \dots, 12)$ , ובצורה סינכרונית מופיעה בכניסה הסיפרתית של המכפל הסיפרתי-אנלוגי MD/A המילה הסיפרתית המייצגת את המקדם המתאים  $w_i(j)$ . יחידת הכופל הסיפרתי-אנלוגי MD/A אינה מתאימה למילה סיפרתית ביצוג משלים ל-2, לכן יש צורך להתאימה לכפל גם במספרים



ציור 4.7: יחידה לחישוב יציאת המסנן.

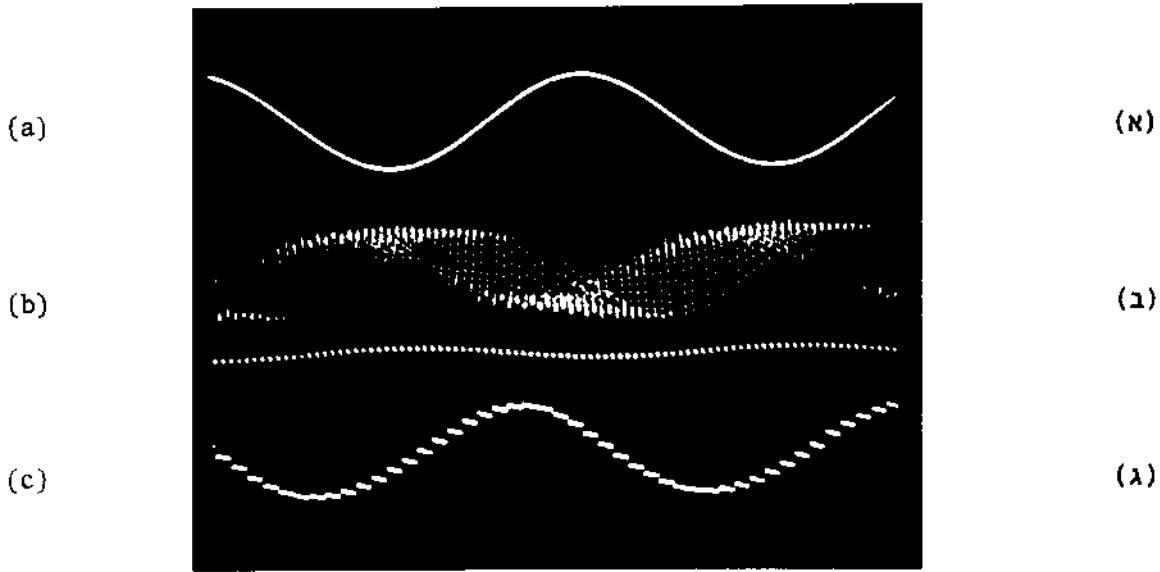
Fig 4.7: Unit for calculating the filter output.

שליליים. הדבר נעשה בצורה הבאה: הסיבית המשמעותית ביותר MSB של המילה הסיפרתית שביצוג משלים ל-2 קובעת האם המספר חיובי או שלילי. במידה והמספר חיובי, מתחברת לכניסה הסיפרתית של המכפל סיפרתי-אנלוגי MD/A, שהיא בעלת 10 סיביות בלבד, המילה הסיפרתית המתאימה למקדם המתאים  $w_1(j)$ , להוציא את הסיבית המשמעותית ביותר MSB, שהיא סיבית הסימן, ולהוציא הסיבית האחרונה LSB. אם  $w_1(j)$  שלילי, הרי שאז מתחבר לכניסה הסיפרתית של המכפל MD/A המשלים הלוגי של  $w_1(j)$ , כלומר כל אחת מהסיביות המתאימות מתחברת בצורה הפוכה, שוב להוציא את סיבית הסימן MSB והסיבית האחרונה LSB. בצורה כזאת המילה הסיפרתית בעלת 10 סיביות המתחברת לכניסה הסיפרתית של המכפל MD/A מתאימה לערך המוחלט של המקדם  $w_1(j)$ , כיון שהפעולה של הפיכת הסיביות עבור מספרים שליליים אקוילנטית להפיכת מספר מיצוג משלים ל-2 ליצוג סימן וערך, עד כדי הדיוק של הסיבית האחרונה LSB. הבחירה האם מתחבר  $w_1(j)$  ישירות או בצורה הפוכה לכניסה הסיפרתית של המכפל MD/A נעשית באמצעות בורר סיפרתי (Selector)  $10 \times 2 + 1$ , המבוקר על-ידי סיבית הסימן MSB. ביציאת המכפל סיפרתי אנלוגי MD/A מתקבלת התוצאה שהיא  $x(j-i) \cdot |w_1(j)|$ . על מנת לקבל את התוצאה הרצויה  $x(j-i) \cdot w_1(j)$  יש צורך להפוך את התוצאה כאשר  $w_1(j)$  שלילי ולקחת את התוצאה כפי שהיא כאשר  $w_1(j)$  חיובי. הדבר נעשה באמצעות מגבר מבוקר שהגברו יכול להיות + או -1. הגבר זה תלוי בסיבית הסימן MSB. ביציאת המגבר המבוקר מתקבלת התוצאה הרצויה  $x(j-i) \cdot w_1(j)$ . האינטגרטור, אשר מאופס בתחילת כל מחזור על-ידי מעגל האפוס, מבצע אינטגרציה של האות  $x(j-i) \cdot w_1(j)$ , שהוא אות אנלוגי דגום, לכן תוצאת האינטגרציה בגמר הפזה הראשונה מתאימה לתוצאה הרצויה של יציאת המסנן

$$y(j) = \sum_{i=1}^{12} w_1(j) \cdot x(j-i)$$

את התוצאה הזאת יש צורך לשמור עד למחזור הבא. הדבר נעשה באמצעות מעגל דוגם-אוחז (Sample & Hold) המבוקר ממערכת הבקרה. יציאתו נותנת את  $y(j)$  קבוע עד למחזור הבא.

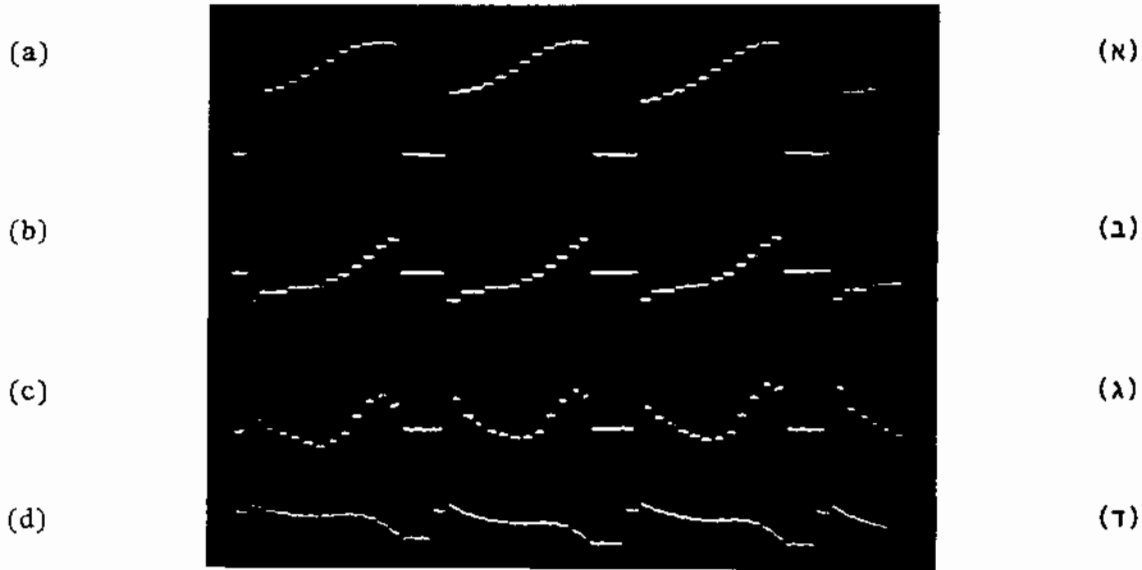
ציורים 4.8 ו-4.9 מראים צילומי אוטצילוסקופ של צורות הגלים בנקודות שונות של המערכת.



ציור 4.8: א. הכניסה למסנן  $x(t)$  - אות מחזורי סינוסואידלי.  
 ב. יציאת הבורר האנלוגי (Multiplexer)  $x(j-i)$ .  
 ג. יציאת המסנן  $y(j)$  (אחרי המעגל S&H).

Fig 4.8: a. The filter input  $x(t)$  - a sinusoidal signal.  
 b. The output of the analog multiplexer  $x(j-i)$ .  
 c. The filter output  $y(j)$  (after the S&H circuit).

בתמונה (ב) ניתן לזהות 12 סינוסואידות בתדר אות הכניסה, מוזזות אחת לעומת השניה במחזור הדגימה. קו הנקודות מתחת ל-12 הסינוסואידות מתקבל בגלל יציאת הבורר האנלוגי בתקופה בה לא בוררים אף אחד מדגימות האות (תקופת סרק). תמונה זו מתוארת גם בבסיס זמן מורחב בציור 4.9 (א).



**ציור 4.9:** א. דגימות האות האנלוגי  $x(j-i)$  (בכניסה ל-MD/A).  
 ב. מקדמי המסנן (אחרי מעגל עזר של D/A).  
 ג. יציאת המכפל MD/A.  
 ד. יציאת האינטגרטור.

**Fig 4.9:** a. The analog samples  $x(j-i)$  (input to the MD/A).  
 b. The filter coefficients (after a D/A converter).  
 c. The output of MD/A.  
 d. The output of the integrator.

המרווחים ברוחב של 4 מתזורי שעון מתאימים לתקופת הסרק, בה לא בוררים אף אחד מדגימות אות הכניסה. המקדמים הסיפרתיים הם אפס בתקופה זו. קיום תקופת סרק נובע מאורך שונה של הרגיסטר האנלוגי והרגיסטרים הסיפרתיים לאחסון המקדמים.

תאור יחידת האלגוריתם האדפטיבי

היחידה לחשוב ועדכון המקדמים לפי האלגוריתם האדפטיבי SIGN מתוארת בציור 4.10. היחידה מכילה מעגלים אנלוגיים וסיפרתיים כאחת. "התגובה הרצויה"  $d(t)$  נדגמת באמצעות מעגל דוגם-אוcho (Sample & Hold). אות השגיאה הדגום  $\epsilon(j)$  מתקבל ביציאת מגבר הפרש שכניסותיו הן דגימות של "התגובה הרצויה"  $d(j)$  ושל יציאת המסנן  $y(j)$ . באמצעות 2 מבחנים לאפס (Zero comparators) מפיקים מתוך  $\epsilon(j)$  את  $\text{Sign}[\epsilon(j)]$  ומתוך  $x(j-i)$  את  $\text{Sign}[x(j-i)]$ . שער XOR מפיק את האות:

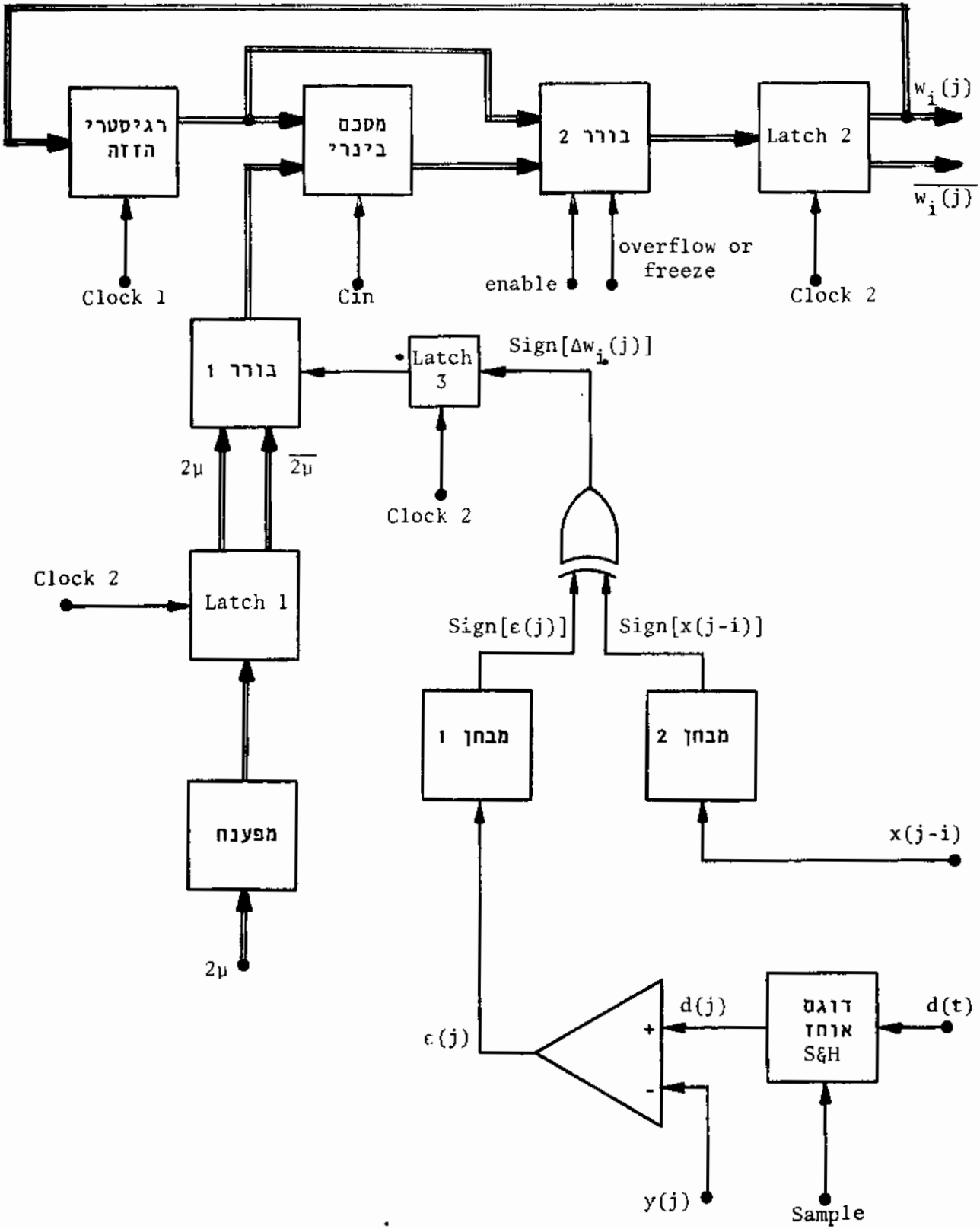
$$\text{Sign}[\Delta w_i(j)] = \text{Sign}[\epsilon(j)] \cdot \text{Sign}[x(j-i)]^* \quad (4.4)$$

המאוחסן ב-Latch 3. אות זה מבקר את כוון עדכון המקדמים  $w_i(j)$  בגודל  $2\mu$ . אם נדרש עדכון בכוון חיובי אז הכניסה המתחברת למסכם הבינרי מתאימה לגודל  $2\mu$  וכניסת הנשא  $Cin$  שווה לאפס. כאשר נדרש עדכון בכוון שלילי, הופכים את המילה הבינרית המתאימה ל- $2\mu$  ולכניסת המסכם הבינרי מחובר המשלים הלוגי של  $2\mu$ . נוסף על כך בכניסת הנשא של המסכם הבינרי  $Cin$  יופיע "0" לוגי. על-ידי כך מקבלים פעולת סיכום של מספר שלילי  $-2\mu$  המיוצג בשיטת משלים ל-2. גודל העדכון  $2\mu$  תמיד חיובי וחזקה שלמה של 2 ונמצא בגבולות

$$2^{-11} \leq 2\mu \leq 2^{-6} \quad (4.5)$$

גודל זה מאוחסן ביחידת Latch 1 מתאימה של 6 סיביות. בחירת מקדם הצעד  $\mu$  נעשה באמצעות קוד BCD ולכן יש צורך במפענח (Decoder) שיציאתו נותנת את המילה המתאימה ל- $2\mu$ , החל מהסיבית המתאימה ל- $2^{-6}$  עד לסיבית המתאימה ל- $2^{-11}$ . יתר הסיביות המתאימות ל- $2\mu$  הן תמיד אפס.

יחידת ה-Latch 1 מפיקה גם את המילה המתאימה ל- $2\mu$  וגם את המשלים הלוגי שלה לכן ניתן לבחור באמצעות בורר סיפרתי 1 ( $6 \times 2 + 1$ ) את הכניסה המתאימה למסכם הבינרי. הבורר מבוקר על-ידי הגודל  $\text{Sign}[\Delta w_i(j)]$  המקדמים הסיפרתיים  $w_i(j)$ ,  $(i=1, \dots, 12)$ , מאוחסנים בצורה טורית, זה אחר זה, ב-12 רגיסטרי הזזה סיפרתיים, רגיסטר אחד עבור כל אחד מ-12 הסיביות של המילה הסיפרתית. אחסון המקדמים בצורה כזאת מאפשר פעולה יותר מהירה של המערכת מאשר אחסון טורי של הסיביות ושל המקדמים השונים. אורך הרגיסטר הדרוש הוא 12, אבל רגיסטרי הזזה מקובלים הקיימים בשוק הם באורכים של 16, 32, וכו'... לכן נבחר אורך רגיסטרי הזזה כ-16. 12 מקומות מתוך ה-16 מנוצלים



ציור 4.10: ממוש האלגוריתם האדפטיבי לעדכון המקדמים.

Fig 4.10: Realization of the adaptive algorithm for updating the coefficients.

עבור 12 המקדמים של המסנן ו- 4 מקומות נשארים ריקים. פעולת רגיסטרי ההזזה מבוקרת באמצעות שער מתוך יחידת הבקרה. 12 רגיסטרי ההזזה ממומשים באמצעות 3 מעגלים משולבים סטנדרטיים בטכנולוגיית PMOS. המסכם הבינרי של 12 סיביות בנוי אף הוא מ- 3 מעגלים משולבים סטנדרטיים בטכנולוגיית TTL. בכניסה אחת למסכם הבינרי מופיע המקדם המתאים  $w_i(j)$  ביצוג משלים ל- 2 ובכניסה השנייה מופיע מספר המתאים ל-  $+2\mu$  או  $-2\mu$  ביצוג משלים ל- 2, בהתאם לכיוון העדכון הדרוש. יציאת המסכם נותנת את המקדם המעודכן  $w_i(j+1)$ . בתנאי שאין גלישה מהתחום הדינמי. גודל המקדמים הטיפוטיים ביצוג משלים ל- 2 מוגבל וכל אחד מהמקדמים חייב להיות בגבולות:

$$-1 \leq w_i(j) < 1 \quad (4.6)$$

באמצעות בורר סיפרתי 2  $(12 \times 2 + 1)$ , המחובר אחרי המסכם הבינרי ניתן לבחור בין המקדם הקודם  $w_i(j)$  ובין המקדם המעודכן  $w_i(j+1)$ . כלומר באמצעותו ניתן לעקוף את המסכם הבינרי ולטעון לתוך יחידת ה- Latch 2 את המקדם הקודם  $w_i(j)$ . תפקיד הבורר הזה הוא כפול.

א. הוא מאפשר לעצור את האלגוריתם האדפטיבי ועל-ידי כך להקפיא את המקדמים בשלב כלשהוא של תהליך הסינון.

ב. אם המעגל לזיהוי גלישה, הקיים ביחידת הבקרה, מגלה שמקדם מעודכן מסוים  $w_i(j+1)$  גלש מהתחום הדינמי, הרי שאז נוכל להגביל את המקדם הזה לגודל של  $w_i(j)$ . בצורה כזאת מטיגים פעולה של מגבל (limiter) המגביל את המקדמים לתחום הדינמי הרצוי, כך שמקדם מסוים שעמד לגלוש יוחזק על ערכו הקודם לפני הגלישה, כל עוד הוא עשוי לגלוש בצעד האיטרטיבי הבא.

בורר זה מבוקר מיחידת הבקרה ועל-ידי הוראת enable מתאימה ניתן לדאוג לכך ש- 4 המקומות המיותרים ברגיסטרי ההזזה ישארו ריקים, כלומר מתאימים למקדמים:

$$w_i(j) = 0, \quad i = 13, \dots, 16 \quad (4.7)$$

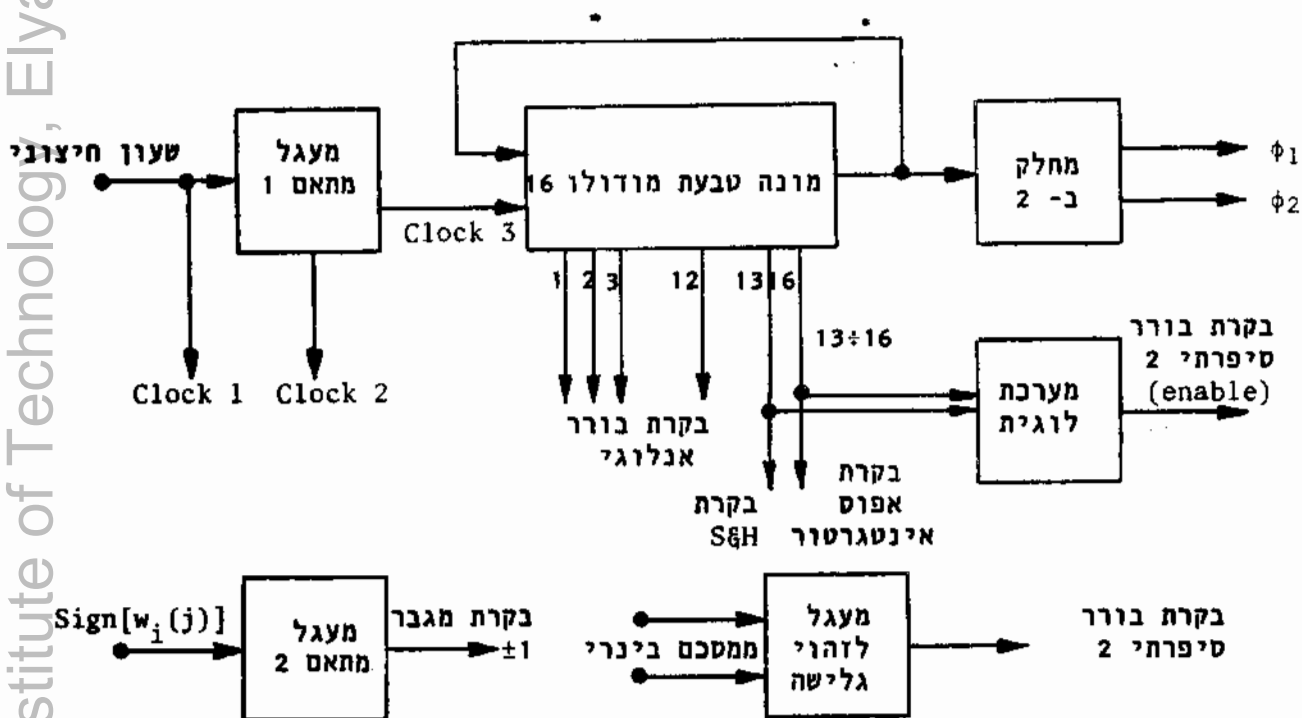
ביציאת יחידת ה- Latch 2 מתקבלים המקדמים החדשים באיטרציה ה-  $(j+1)$ . גם יחידת ה- Latch 2 מבוקרת על-ידי שער, בצורה סינכרונית עם רגיסטרי ההזזה. היחידה מפיקה גם את המשלים הלוגי  $\overline{w_i(j)}$  הנחוץ לכניסה הסיפרתית



של המכפל MD/A כאשר המקדם  $w_i(j)$  הוא שלילי. היציאה הרגילה  $w_i(j)$  של יחידת ה-Latch 2 מוזנת חזרה לכניסות רגיסטרי ההזזה.

4.7 תאור יחידת הבקרה

יחידת הבקרה באה לפקח על הפעולה הנכונה של כל המערכת. היא דואגת להפעלת היחידות השונות בזמנים המתאימים, כמו כן היא מבקרת את פעולת המערכת בצורה מחזורית. תאור יחידת הבקרה מובא בציור 4.11.



ציור 4.11: יחידת הבקרה.

Fig 4.11: The control unit.

החלק העיקרי של יחידת הבקרה הוא מונה טבעת (Ring counter) מודולו 16. מונה זה ממומש בטכנולוגיית CMOS. 12 היציאות הראשונות שלו משמשות לבקרת הבורר האנלוגי (multiplexer), הבורר את הדגימות  $x(j-1), \dots, x(j-12)$ . שמוש במונה טבעת בצורה זו חוסך מעגל פענוח ומעגל תאום, כי היציאות של המונה כבר מותאמות לרמות המתחים הדרושות עבור הבורר האנלוגי.

מונה הטבעת מבקר גם על מעגלי ה-S&H, על אפיס האינטגרטור ועל אפוס 4 המקומות המיותרים ברגיסטרי ההזזה על-ידי הוראת enable. המונה מופעל על-ידי Clock 3 המתקבל ממעגל מתאם 1. תפקיד מעגל מתאם 1 הוא להפיק את מתחי השעון השונים למערכות השונות. המעגל מוזן משעון חיצוני Clock 1. להפעלת היחידות השונות דרושים פולסי השעון הבאים:

- א. Clock 1 להפעלת רגיסטרי ההזזה הסינכרוניים.
- ב. Clock 2 להפעלת יחידות ה-Latch 1, Latch 2, Latch 3.
- ג. Clock 3 להפעלת מונה הטבעת, מתאים לרמות המתחים של מעגלי CMOS.

יחידת הבקרה כוללת גם מעגל מתאם 2 שתפקידו להאם בין רמות מתחים TTL של האות  $\text{Sign}[w_1(j)]$  לבין רמות מתחים CMOS הדרישות לבקרת המגבר המבוקר ו-1 או -1.

מעגל חשוב אחר של יחידת הבקרה הוא מעגל לזיהוי הגלישה. מעגל זה מוזן מיחידת המסכם הבינרי וכאשר המעגל מגלה כי עדכון מקדם מסוים גרם לגלישה, הוא מונע את עדכון המקדם המתאים, כך שערכו של המקדם הזה ישאר כפי שהיה לפני הגלישה.

יחידת הבקרה מאפשרת גם בקרה חיצונית של הפרמטרים השונים ושל פעולת המערכת. ניתן באמצעותה לאפס את כל מקדמי המסנן או להקפיאם בשלב כלשהוא של התהליך האדפטיבי.

מחזור דגימה אחד, המורכב מפזה א' ופזה ב' מתאים ל-32 מחזורי שעון Clock 1, לכן על מנת לעבוד בקצב דגימה של 20 Kc, תדר השעון החיצוני Clock 1 הדרוש יהיה 640 Kc. רגיסטרי ההזזה הסינכרוניים, המכפל סינכרוניים-אנלוגי והמעגלים האנלוגיים האחרים מסוגלים לעבוד עד קצב של 1.3 Mc בקרוב, לכן ניתן להגיע עד לקצב דגימה של כ-40 Kc.

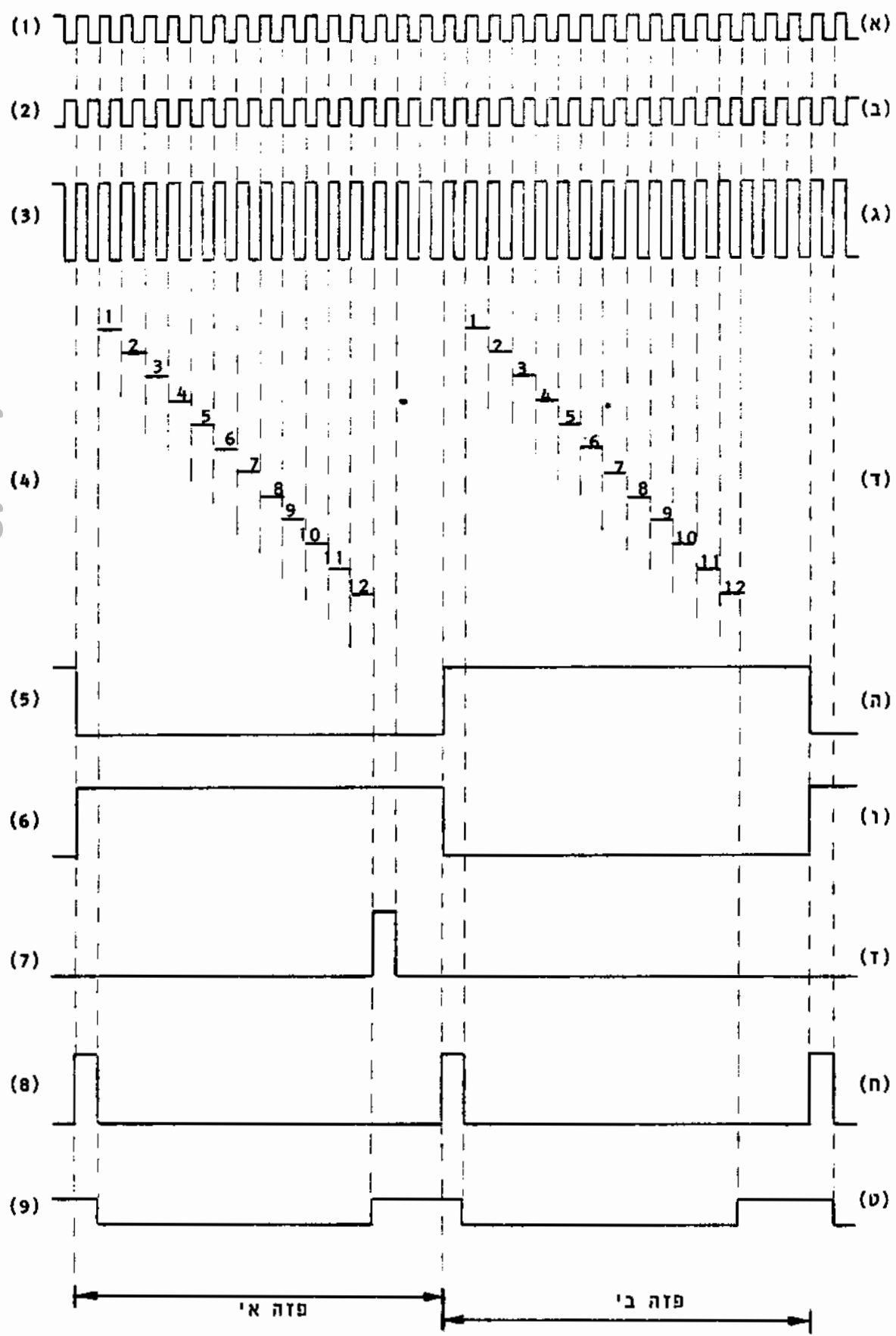


Fig 4.12: Details on the next page.

ציור 4.12: פרט בעמוד הבא.

ציור 4.12:

דיאגרמה הזמנים:

- א. פולסי שעון חיצוניים - Clock 1 להפעלת רגיסטרי ההזזה הטיפרתיים.
- ב. פולסי שעון Clock 2 להפעלת יחידות ה-Latch.
- ג. פולסי שעון Clock 3 להפעלת מונה הטבעת.
- ד. בקרת הבורר האנלוגי באמצעות מונה הטבעת.
- ה, ו. פולסי השעון  $\phi_1$  ו-  $\phi_2$  להפעלת TAD-12.
- ז. פולסי Sample לבקרת מעגלי ה-S&H.
- ח. בקרת אפוס האינטגרטור.
- ט. פולסי enable לאפוס 4 המקומות המיותרים ברגיסטרי ההזזה.

Fig 4.12: Timing diagram:

1. External clock- Clock 1 for the digital shift registers.
2. Clock 2 for the latch units.
3. Clock 3 for the ring counter.
4. Control of the analog multiplexer.
- 5,6 Clock pulses  $\phi_1$  and  $\phi_2$  for TAD-12.
7. Sample pulses for controlling the S&H circuits.
8. Reset of the integrator.
9. Enable pulses for resetting  $w_{13}(j) \div w_{16}(j)$

מעגלי עזר נוספים 4.8

על מנת לנצל את המסנן האדפטיבי כמערכת אדפטיבית לבטול הפרעות, כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם הפרעה, יש צורך להתייחס לאוח השגיאה  $\epsilon(j)$  כיציאת המערכת במקום יציאת המסנן הטרנסברסלי  $y(j)$ . לעומת זה ישנם מקרים בהם דווקא היציאה  $y(j)$  היא המעניינת אותנו. לכן, על מנת לאפשר מספר שימושים של המערכת, יש לה בעצם 2 יציאות:

א. יציאת המסנן  $y(j)$  שהיא שערך של הפרעה הקורלטיבית  $n_0(j)$ .

ב. יציאת המערכת  $\epsilon(j)$ , שהיא בעצם אות השגיאה והיא מהווה שערך של האות הלא קורלטיבי  $s_0(j)$ .

במקרים בהם לא קיים מקור יחוס נוסף קורלטיבי עם הפרעה בכניסה הראשית, יש צורך ליצור את היחוס  $x(j)$  על ידי השהייה מתאימה של האות בכניסה הראשית  $d(j)$ .

מעגלי העזר הקיימים במערכת הן:

1. מעגל סיכום אנלוגי ליצירת האות בכניסה ראשית  $d(t) = s_0(t) + n_0(t)$  משני מקורות שונים.

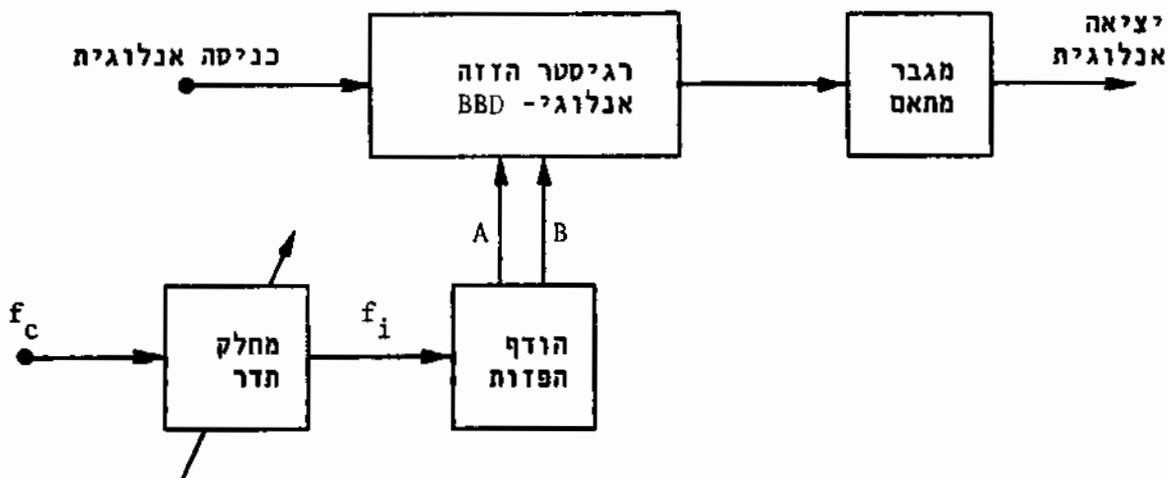
2. מערכת השהייה אנלוגית, מבוקרת שעון, להשהיית האות בכניסת היחוס  $x(t)$  או להשהיית האות בכניסה הראשית  $d(t)$ .

- 3. ממיר סיפרתי-אנלוגי D/A לבדיקת מקדמי המסנן על גבי אוסצילוסקופ.
- 4. מעגל עזר נוסף המאפשר להפעיל ולבדוק את המערכת כמשוון אדפטיבי (Adaptive equalizer).

נראה כאן תאור עקרוני של מערכת ההשהייה האנלוגית ותאור של יחידת ההתאמה למשוון אדפטיבי. פרוט מלא של המעגלים מופיע בנספח ג'.

4.8.1 מעגל ההשהייה אנלוגי מבוקר שעות

תאור כללי של יחידת ההשהייה האנלוגית מבוא בצירור 4.13.



צירור 4.13: יחידת ההשהייה אנלוגית מבוקרת שעות.

Fig 4.13: Analog clock-controlled delay unit.

יחידת ההשהייה בנויה מרגיסטר הזזה אנלוגי הממומש באמצעות התקן BBD (בטכנולוגיית PMOS) מטיפוס M31 של חברת Amperex. נתוני ההתקן מופיעים בנספח ד'. ההתקן מאפשר השהייה מבוקרת של אותות אנלוגיים ברוחב סרט עד 50 KHz. גודל ההשהייה מבוקר על ידי התדר של שני פולסים קומפלימנטריים A ו-B המתקבלים ממעגל הודף הפזות. הודף הפזות מוזן ממעגל של מחלק תדר בינרי אשר כניסתו הוא השעות החיצוני. המחלק מאפשר חלוקת תדר עד 16. גודל ההשהייה  $\Delta T$  נמוך על ידי הנוסחה:

$$\Delta T = \frac{L}{2 \times f_i} \quad (4.8)$$

L - מסמן את אורך רגיסטר ההזזה האנלוגי וכאן הוא שווה ל- 32.  
 $f_i$  הוא תדר השעון המזין את הודף הפזות ואת רגיסטר ההזזה האנלוגי.  
 כאשר עובדים בתדר דגימה קבוע ניתן לשנות את גודל ההשהייה  $\Delta T$  על ידי שנוי יחס החלוקה בין תדר השעון החיצוני  $f_c$  לבין התדר  $f_i$ , וזאת באמצעות מחלק תדר מבוקר. הבקרה על חלוקת התדר, ולכן על גודל ההשהייה, נעשית בצורה ידנית.

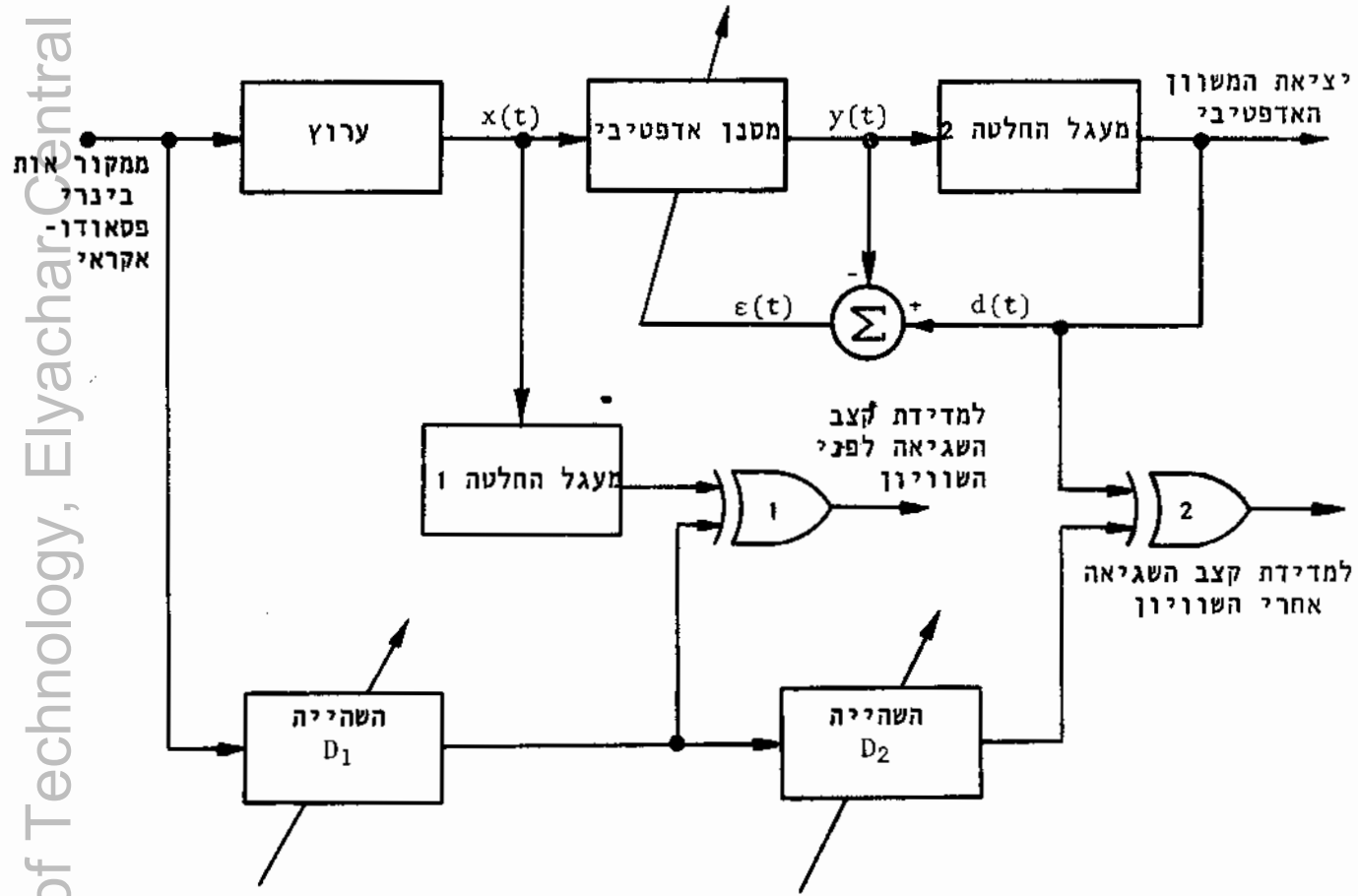
האות האנלוגי העובר את רגיסטר ההזזה מונחת ומוזז ברמת D.C. קבועה, לכן קיים מגבר מתאם המחובר ליציאת רגיסטר ההזזה האנלוגי. יציאת המגבר המתאם מתאימה בעוצמה וברמת ה- D.C. לאות האנלוגי בכניסת היחידה.

מערכת הבקרה מאפשרת לשנות באמצעות בקר ידני את מקום יחידת ההשהייה מכניסת היחוס ( $\Delta_R$ ) לכניסה הראשית ( $\Delta_P$ ).

#### 4.8.2 מעגל להתאמה ולבדיקה כמשוון אדפטיבי

מעגל הבדיקה של המערכת כמשוון אדפטיבי מובא בצירוף 4.14. המעגל מאפשר להפעיל את המסנן האדפטיבי בתור משוון אדפטיבי כאשר כניסת המשוון האדפטיבי הוא הכניסה למסנן  $x(t)$  והתגובה הרצויה  $d(t)$  מתקבלת על ידי מעגל החלטה 2 המחובר ביציאת המסנן. המשוון פועל בשיטה המבוטסת על החלטה עצמית (Decision-directed mode), כלומר מניחים כי יציאת מעגל החלטה 2 מתאימה לאות הנכון, ללא שגיאה. בכניסה למשוון האדפטיבי מופיע אות בינרי מעוות המתקבל ממקור אות בינרי פטאודו-אקראי אחרי מעבר דרך ערוץ בעל תגובת תדר ידועה. מעגל הבדיקה מאפשר למדוד את קצב השגיאה (error rate) לפני השוויין ואחרי השוויין. לצורך מדידת קצב השגיאה קיימים במעגל 2 יחידות השהייה, השהייה  $D_1$  המתאימה להשהיית הערוץ והשהייה  $D_2$  המתאימה להשהיית המשוון האדפטיבי. יחידות ההשהייה ממומשות באמצעות רגיסטרי הזזה סיפרתיים וגודל ההשהיות  $D_1$  ו-  $D_2$  מבוקר בצורה ידנית.

מעגל החלטה 1, ההשהייה  $D_1$  והשער XOR 1 מאפשרים למדוד את קצב השגיאה לפני השוויין ובצורה דומה, ההשהייה  $D_2$  והשער XOR 2 מאפשרים מדידת קצב השגיאה ביציאת המשוון האדפטיבי. שני מעגלי החלטה ממומשים באמצעות 2 מבחנים (Comparators) ושני מעגלי FF, הדואגים לסינכרון האותות המתקבלים ממעגלי החלטה עם האות הבינרי הפטאודו-אקראי.



ציור 4.14: מעגל הבדיקה עבור משוון אדפטיבי.  
 Fig 4.14: Test circuit of adaptive equalizer.

פרק 5: מדידות ביצועי המסנן

עם השלמת התכנון והבניה של המסנן האדפטיבי שתואר בפרק הקודם נבדקו ביצועיו של המסנן לשימושים הבאים:

- א. סינון ועקיבה של אותות מחזוריים הטבולים ברעש רחב-סרט כאשר לא קיים מקור יחוס קורלטיבי עם הרעש.
- ב. ביטול הפרעה מחזורית מאות רחב-סרט כאשר לא קיים מקור יחוס נוסף קורלטיבי עם ההפרעה.
- ג. סינון הפרעה מחזורית מאות מחזורי אחר כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם ההפרעה.
- ד. סינון רעש רחב-סרט מאות מחזורי כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם הרעש.
- ה. סינון רעש מאותות דיבור כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם הרעש.
- ו. הפחתת הפרעה בין-סימנית בערוצי תקשורת סיפרתית.

5.1 בדיקת ביצועי המסנן כאשר לא קיים מקור יחוס קורלטיבי עם ההפרעה

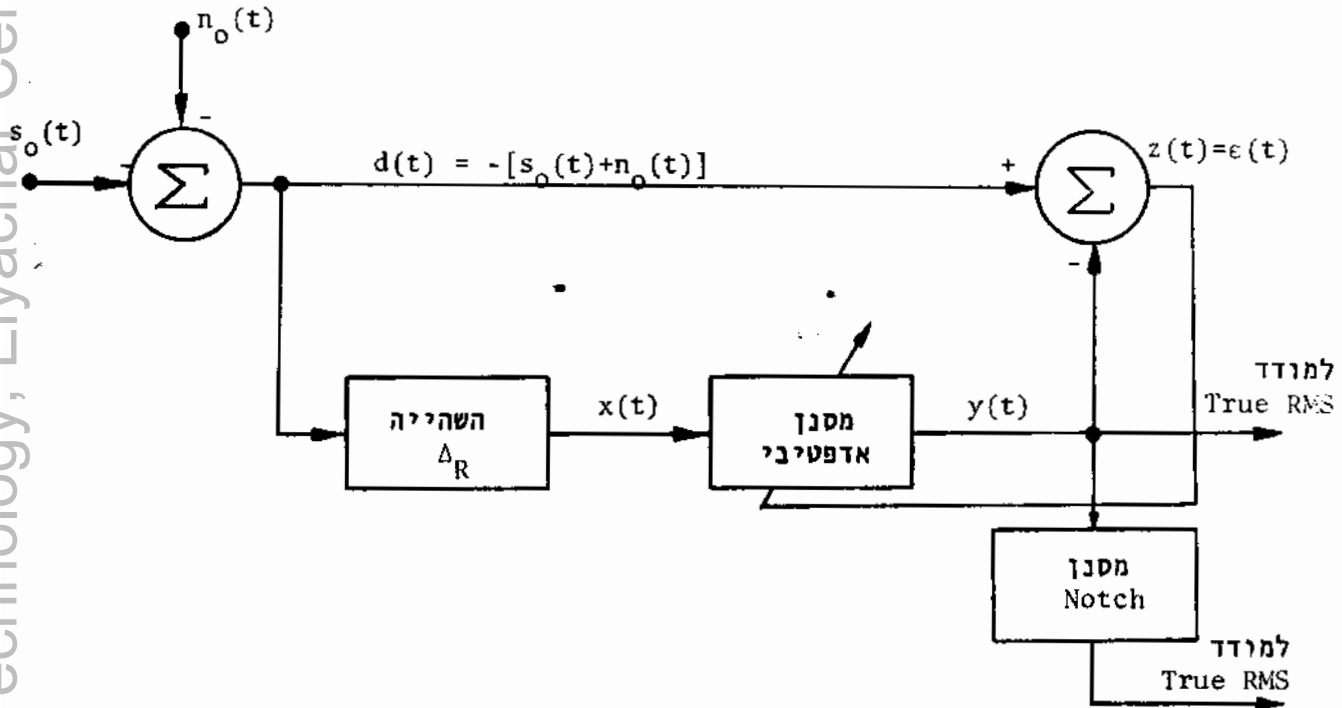
5.1.1 תאור שיטת המדידה

כפי שהוסבר בפרק 2 ניתן לפעמים לנצל את המערכת האדפטיבית לביטול הפרעות גם כאשר לא עומד לרשותינו מקור יחוס נוסף קורלטיבי עם ההפרעה. דבר זה אפשרי במידה והאות הרצוי  $s_o(t)$  הוא צר-סרט וההפרעה  $n_o(t)$  היא רחבת-סרט או להיפך. במקרה זה נוכל ליצור את אות היחוס  $x(t)$  על ידי השהייה מתאימה של האות המורכב בכניסה ראשית  $d(t)$ . רכיב האות צר-הסרט אחרי ההשהייה ישאר קורלטיבי עם רכיב האות צר-הסרט בכניסה הראשית ואילו רכיב האות רחב-הסרט אחרי ההשהייה יהיה בקרוב חסר קורלציה עם רכיב האות רחב-הסרט בכניסה הראשית.

בדיקת המערכת במקרה זה מתייחסת לשימושים (א) ו- (ב) של המסנן האדפטיבי. ההבדל בין 2 השימושים הוא לאיזה משתי האותות המרכיבים את הכניסה הראשית מתייחסים כהפרעה ולאיזה מהם כאות רצוי. בהתאם לכך מתייחסים או ליציאת המסנן הטרנסברסלי  $y(t)$  או לאות השגיאה  $\varepsilon(t) = z(t)$  כאל היציאה הרצויה. היציאה  $y(t)$  מהווה שערך של המרכיב המחזורי (צר-הסרט) של האות בכניסה הראשית והיציאה  $z(t)$  מהווה שערך של המרכיב רחב-הסרט של האות בכניסה הראשית.



ביצועי המערכת נבדקו במצב מתמיד על ידי מדידת יחס אות לרעש ביציאת המסנן הטרנסברסלי  $y(t)$  לעומת יחס אות לרעש בכניסה הראשית. המדידות בוצעו לפי תרשים המדידה המתואר בציר 5.1. ביצועי המערכת נבדקו בתלות בפרמטרים השונים.



ציר 5.1: מערך למדידת ביצועי המסנן האדפטיבי ללא שמוש במקור יחוס.

Fig 5.1: Arrangement for measuring the adaptive filter performance without using a reference source.

המסכם בכניסה יוצר את האות עבור הכניסה הראשית:

$$d(t) = -[s_o(t) + n_o(t)] \quad (5.1)$$

$s_o(t)$  הוא אות מחזורי סינוסואידלי ו-  $n_o(t)$  הוא רעש פסאודו-אקראי מוגבל סרט. אות היחוס  $x(t)$  מתקבל על-ידי השהיית האות המורכב  $d(t)$  באמצעות מערכת ההשהייה האנלוגית, המתוארת בסעיף 4.8.1, כך שמתקיים:

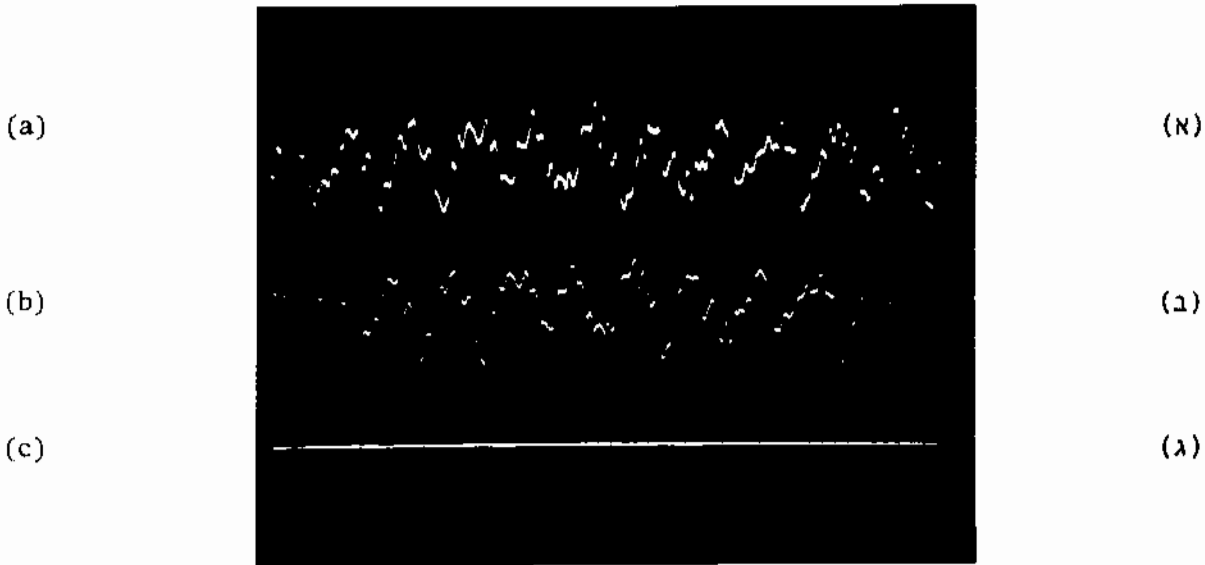
$$x(t) = d(t - \Delta_R \cdot T) \quad (5.2)$$

יציאת המסנן הטרנסברסלי  $y(t)$  אשר מהווה שערך לאות המחזורי הסינוסואידלי מכילה בנוסף למרכיב הסינוסואידלי הרצוי  $v_{s_{out}}$  גם רעש בלתי רצוי  $v_{n_{out}}$ .

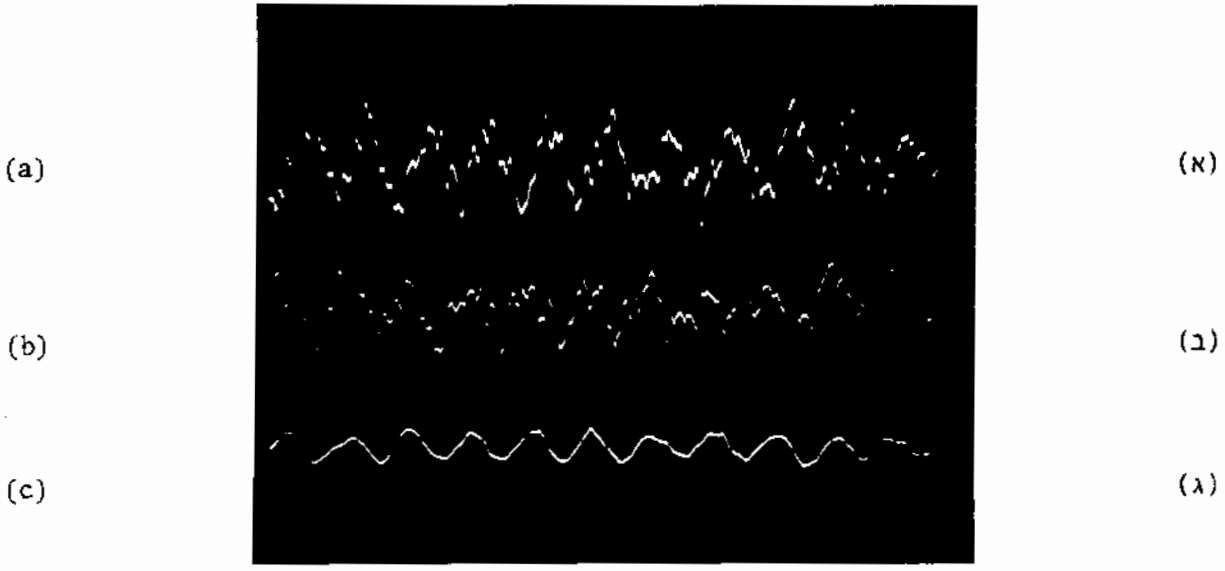
הרעש ביציאה  $y(t)$  נמדד באמצעות מסנן חוסם (Notch filter) המכוון לתדר האות המחזורי ומד-מתח True RMS. מתוך מדידת מתח היציאה  $y(t)$  באמצעות מד-מתח True RMS ומדידת הרעש ביציאה ניתן לחשב את יחס אות לרעש ביציאה המסנן  $y(t)$ . יחס אות לרעש בכניסה ניתן למדידה בצורה ישירה על ידי מדידה נפרדת של עוצמת האות  $s_o(t)$  ועוצמת הרעש  $n_o(t)$  באמצעות מד-מתח True RMS.

5.1.2 תוצאות ומסקנות

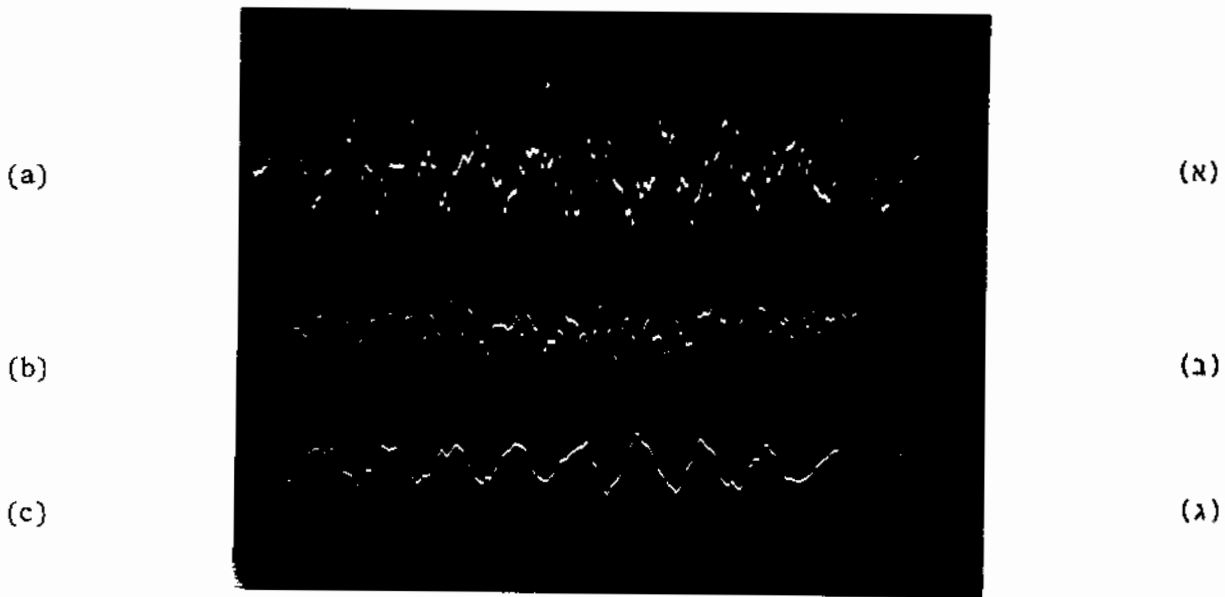
צילומי אוסצילוסקופ בציורים 5.2.1-5.2.3 מתארים איכותית את פעולת המערכת לפני האדפטציה (כל המקדמים הם אפס), תוך כדי תהליך האדפטציה (תקופת מעבר) וכן אחרי סיום האדפטציה. (מצב מתמיד), כאשר אות הכניסה מורכב מאות מחזורי סינוסואידלי בתדר 500 Hz ורעש פסאודו-אקראי מוגבל סרט ל- 5 KHz. ההשהייה  $\Delta_R$  היא 16 מחזורי דגימה.



ציור 5.2.1: לפני האדפטציה (פרוט בעמוד 94).  
 Fig 5.2.1: Before adaptation (details on page 94).



ציור 5.2.2: תוך כדי אדפטציה (פרוט בעמוד 94).  
Fig 5.2.2: During adaptation (details on page 94).



ציור 5.2.3: בסיום האדפטציה (פרוט בעמוד 94).  
Fig 5.2.3: End of adaptation (details on page 94).

ציורים 5.2.1-5.2.3:

אותות כניסה ויציאה במערכת אדפטיבית לבטול הפרעות כאשר לא קיים מקור יחוס נוסף קורלטיבי עם הפרעה.

א. האות המורכב בכניסה הראשית למערכת - אות מחזורי סינוסואידלי בתדר 500 Hz ורעש פטאודו-אקראי מוגבל סרט ל- 5 KHz. יחס אות לרעש הוא 3 db.

ב. יציאת המערכת  $z(t)$  המהווה שערור לרעש.

ג. יציאת המסנן הטרנסברסלי  $y(t)$  המהווה שערור לאות הסינוסואידלי.

Fig. 5.2.1-5.2.3:

Input and output signals in the adaptive noise cancelling system when a reference source correlated with the noise is not available:

- The combined signal at the primary input, a 500 Hz sinusoidal wave and 5 KHz band-limited pseudo-random noise. The signal to noise ratio is 3 db.
- The system output  $z(t)$  which is an estimate of the noise.
- The transversal filter output  $y(t)$  which is an estimate of the sinusoidal wave.

תוצאות המדידות של יחס אות לרעש ביציאת המסנן  $y(t)$  בתלות ביחס אות לרעש בכניסה הראשית מובאות בטבלה 5.1 ובציור 5.3. את רכיב הרעש באות היציאה  $v_{n,out}$  מודדים ישירות ביציאת מסנן ה- Notch אשר מכוון לתדר האות המחזורי. יש צורך לדייק בכיוון התדר של מסנן ה- Notch. בתור מסנן ה- Notch המתכוון משתמשים במד-עוותים (Distortion Analyser).

ביציאת המסנן האדפטיבי  $y(t)$  מודדים באמצעות מד-מתח True RMS את  $v_{out}$ , המקיים את הקשר:

$$v_{out} = \sqrt{v_{s,out}^2 + v_{n,out}^2} \quad (5.3)$$

את עוצמת האות ביציאת המסנן האדפטיבי נחשב מתוך (5.3):

$$v_{s,out} = \sqrt{v_{out}^2 - v_{n,out}^2} \quad (5.4)$$

שיטת המדידה המתוארת מוגבלת מבחינת הדיוק לתחום של יחסי אות לרעש בין -10db עד +20db בקרוב. ביחסי אות לרעש נמוכים יותר מתקבלות שגיאות

גדולות בחשוב לפי (5.4) גם כאשר הגדלים הנמדדים ישירות באמצעות מד-המתח RMS הם עם שגיאות קטנות. ביחסי אות לרעש גבוהים יותר אי-אפשר כבר להתעלם מהנחות הסופי של מסנן ה- Notch בתדר האות, אשר גורם לאי-דיוק בתוצאה. לכן לא נמדדו יחסי אות לרעש מחוץ לתחום הנ"ל.

מצויר 5.3 מתברר כי קיים תחום בו המסנן האדפטיבי מתנהג בקרוב בצורה לינארית והשיפור ביחס אות לרעש הוא כ- 6-7 db. ביחסי אות לרעש גבוהים יותר מגיעים לרוויה. הסיבה לרוויה זו היא העובדה שהמסנן האדפטיבי הנבדק מוסיף רעש משלו ודבר זה מורגש בעיקר כאשר יחס אות לרעש בכניסה הראשית גבוה. הרעש העצמי של המסנן האדפטיבי נובע ממספר גורמים, ביניהם כדאי לזכור את 3 העיקריים:

1. רעש הדגימה, הנובע מכך שהאותות האנלוגיים הם אותות דגומים. רעש זה אמנם מסונן באמצעות מסנני L.P. הקיימים בתוך המערכת, אך סינונם אינו מושלם.

2. רעש הנובע מהאלגוריתם האדפטיבי. רעש זה גדול ככל שמקדם הצעד  $\mu$  גדול יותר.

3. העוותים הנגרמים כתוצאה מהמעגלים האנלוגיים, כגון יחידת ההשהייה האנלוגית, מערכת עבוד הקדם האנלוגית הממומשת באמצעות TAD-12, ועוד.

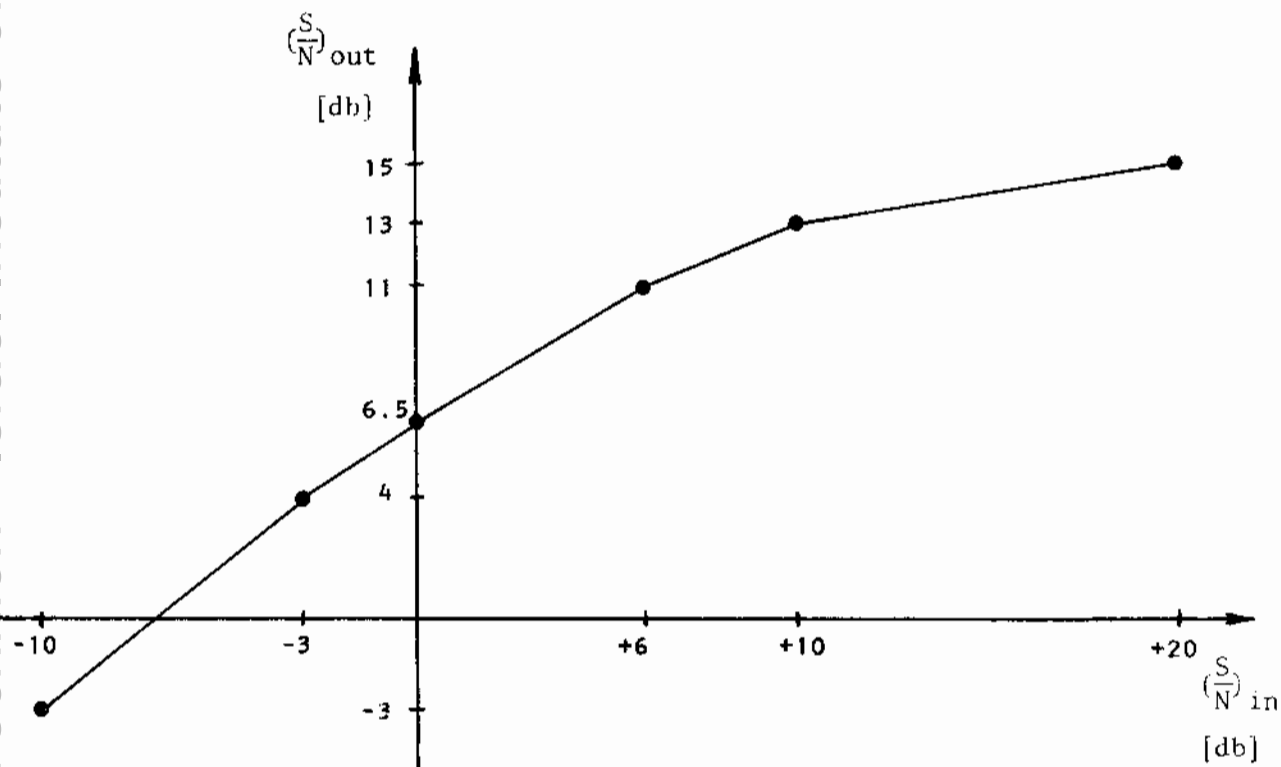
בהמשך נמדדו ביצועי המסנן בתלות בנתוני האותות בכניסה ובתלות בפרמטרי המסנן. טבלה 5.2 וציור 5.4 מתארים את השיפור החל ביחס אות לרעש בתלות בתדר האות המחזורי בכניסה הראית  $f_i$ , כאשר תדר הדגימה  $f_s = 20$  kc. יתר הנתונים והפרמטרים נשארים קבועים למשך המדידה. מתוך המדידות מתברר כי ההענות של המסנן האדפטיבי היא עד כ- 2-3 kc. בתדירות יותר גבוהות מ- 5 kc אין כמעט אפשרות לזהות את האות ביציאת המסנן האדפטיבי. עם הגדלת קצב הדגימה עד 40 kc חל שיפור בהענות המסנן האדפטיבי והיא מגיעה עד כ- 5 kc. תדר האות המכסימלי הוא כ- 1/8 מתדר הדגימה.

טבלה 5.1: יחס אות לרעש ביציאה בתלות ביחס אות לרעש בכניסה.

Table 5.1: Output signal to noise ratio depending on input signal to noise ratio.

נתוני המערכת והאותות הן:  $f_s=20\text{kc}$ ,  $f_i=100\text{Hz}$ ,  $\text{NBW}=5\text{kc}$ ,  $\Delta_R=16$ ,  $\mu=2^{-12}$

$v_{s_{in}}$ [dbm]	0	0	0	0	0	-10
$v_{n_{in}}$ [dbm]	-20	-10	-6	0	+3	0
$(\frac{S}{N})_{in}$ [db]	20	10	6	0	-3	-10
$v_{out}$ [RMS]	0.29	0.29	0.29	0.26	0.26	0.18
$v_{n_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.048 -24	0.062 -22	0.080 -20	0.116 -16.5	0.140 -15	0.145 -14.5
$v_{s_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.286 -9	0.283 -9	0.280 -9	0.232 -10	0.220 -11	0.105 -17.5
$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	15	13	11	6.5	4	-3



ציון 5.3: יחס אות לרעש ביציאה המסונן בתלות ביחס אות לרעש בכניסה.

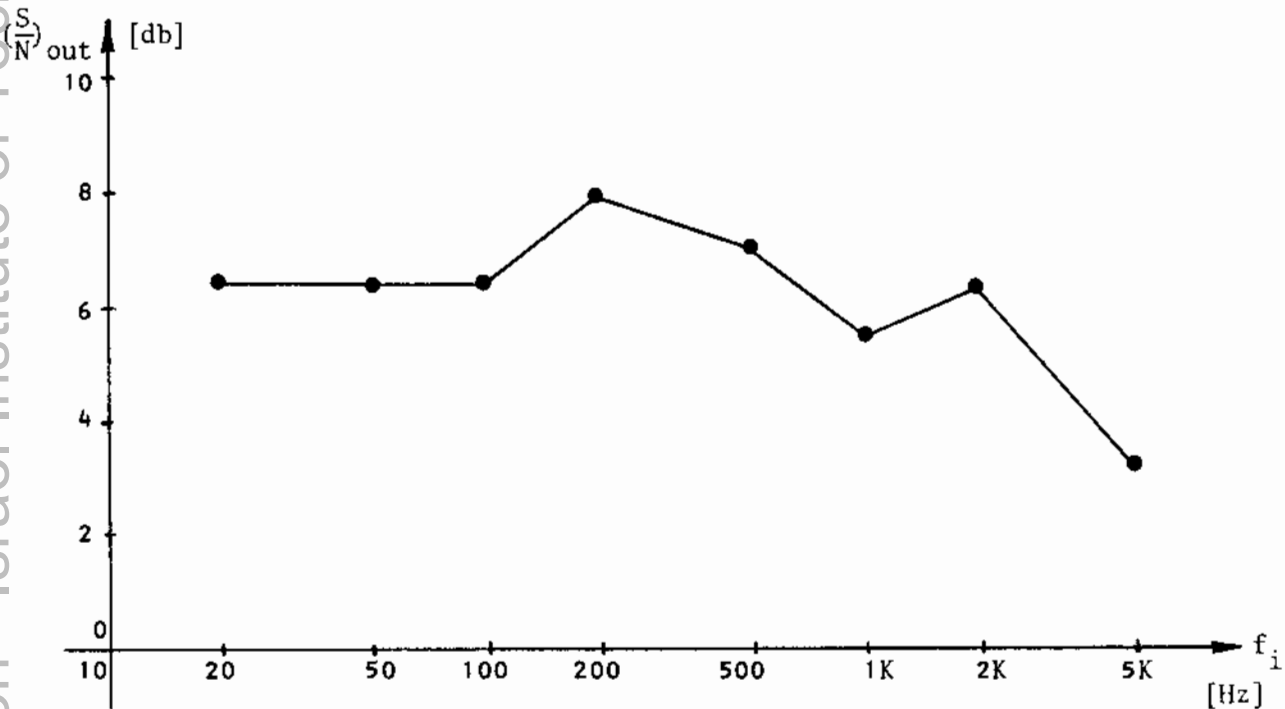
Fig 5.3: Output signal to noise ratio versus input signal to noise ratio.

טבלה 5.2: יחס אות לרעש ביציאת המסנן בתלות בתדר האות בכניסה.

Table 5.2: Output signal to noise ratio depending on input signal frequency.

נתוני המדידה:  $f_s=20\text{kc}$ ,  $\text{NBW}=5\text{kc}$ ,  $v_{s_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $v_{n_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $\Delta_R=16$ ,  $\mu=2^{-12}$

$f_i$ [Hz]	20	50	100	200	500	1k	2k	5k
$v_{out}$ [RMS]	0.24	0.24	0.26	0.21	0.24	0.21	0.18	0.105
$v_{n_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.105 -17.5	0.105 -17.5	0.116 -16.5	0.077 -20	0.10 -18	0.10 -18	0.077 -20	0.063 -22
$v_{s_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.216 -11	0.216 -11	0.232 -10	0.195 -12	0.218 -11	0.185 -12.5	0.162 -13.5	0.084 -19.5
$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	6.5	6.5	6.5	8	7	5.5	6.5	2.5



צירוף 5.4: יחס אות לרעש ביציאת המסנן האדפטיבי בתלות בתדירות האות המחזורי בכניסה הראשית.

Fig 5.4: The adaptive filter output signal to noise ratio versus frequency of the periodic input signal.

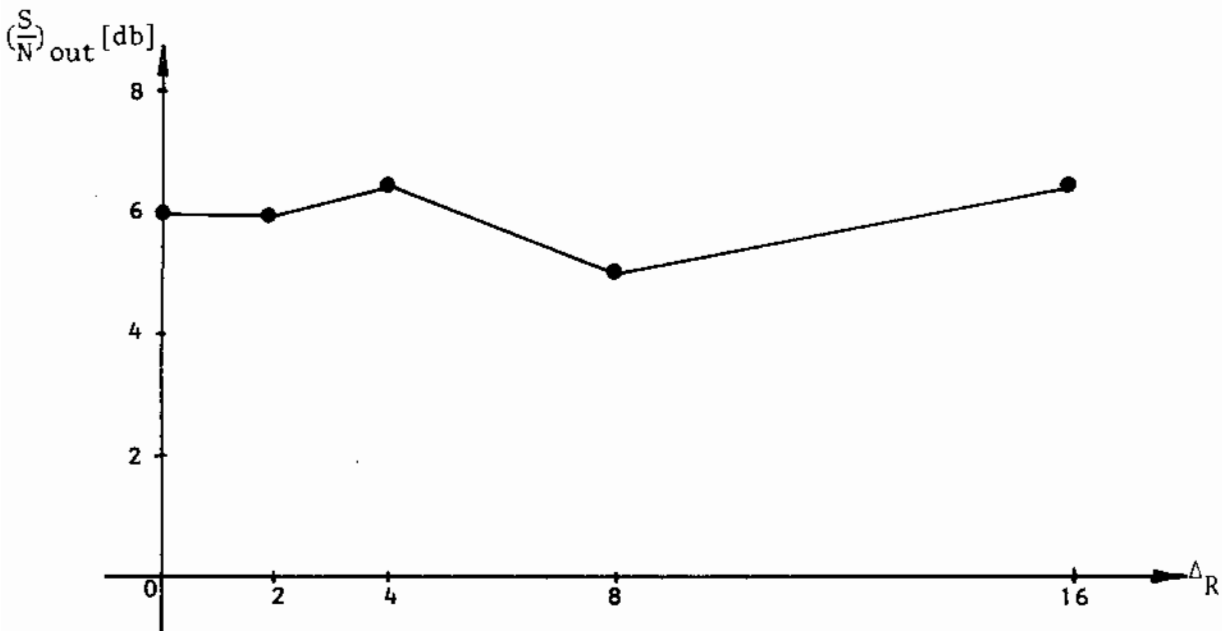
טבלה 5.3 וציור 5.5 מתארים את השיפור החל ביחס אות לרעש בתלות בגודל ההשהייה  $\Delta_R$  הנמצאת בין הכניסה הראשית וכניסת היחוס. נתוני אותות הכניסה ויתר פרמטרי המערכת קבועים במשך המדידה.

טבלה 5.3: יחס אות לרעש ביציאה בתלות בהשהייה  $\Delta_R$ .

Table 5.3: Output signal to noise ratio depending on the delay  $\Delta_R$ .

נתוני המדידה  $\mu=2^{-12}$ ,  $f_s=20\text{kc}$ ,  $f_i=100\text{Hz}$ ,  $v_{\text{sin}}=0\text{dbm}$ ,  $v_{\text{nin}}=0\text{ dbm}$ ,  $\text{NBW}=5\text{kc}$ .

$\Delta_R$	16	8	4	2	0
$v_{\text{out}}$ [RMS]	0.26	0.26	0.31	0.28	0.44
$v_{\text{nout}}$ [RMS] [dbm]	0.116 -16.5	0.13 -15.5	0.13 -15.5	0.13 -15.5	0.195 -12
$v_{\text{Sout}}$ [RMS] [dbm]	0.232 -10	0.225 -10.5	0.28 -9	0.25 -9.5	0.39 -6
$(\frac{S}{N})_{\text{out}}$ [db]	6.5	5	6.5	6	6



ציור 5.5: יחס אות לרעש ביציאה המסונן בתלות בהשהייה  $\Delta_R$ .

Fig 5.5: Output signal to noise ratio versus delay  $\Delta_R$ .



הערה:

גם כאשר לא מוכנסת מערכת ההשהייה  $\Delta_R$  בין הכניסה הראשית וכניסת היחוס קיימת ביניהם השהייה של חצי מחזור דגימה, וזאת בגלל המבנה של ההתקן TAD-12, בו יציאת ה-tap הראשון מושהה לעומת הכניסה בחצי מחזור דגימה (ראה נספח די').

מהוך המדידות מסתבר שאין כמעט תלות של יחס אות לרעש ביציאת המסנן  $(\frac{S}{N})_{out}$  בגודל ההשהייה  $\Delta_R$ , והשיפור החל ביחס אות לרעש הוא כ-6 db. ככל שהשהייה גדולה יותר, עוצמת הרעש ביציאה אמנם קטנה אך גם עוצמת האות ביציאה קטנה, לכן יחס אות לרעש בקרוב נשמר. תוצאות דומות התקבלו גם על-ידי סימולציות על מחשב סיפרתי (ראה טבלה B.3).

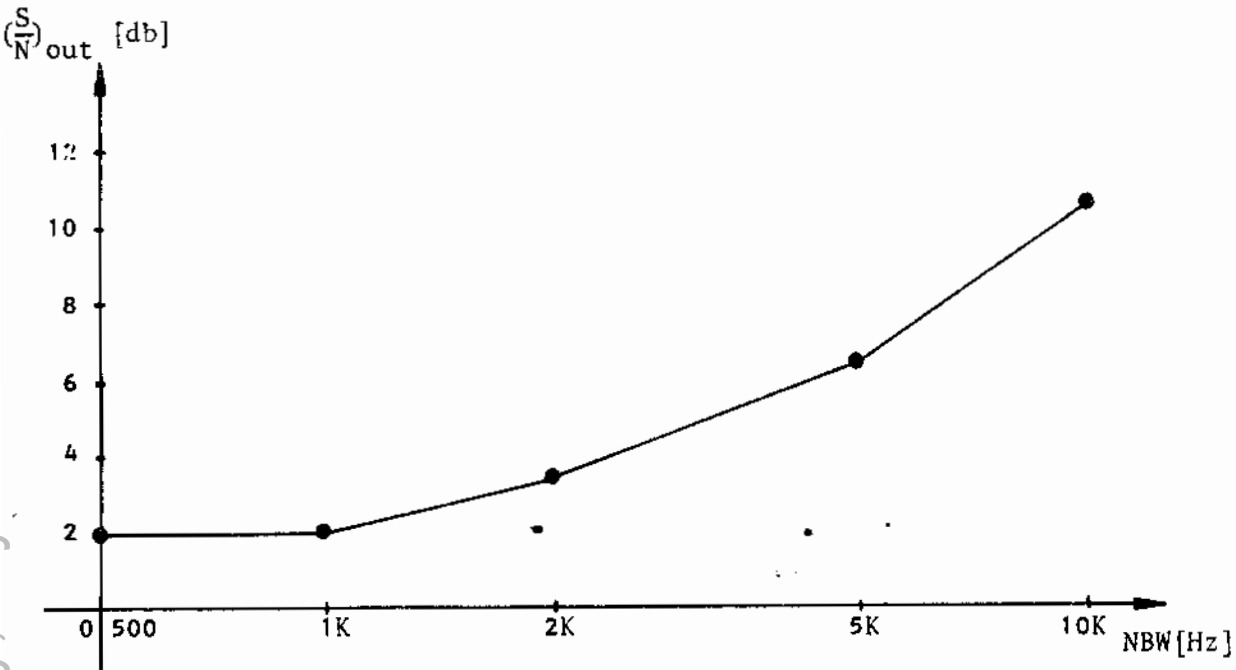
טבלה 5.4 וציור 5.6 מתארים את מידת השפור ביחס אות לרעש בתלות ברוחב-הסרט של הרעש בכניסה הראשית NBW, כאשר פרמטרי המערכת ויתר נתוני הכניסה נשארים קבועים במשך המדידה.

טבלה 5.4: יחס אות לרעש ביציאת המסנן בתלות ברוחב-סרט של הרעש NBW.

Table 5.4: Output signal to noise ratio depending on input noise bandwidth NBW.

נתוני המדידה:  $f_s=20\text{kc}$ ,  $f_i=100\text{Hz}$ ,  $v_{s_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $v_{n_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $\Delta_R=16$ ,  $\mu=2^{-12}$

NBW [Hz]	500	1k	2k	5k	10k
$v_{out}$ [RMS]	0.39	0.31	0.26	0.26	0.31
$v_{n_{out}}$ [RMS]	0.240	0.195	0.145	0.116	0.085
$v_{n_{out}}$ [dbm]	-10	-12	-14.5	-16.5	-19
$v_{s_{out}}$ [RMS]	0.307	0.240	0.216	0.232	0.298
$v_{s_{out}}$ [dbm]	-8	-10	-11	-10	-8.5
$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	2	2	3.5	6.5	10.5



ציור 5.6: יחס אות לרעש ביציאת המסנן בחלוח ברוחב-הסרט של הרעש בכניסה .NBW

Fig 5.6: Output signal to noise ratio versus input noise band-width NBW.

כפי שניתן לראות מתוצאות המדידה, השפור החל ביחס אות לרעש תלוי ברוחב-הסרט של הרעש בכניסה. ככל שרוחב-הסרט של הרעש NBW גדול יותר, כך השפור ביחס אות לרעש גדול יותר. ברוחב-סרט של הרעש שקטן מ- 1 kc אין כמעט שפור ביחס אות לרעש. הסיבה לכך היא שהמסנן האדפטיבי בשימוש זה מתנהג בקרוב כמסנן מתואם לאות סינוסואידלי ורוחב הסרט של המסנן המתואם B תלוי בתדר הדגימה  $f_s$  ומספר המקדמים N, לפי הקשר:

$$B = \frac{f_s}{N} = \frac{20kc}{12} = 1.66 \text{ kc} \quad (5.5)$$

לכן אם הרעש בכניסה הוא ברוחב-סרט גדול יותר מאשר רוחב-הסרט של המסנן B, חל שפור ביחס אות לרעש, וזה מאמת את תוצאות המדידה. כאשר הרעש בכניסה ברוחב-סרט קטן, הגדלת מספר המקדמים N תשפר את ביצועי המסנן. בעיה אחרת היא נכונות ההנחה של חוסר קורלציה בין הרעש בכניסה הראשית ובכניסת היחוס, דבר התלוי בגודל ההשהייה  $\Delta_R$ . ככל שרוחב-הסרט של הרעש בכניסה NBW קטן יותר, צריכים ההשהייה  $\Delta_R$  גדולה יותר, על מנת להבטיח חוסר קורלציה בין הרעשים בכניסה הראשית ובכניסת היחוס.

טבלה 5.5 מתארת את השפורה החל ביחס אות לרעש בתלות במקדם הצעד  $\mu$ .

טבלה 5.5: יחס אות לרעש ביציאת המסנן האדפטיבי בתלות במקדם הצעד  $\mu$ .

Table 5.5: Output signal to noise ratio depending on the step-size  $\mu$ .  
 נתוני המדידה  $f_s=20\text{kc}$ ,  $f_i=100\text{Hz}$ ,  $v_{s_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $v_{n_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $\text{NBW}=5\text{kc}$ ,  $\Delta_R=16$

$\mu$	$2^{-12}$	$2^{-11}$	$2^{-10}$	$2^{-9}$	$2^{-8}$	$2^{-7}$
$v_{out}$ [RMS]	0.26	0.28	0.28	0.31	0.31	0.28
$v_{n_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.116 -16.5	0.130 -15.5	0.130 -15.5	0.145 -14.5	0.145 -14.5	0.140 -15
$v_{s_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.232 -10	0.25 -9.5	0.25 -9.5	0.274 -9	0.274 -9	0.24 -10
$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	6.5	6	6	5.5	5.5	5

טבלה 5.6 מתארת את תלות יחס אות לרעש ביציאת המסנן בתדר הדגימה  $f_s$ .

טבלה 5.6: יחס אות לרעש ביציאת המסנן האדפטיבי בתלות בתדר הדגימה  $f_s$ .

Table 5.6: Output signal to noise ratio depending on the sampling frequency  $f_s$ .

נתוני המדידה  $f_i=100\text{Hz}$ ,  $\text{NBW}=5\text{kc}$ ,  $v_{s_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $v_{n_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $\Delta_R=16$ ,  $\mu=2^{-12}$

$f_s$ [kc]	10	20	40
$v_{out}$ [RMS]	0.31	0.26	0.24
$v_{n_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.140 -15	0.116 -16.5	0.105 -17.5
$v_{s_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.274 -9	0.232 -10	0.216 -11
$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	6	6.5	6.5

מתוך טבלה 5.5 ניתן לראות כי השפור ביחס אות לרעש טוב יותר ככל שמקדם הצעד  $\mu$  קטן יותר. תוצאות אלה תואמות את תוצאות הסימולציות (ראה טבלה B.1).

מתוך טבלה 5.6 לומדים כי שנוי תדר הדגימה כמעט ואינו משפיע על ביצועי המסנן.

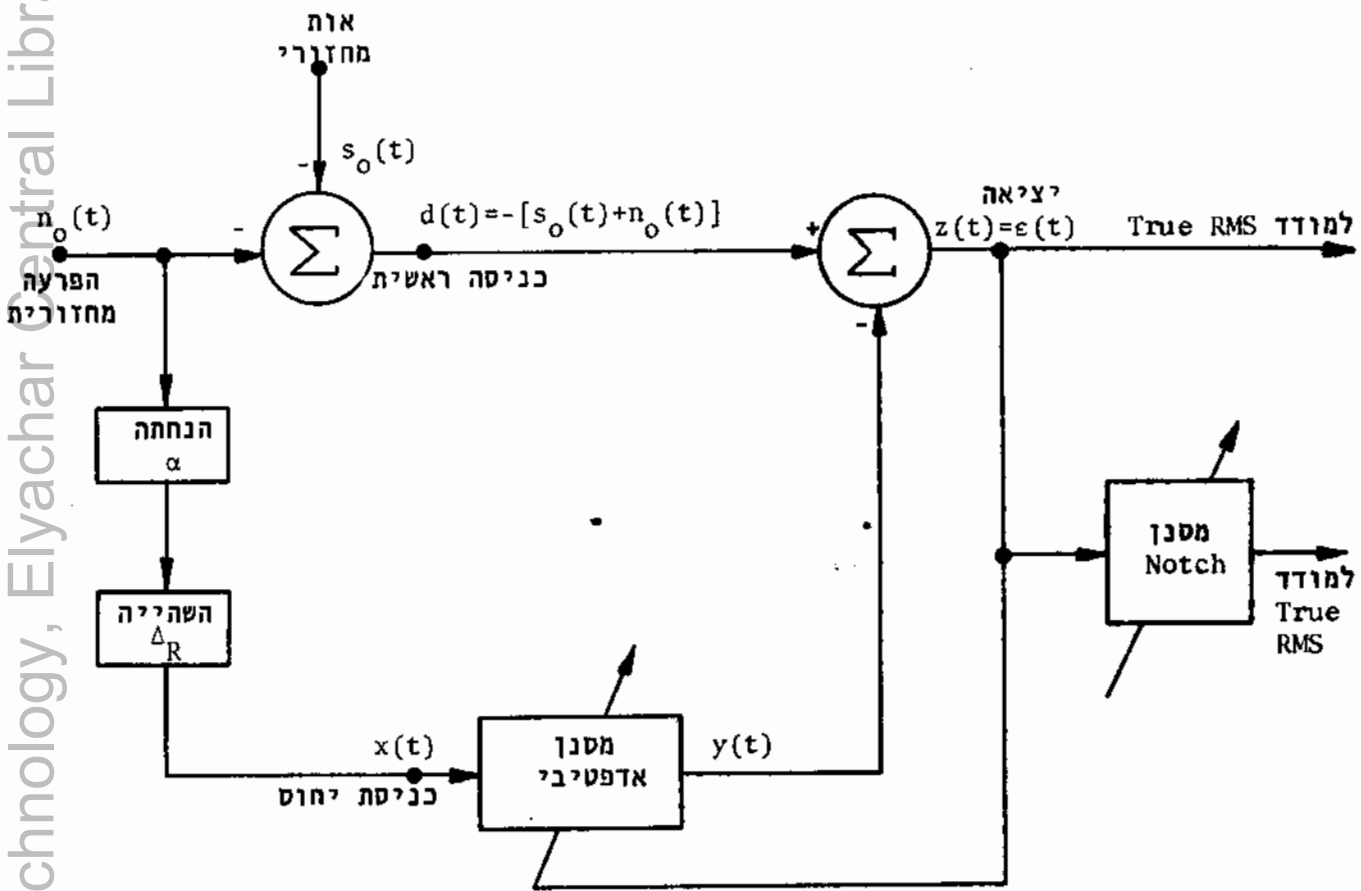
5.2 בדיקת ביצועי המסנן כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם הפרעה המחזורית

ישנם מקרים בהם מחלווה אל האות הרצוי הפרעה מחזורית שמקורה ידוע ומעוניינים לסנן אותה. דוגמה לכך היא הפרעה מהרשת. במקרה כזה ניתן להשתמש בתור אות היחוס ישירות במקור ההפרעה. בדיקת המסנן האדפטיבי לשמוש של סינון הפרעה מחזורית כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם ההפרעה נעשתה בהתאם לתרשים המדידה המתואר בצירוף 5.7.

המסכם בכניסה יוצר את האות המורכב מאות רצוי ומהפרעה מחזורית סינוסואידלית. אות זה מהווה את הכניסה הראשית למערכת. לנוחות המדידה גם האות הרצוי הוא אות מחזורי, בתדר אחר. אות היחוס הוא אות מחזורי סינוסואידלי בתדר אות ההפרעה, אך בפזה ובאמפליטודה שונים. לצורך בדיקת המערכת יוצרים את אות היחוס מאות ההפרעה בכניסה הראשית על ידי הנחתה של  $\alpha$  [db] והשהייה של  $\Delta_R$  מחזורי דגימה. ההנחתה וההשהייה כאן אינם מהווים חלק של המערכת האדפטיבית אלא משמשים רק כאמצעי עזר לקבלת מקור יחוס אשר קורלטיבי עם אות ההפרעה, אך אינו שווה לו.

יחסי אות לרעש בכניסה וביציאה של המערכת האדפטיבית נבדקו בצורה דומה כמו במקרה הקודם. ההבדל הוא שבמקרה הנוכחי מתייחסים לאות השגיאה  $\varepsilon(t)=z(t)$  כאל אות היציאה. כיון שהיציאה  $y(t)$  מהווה שערור להפרעה המחזורית הרי שהיציאה  $z(t)$  מהווה שערור לאות הרצוי.

בכניסה הראשית נמדד יחס אות לרעש ישירות על ידי מדידת עוצמת האות ועוצמת ההפרעה לפני הסיכום, כל אחד בנפרד. ביציאת המערכת  $z(t)$  מודדים את עוצמת האות בתוספת רעש  $v_{out}$  וביציאת מסנן חוסם (Notch) המכוון לתדר האות הרצוי מודדים את מידת הרעש ביציאת המערכת  $v_{n,out}$ . המדידות נעשות באמצעות מד-מתח True RMS. את עוצמת האות ביציאה  $v_{s,out}$  מחשבים לפי (5.4).



ציור 5.7: מערך למדידת ביצועי המסנן האדפטיבי כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם ההפרעה.

Fig 5.7: Arrangement for measuring the adaptive filter performance when a reference source correlated with the interference is available.

### תוצאות ומסקנות

צילומי אוסצילוסקופ 5.8.1-5.8.3 מתארים איכותית את פעולת המערכת לפני האדפטציה, בתקופת המעבר ובמצב מחמד, כאשר אות הכניסה מורכב מגל משולש בתדר 85 Hz ומהפרעה סינוסואידלית בתדר 550 Hz. אות היחוס הוא סינוסואידלי בתדר ההפרעה. יחס אות לרעש בכניסה הראשית הוא 0 db.

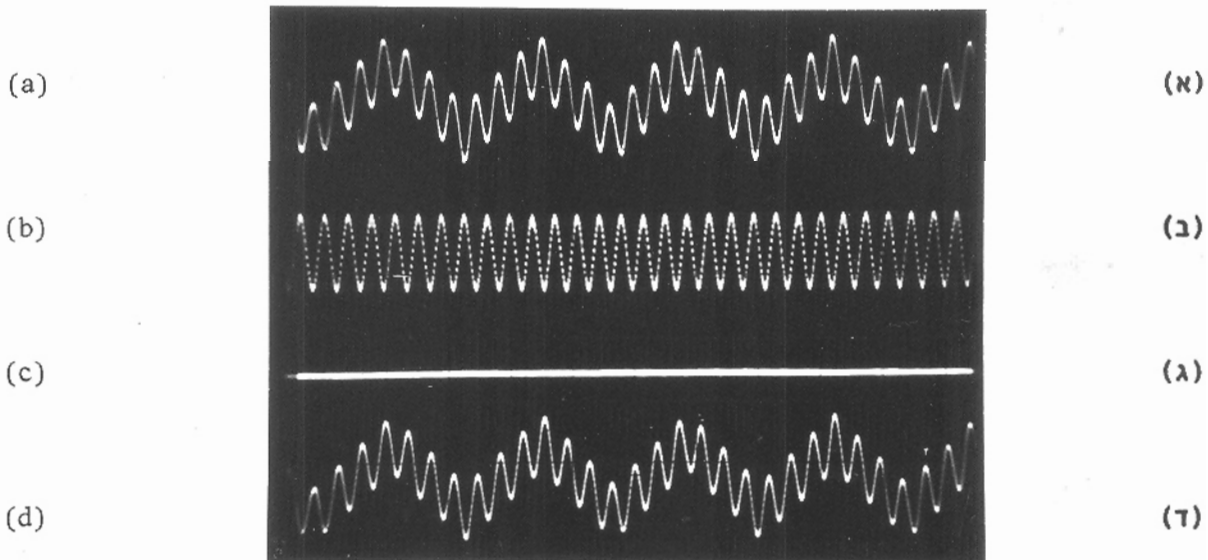
טבלה 5.7 וציור 5.9 מתארים את תוצאות מדידת יחס אות לרעש ביציאת המערכת בתלות ביחס אות לרעש בכניסה הראשית, כאשר לנוחיות המדידה גם האות בכניסה הראשית הוא אות סינוסואידלי.

טבלה 5.7: יחס אות לרעש ביציאת המערכת בתלות ביחס אות לרעש בכניסה הראשית. האות וההפרעה הם סינוסואידליים.

Table 5.7: Output signal to noise ratio depending on input signal to noise ratio. The signal and the interference are sinusoidal.

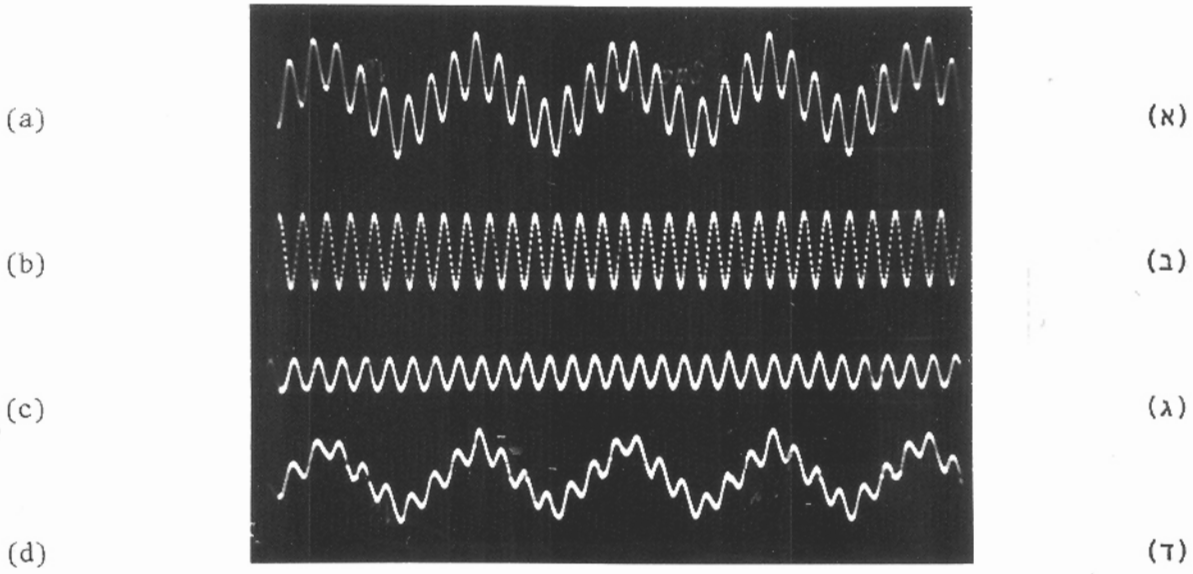
נתוני המדידה:  $f_s=20\text{kc}$ ,  $f(v_{s_{in}})=250\text{Hz}$ ,  $f(v_{n_{in}})=1.2\text{kc}$ ,  $\alpha=6\text{db}$ ,  $\Delta_R=8$ ,  $\mu=2^{-12}$

$v_{s_{in}}$ [dbm]	0	0	0	0	0	-6
$v_{n_{in}}$ [dbm]	-20	-10	-6	0	+6	+6
$(\frac{S}{N})_{in}$ [db]	20	10	6	0	-6	-12
$v_{out}$ [RMS]	0.78	0.78	0.78	0.78	0.78	0.39
$v_{n_{out}}$ [RMS]	0.030	0.030	0.045	0.060	0.122	0.122
$v_{s_{out}}$ [dbm]	-28	-28	-25	-22	-16	-16
$v_{s_{out}}$ [RMS]	0.78	0.78	0.78	0.78	0.77	0.37
$v_{s_{out}}$ [dbm]	0	0	0	0	0	-6.5
$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	28	28	25	22	16	9.5

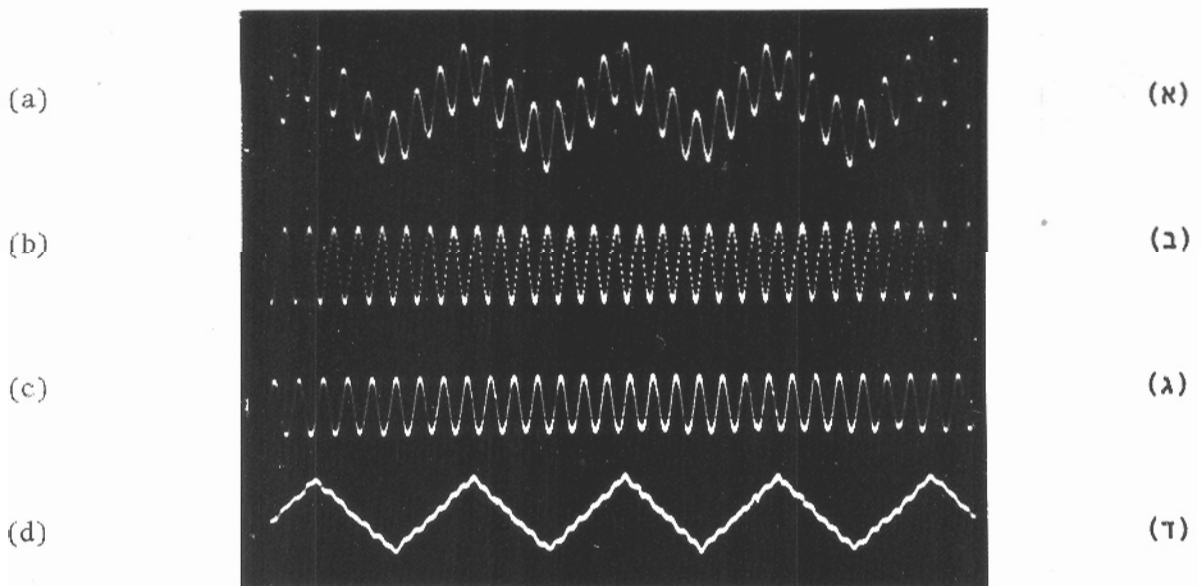


ציור 5.8.1: לפני האדפטציה (פרוט בעמוד 106).

Fig 5.8.1: Before adaptation (details on page 106).



צילור 5.8.2: תוך כדי אדפטציה (פרוט בעמוד 106).  
Fig 5.8.2: During adaptation (details on page 106).



צילור 5.8.3: בסיום האדפטציה (פרוט בעמוד 106).  
Fig 5.8.3: End of adaptation (details on page 106).

ציורים 5.8.1-5.8.3:

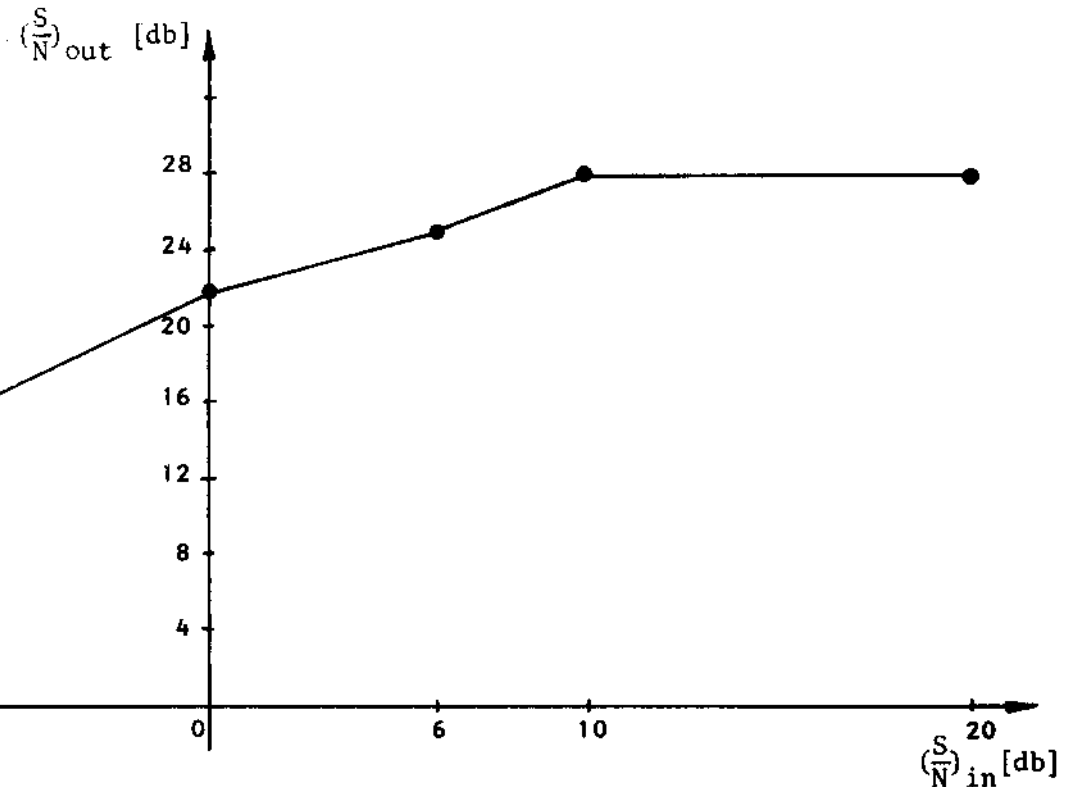
אוהות כניסה ויציאה במערכת אדפטיבית לבטול הפרעות:

- א. האות המורכב בכניסה הראשית - אות מחזורי משולש בתדר 85 Hz והפרעה מחזורית סינוסית בתדר 550 Hz. יחס אות לרעש הוא 0 db.
- ב. האות בכניסת יחוס - אות הפרעה בתדר 550 Hz.
- ג. יציאת המסנן הטרנסברסלי  $y(t)$  המהווה שערך להפרעה.
- ד. אות היציאה מהמערכת  $z(t)$  המהווה שערך לאות המשולש.

Fig 5.8.1-5.8.3:

Input and output signals in the adaptive noise cancelling system:

- a. The combined signal at the primary input - a periodic 85 Hz triangular wave and a periodic 550 Hz sinusoidal interference. Signal to noise ratio is 0 db.
- b. Reference input signal - periodic 550 Hz interference.
- c. The transversal filter output  $y(t)$  which is an estimate of the interference.
- d. The system output  $z(t)$  which is an estimate of the triangular wave.



ציור 5.9: יחס אות לרעש ביציאת המערכת במלות ביחס אות לרעש בכניסה.

Fig 5.9: System output signal to noise ratio versus input signal to noise ratio.



מתוך המדידות מסתבר שוב כי קיים תחום בו המסנן האדפטיבי מתנהג בקרוב בצורה לינארית והשיפור המתקבל ביחס אות לרעש בתחום זה הוא כ- 22 db. ביחסי אות לרעש גבוהים יותר מגיעים שוב לרזויה, בגלל הרעש העצמי של המסנן האדפטיבי, כפי שהוסבר קודם.

טבלה 5.8 וציור 5.10 מתארים את השפור החל ביחס אות לרעש בתלות בתדר האות הרצוי  $f(v_{sin})$  בכניסה הראשית. יחס אות לרעש בכניסה הוא 0 db ואילו יחס אות לרעש ביציאה נמדד לפי מערך המתואר בציור 5.7.

מתוך המדידות מסתבר כי המערכת האדפטיבית פועלת בצורה טובה כאשר תדירות האות  $s_o(t)$  אינו עולה על כ- 2.5 kc ותדר הדגימה הוא 20 kc. כאשר הועלה תדר הדגימה עד 40 kc ניתן היה לעבוד עם אותות בתדירויות עד 5 kc.

בניסוי אחר נמדדו ביצועי המסנן בתלות בתדר ההפרעה המחזורית והתקבלו תוצאות דומות לאלו בתלות בתדר האות.

גם למקדם הנחות  $\alpha$  יש השפעה על ביצועי המערכת. כאשר עוצמת ההפרעה המחזורית בכניסה ראשית היא 0 dbm (0.78V), ניתן לעבוד עם מקדם נחות  $\alpha$  עד 12 db. עבור מקדם נחות גדול יותר, עוצמת האות בכניסת יחוס קטנה מ- 0.19V וביצועי המערכת מתקלקלים. ניתן להשתמש במקום הנחתה בהגברה, אך אין לעבור את המתח של 2V בקרוב. ביצועי המסנן טובים ביותר כאשר עוצמת אות היחוס נמצא בתחום  $0.2V \div 2V$ .

להשתייה  $\Delta_R$  אין השפעה על ביצועי המערכת כאשר עובדים עם מקור יחוס קורלטיבי עם ההפרעה המחזורית.

למקדם הצעד  $\mu$  השפעה קטנה על ביצועי המערכת. הביצועים מתקלקלים ככל שמקדם הצעד  $\mu$  גדול יותר, אך הירידה ביחס אות לרעש ביציאה היא כ- 2 db בלבד.

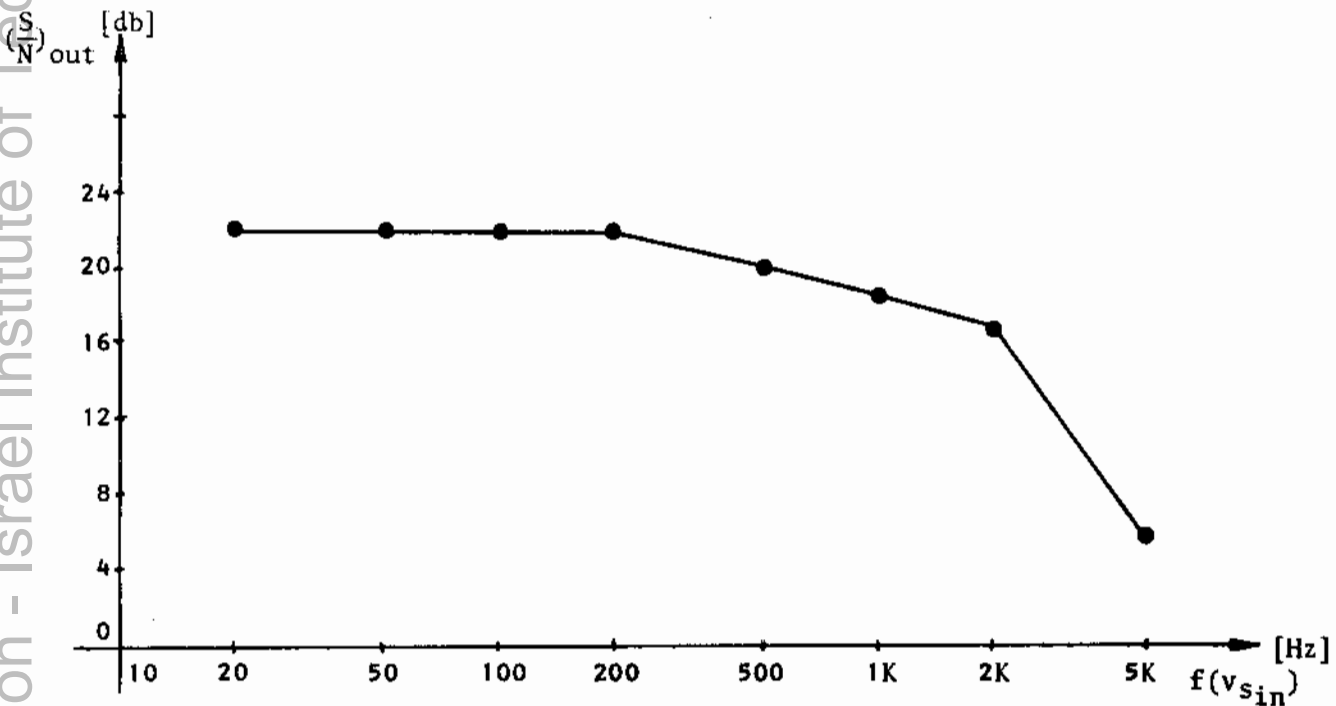
תוצאות דומות לאלו שנמדדו בתדר דגימה של 20 kc התקבלו גם בתדרי דגימה של 10 kc ו- 40 kc וההבדלים אינם עולים על 1 db.

טבלה 5.8: יחס אות לרעש ביציאת המערכת בתלות בתדר האות בכניסה.

Table 5.8: Output signal to noise ratio depending on input signal frequency.

נתוני המדידה:  $f_s = 20\text{kc}$ ,  $f(v_{n_{in}}) = 1.2\text{kc}$ ,  $v_{s_{in}} = 0\text{ dbm}$ ,  $v_{n_{in}} = 0\text{ dbm}$ ,  $\alpha = 6\text{db}$ ,  $\Delta_R = 8$ ,  $\mu = 2^{-12}$

$f(v_{s_{in}})$ [Hz]	20	50	100	200	500	1k	2k	5k
$v_{out}$ [RMS]	0.78	0.78	0.78	0.78	0.78	0.76	0.70	0.39
$v_{n_{out}}$ [RMS]	0.060	0.060	0.060	0.060	0.078	0.085	0.105	0.195
[dbm]	-22	-22	-22	-22	-20	-19	-17.5	-12
$v_{s_{out}}$ [RMS]	0.78	0.78	0.78	0.78	0.77	0.75	0.69	0.34
[dbm]	0	0	0	0	0	-0.5	-1	-7
$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	22	22	22	22	20	18.5	16.5	5



ציור 5.10: יחס אות לרעש ביציאת המערכת בתלות בתדר האות.

Fig 5.10: System output signal to noise ratio versus signal frequency.

5.3

בדיקת ביצועי המסנן כאשר קיים מקור יחוס קורלטיבי עם רעש רחב-סרט.

שימוש אחר של המערכת האדפטיבית הוא סינון רעש רחב-סרט מאות רצוי. במקרה זה מקור היחוס הוא מקור רעש קורלטיבי עם הרעש המתלווה לאות הרצוי.

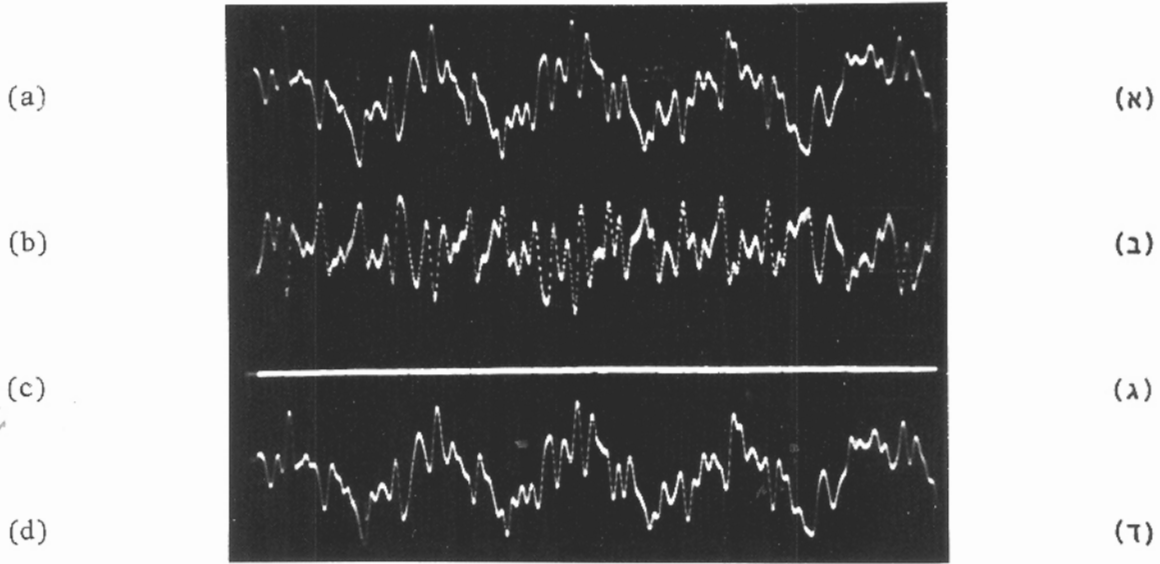
מערך המדידה זהה למערך המתואר בציור 5.7, מלבד העובדה שבמקום הפרעה מחזורית משתמשים במקור רעש פסאודו-אקראי מוגבל-סרט. אם ההשהייה  $\Delta_R$  אינה גדולה ורוחב-הסרט של הרעש מוגבל, הרי שתהיה קורלציה מסוימת בין הרעש בכניסת היחוס והרעש בכניסה הראשית. קורלציה זו תלויה כמובן ברוחב-הסרט של הרעש ובגודל ההשהייה  $\Delta_R$ .

המערכת נבדקה על-ידי מדידות יחסי אות לרעש בכניסה הראשית וביציאת המערכת כפי שהוסבר קודם. המדידות בוצעו בתלות בנתונים ופרמטרים השונים. נבדקה גם השפעת הכנסת יחידת ההשהייה במסלול הכניסה הראשית  $\Delta_P$  במקום במסלול כניסת היחוס  $\Delta_R$ .

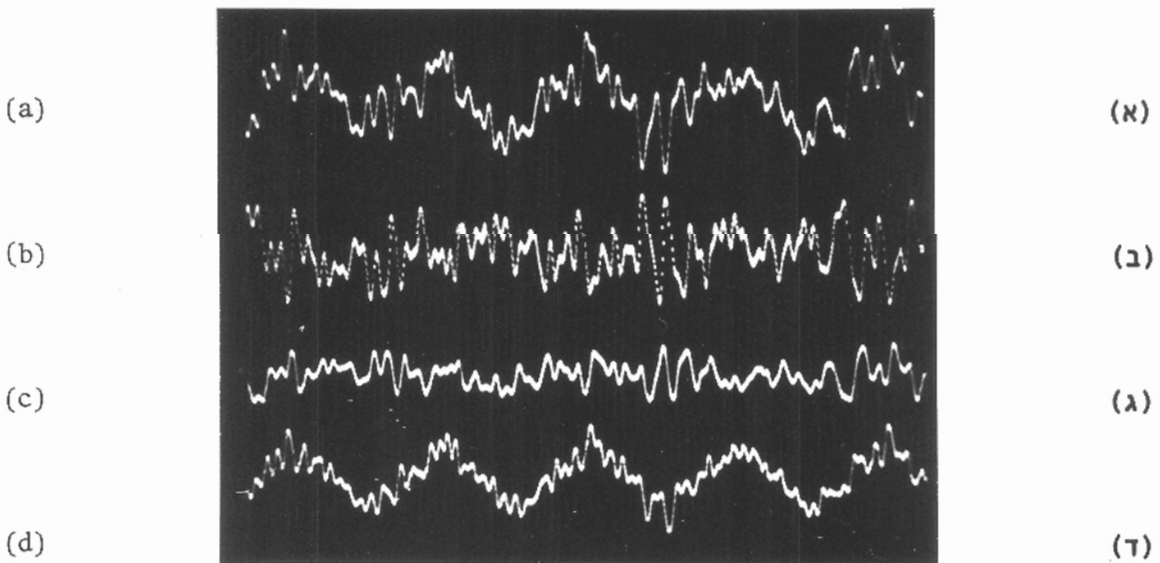
ציור 5.11.1-5.11.3 מתאר צילומי אוטצילוסקופ של האותות בכניסה וביציאה של המערכת האדפטיבית בשלשה פרקי זמן שונים; לפני האדפטציה, בתקופת המעבר ובמצב מתמיד. אות הכניסה הראשית הוא גל משולש בתדר 85 Hz בתוספת רעש פסאודו-אקראי מוגבל סרט ל-1 kc. יחס אות לרעש בכניסה הוא 0 db.

מציור 5.11.3 ניתן לראות איכותית את ביצועי המסנן במצב מתמיד.

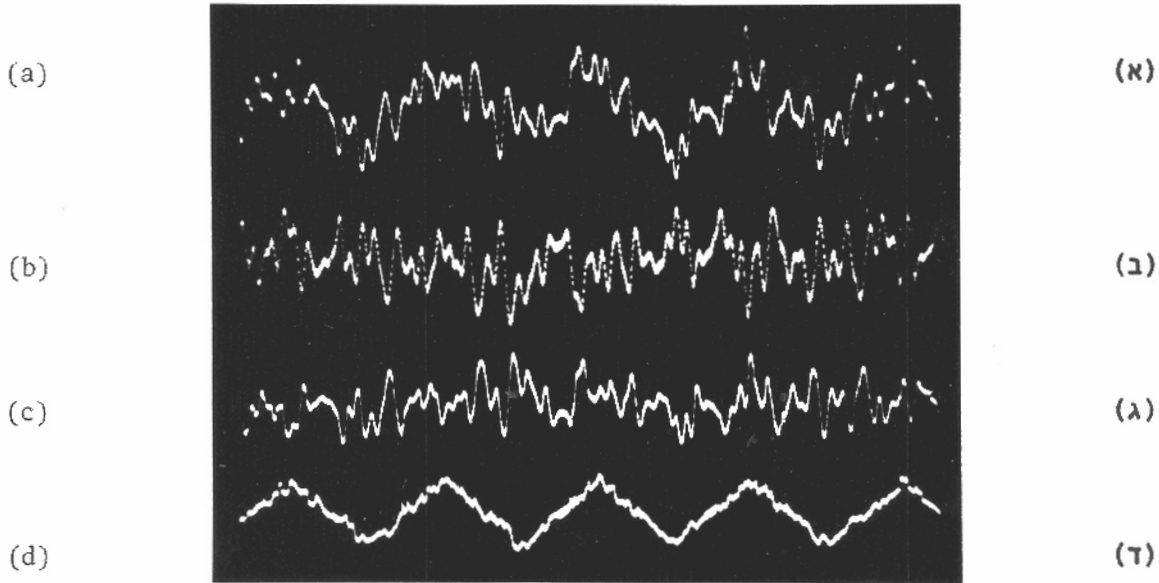
טבלה 5.9 וציור 5.12 מתארים את יחס אות לרעש ביציאת המערכת האדפטיבית בתלות ביחס אות לרעש בכניסה הראשית. האות הוא אות מחזורי סינוסואידלי בתדר 200 Hz, הרעש הוא רעש פסאודו-אקראי מוגבל סרט ל-1 kc. בתור מקור יחוס משתמשים ברעש מהכניסה הראשית שעבר נחות של 3 db. יחידת ההשהייה נמצאת במסלול הכניסה הראשית וגודל ההשהייה הוא  $\Delta_P = 2$ . מתוך תוצאות המדידה מסתבר שהשפור החל ביחס אות לרעש הוא כ-11 db במחוס בו המסנן מתנהג בקרוב בצורה לינארית. מעל יחס אות לרעש של 10 db בכניסה הראשית מגיעים לאזור הרוויה, בו הרעש העצמי שהמערכת מוסיפה מתחיל להשפיע בצורה ניכרת.



ציור 5.11.1: לפני האדפטציה (פרוט בעמוד 111).  
Fig 5.11.1: Before adaptation (details on page 111).



ציור 5.11.2: תוך כדי אדפטציה (פרוט בעמוד 111).  
Fig 5.11.2: During adaptation (details on page 111).



ציור 5.11.3: בסיום האדפטציה (פרוט בהמשך).

Fig 5.11.3: End of adaptation (details are following).

ציורים 5.11.1-5.11.3:

אותות כניסה ויציאה במערכת אדפטיבית לבטול הפרעות:

- א. האות המורכב בכניסה הראשית: אות מחזורי משולש בתדר 85 Hz ורעש פסאודו-אקראי מוגבל סרט ל-1 kHz. יחס אות לרעש הוא 0 db.
- ב. האות בכניסת היחוס: רעש פסאודו-אקראי מוגבל סרט ל-1 kHz.
- ג. יציאת המסנן הטרנסברסלי  $y(t)$  המהווה שערור לרעש.
- ד. אות היציאה מהמערכת  $z(t)$  המהווה שערור לאות המשולש.

Fig 5.11.1-5.11.3:

Input and output signals in the adaptive noise cancelling system:

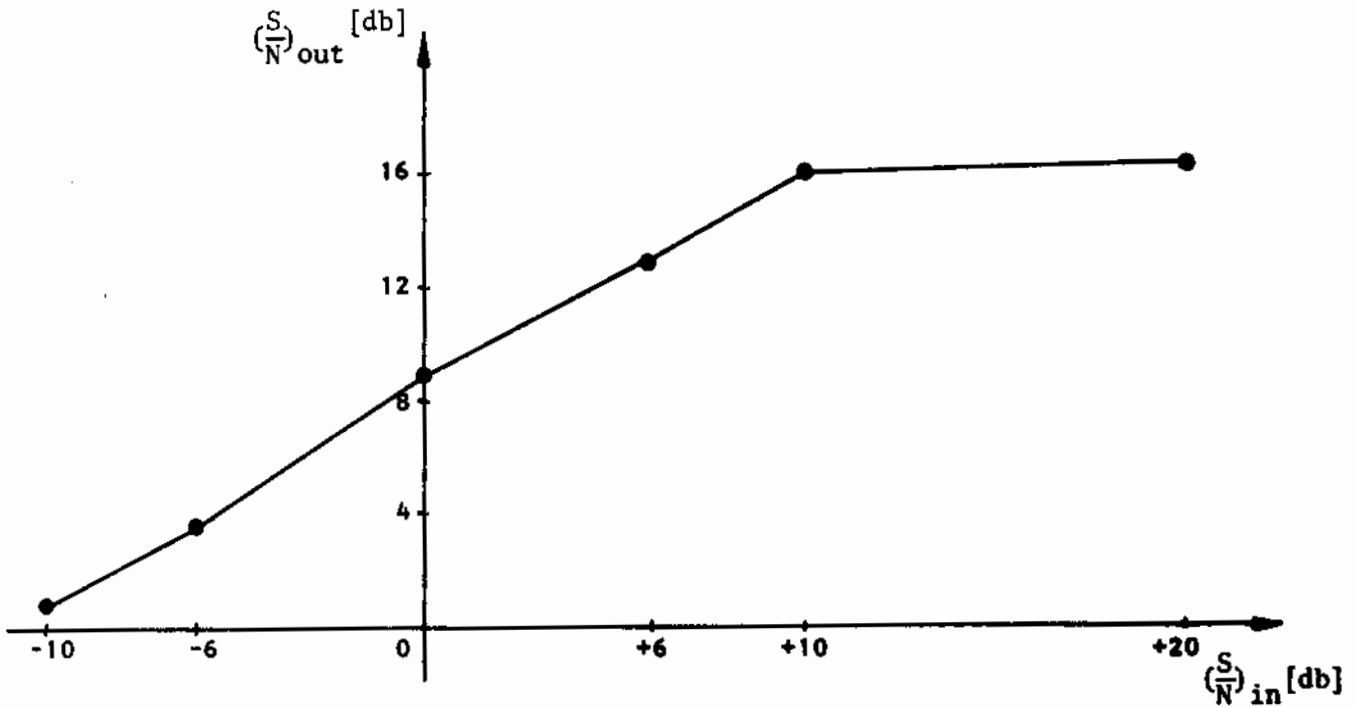
- a. The combined signal at the primary input: a periodic 85 Hz triangular wave and 1 kHz band-limited pseudo-random noise. The signal to noise ratio is 0 db.
- b. Reference input signal: 1 kHz band-limited pseudo-random noise.
- c. The transversal filter output  $y(t)$  which is an estimate of the noise.
- d. The system output  $z(t)$  which is an estimate of the triangular wave.

טבלה 5.9: יחס אות לרעש ביציאה בתלות ביחס אות לרעש בכניסה הראשית.

Table 5.9: Output signal to noise ratio depending on input signal to noise ratio.

$f_s=20\text{kc}$ ,  $f_i=200\text{Hz}$ ,  $\text{NBW}=1\text{kc}$ ,  $\alpha=3\text{db}$ ,  $\Delta_p=2$ ,  $\mu=2^{-12}$  נתוני המדידה:

$v_{s_{in}}$ [dbm]	0	0	0	0	-6	-10
$v_{n_{in}}$ [dbm]	-20	-10	-6	0	0	0
$(\frac{S}{N})_{in}$ [db]	20	10	6	0	-6	-10
$v_{out}$ [RMS]	0.80	0.80	0.80	0.80	0.45	0.37
$v_{n_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.077 -20	0.077 -20	0.120 -16	0.216 -11	0.23 -10.5	0.24 -10
$v_{s_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.80 0	0.80 0	0.80 0	0.77 0	0.39 -6	0.28 -9
$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	20	20	16	11	4.5	1



ציור 5.12: יחס אות לרעש ביציאה בתלות ביחס אות לרעש בכניסה.

Fig 5.12: Output signal to noise ratio versus input signal to noise ratio.

בהמשך נמדד יחס אות לרעש ביציאת המערכת בתלות ממדר האות הרצוי  $s_o(t)$  בכניסה הראשית כאשר יחס אות לרעש בכניסה נשמר קבוע. נמצא כי תגובת המסנן דומה למה שהתקבל במדידות הקודמות, כלומר ניתן לעבוד עם אותות מחזוריים בתדירויות עד כ- 2.5 kc כאשר תדר הדגימה הוא 20 kc ועד לתדירויות של כ- 5 kc כאשר תדר הדגימה הוא 40 kc.

בשימוש הנוכחי יש השפעה גדולה לרוחב הסרט של הרעש בכניסה הראשית NBW ולגודל ההשהייה  $\Delta_R$  או  $\Delta_P$ . ביצועי המסנן נמדדו בתלות בפרמטרים אלו כאשר יתר הנתונים קבועים.

טבלה 5.10 וציור 5.13 מתארים את יחס אות לרעש ביציאת המערכת בתלות בגודל ההשהייה  $\Delta_R$  או  $\Delta_P$  וברוחבי סרט שונים של הרעש בכניסה NBW. יחס אות לרעש בכניסה הוא 0 db ותדר הדגימה הוא 20 kc. מתוך התוצאות ניתן לראות כי השפור החל ביחס אות לרעש תלוי בצורה חזקה בגודל ההשהייה  $\Delta_R$  או  $\Delta_P$ . כאשר יחידת ההשהייה נמצאת במסלול הכניסה הראשית ( $\Delta_P$ ), ביצועי המסנן טובים יותר מאשר במקרה של ההשהייה במסלול כניסת היחוס ( $\Delta_R$ ). הסיבה לכך היא שבמקרה שההשהייה נמצאת במסלול הכניסה הראשית, המסנן האדפטיבי אשר נדרש לשחזר מהרעש בכניסת היחוס את הרעש שבכניסה הראשית צריך לשם כך לעשות השהייה של אות היחוס, במקום לעשות חיזוי במקרה וההשהייה נמצאת במסלול כניסת היחוס. ככל שגודל ההשהייה  $\Delta_R$  גדול יותר, כך קשה יותר למסנן האדפטיבי לעשות את החזוי ולכן ביצועיו מתקלקלים. תופעה אחרת היא מידת הקורלציה בין הרעש בכניסת היחוס והרעש בכניסה הראשית. כאשר גודל ההשהייה  $\Delta_P$  נעשה גדול מדי, ביצועי המסנן מתקלקלים בגלל הקטנת הקורלציה בין מקורות הרעש. ככל שרוחב הסרט של הרעש NBW גדול יותר, הקורלציה בין מקורות הרעש קטנה יותר ולכן הדבר גורם לכך שביצועי המסנן נעשים פחות טובים. הגדלת רוחב הסרט של הרעש מקלקלת את ביצועי המסנן גם בגלל העובדה שלמסנן האדפטיבי קשה יותר לשחזר רעש רחב סרט מאשר לשחזר רעש צר-סרט, וזאת מכיון שתגובת התדר של המסנן מוגבלת.

נבדקה גם השפעת מקדם הצעד  $\mu$  על ביצועי המסנן. תוצאות המדידה מובאות בטבלה 5.11.

מתוך התוצאות מתברר שככל שמקדם הצעד  $\mu$  קטן יותר, כך ביצועי המסנן טובים יותר, אם כי ההשפעה של מקדם הצעד על הביצועים אינה גדולה במיוחד.

נבדקה גם השפעת מקדם הנחות  $\alpha$  על ביצועי המסנן. מתוך המדידות מסתבר שאין כמעט השפעה למקדם הנחות  $\alpha$  על הביצועים כאשר  $\alpha$  נמצא בגבולות  $0 \div 12$ db.

בתדרי הדגימה של 10kc ו- 40kc התקבלו תוצאות דומות לאלו שהתקבלו בתדר דגימה של 20kc.

טבלה 5.10:

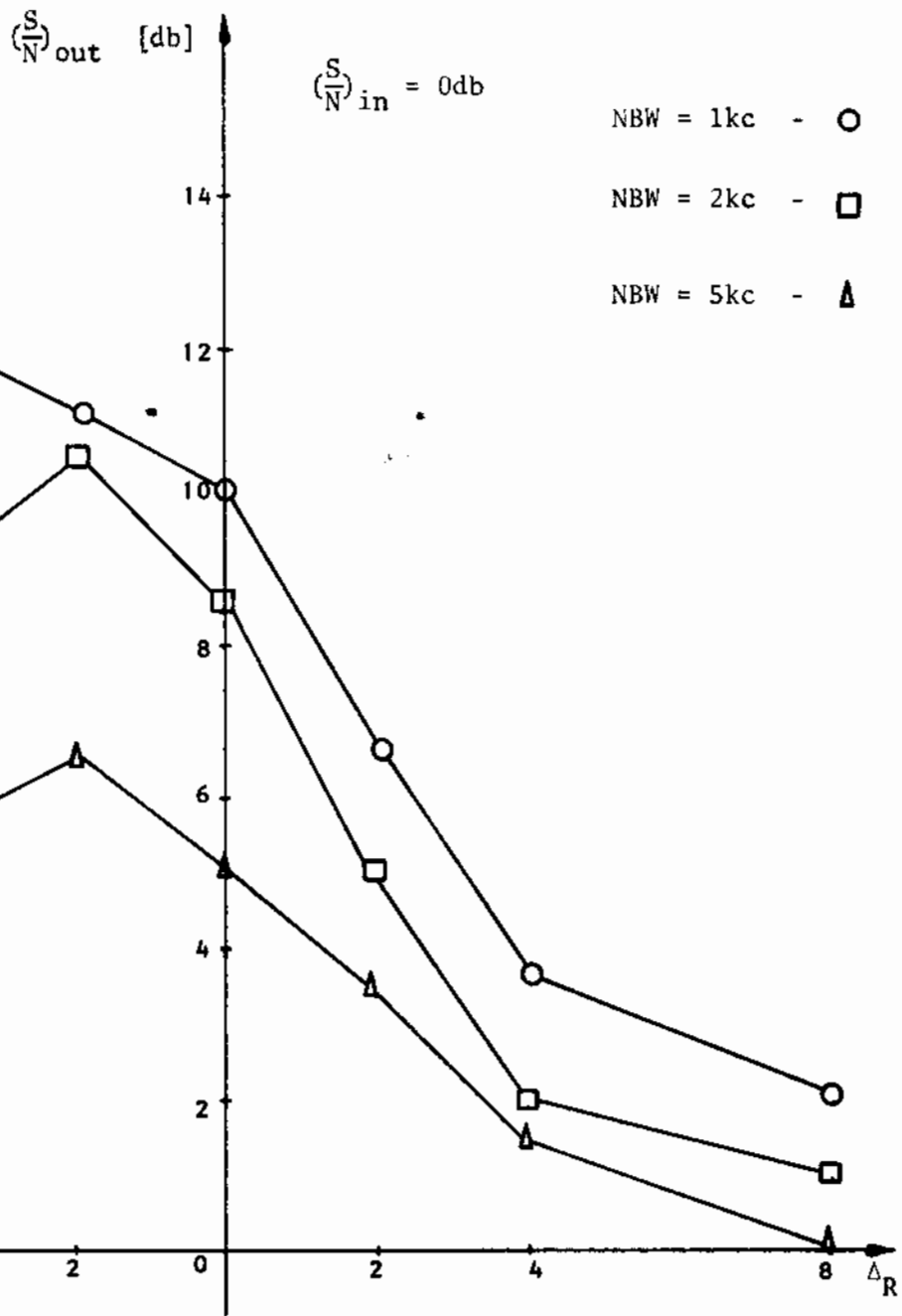
יחס אות לרעש ביציאת המערכת בתלות בהשהייה  $\Delta_B$  (ערכים שליליים של  $\Delta_B$  מתאימים להשהייה  $\Delta_P$ ) ובתלות ברוחב הסרט של הרעש NBW.

Table 5.10: Output signal to noise ratio depending on the delay  $\Delta_R$  (negative values of  $\Delta_R$  correspond to delay  $\Delta_P$ ) and depending on input noise band-width NBW.

נתוני המדידה:  $f_s=20\text{kc}$ ,  $f_i=200\text{Hz}$ ,  $\alpha=3\text{db}$ ,  $v_{s_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $v_{n_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $\mu=2^{-12}$

$\Delta_R$		-8	-4	-2	0	2	4	8
NBW = 1 kc	$v_{out}$ [RMS]	0.78	0.80	0.80	0.80	0.80	0.80	0.80
	$v_{n_{out}}$ [RMS]	0.24	0.195	0.216	0.24	0.34	0.45	0.50
	$v_{s_{out}}$ [dbm]	-10	-12	-11	-10	-7	-5	-4
	$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	9.5	12	11	10	6.5	3.5	2
NBW = 2 kc	$v_{out}$ [RMS]	0.78	0.78	0.78	0.80	0.80	0.80	0.78
	$v_{n_{out}}$ [RMS]	0.275	0.26	0.22	0.28	0.39	0.50	0.52
	$v_{s_{out}}$ [dbm]	-9	-9.5	-11	-9	-6	-4	-3.5
	$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	8.5	9	10.5	8.5	5	2	1
NBW = 5 kc	$v_{out}$ [RMS]	0.78	0.78	0.80	0.80	0.80	0.78	0.78
	$v_{n_{out}}$ [RMS]	0.41	0.37	0.34	0.39	0.45	0.50	0.55
	$v_{s_{out}}$ [dbm]	-5.5	-6.5	-7	-6	-5	-4	-3
	$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	4	5.5	6.5	5	3.5	1.5	0





ציור 5.13: שפור ביחס אות לרעש בתלות בגודל ההשהייה  $\Delta_R$  או  $\Delta_P$  ב-3 רוחבי-סרט שונים של הרעש NBW.

Fig 5.13: Signal to noise ratio improvement versus delay  $\Delta_R$  or  $\Delta_P$  with 3 different input noise band-widths NBW.

טבלה 5.11: יחס אות לרעש ביציאת המערכת בתלות במקדם הצעד  $\mu$ .

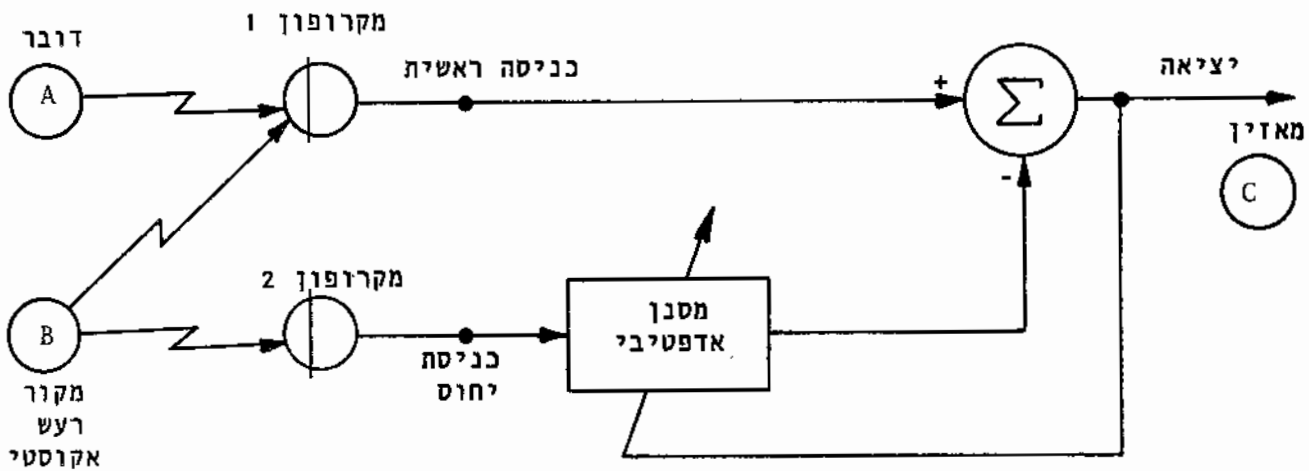
Table 5.11: Output signal to noise ratio depending on the step-size  $\mu$ .

נתוני מדידה אחרים:  $f_s=20\text{kc}$ ,  $f_i=200\text{Hz}$ ,  $v_{s_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $v_{n_{in}}=0\text{ dbm}$ ,  $\alpha=3\text{db}$ ,  $\Delta_p=2$ ,  $\text{NBW}=1\text{kc}$

$\mu$	$2^{-12}$	$2^{-11}$	$2^{-10}$	$2^{-9}$	$2^{-8}$	$2^{-7}$
$v_{out}$ [RMS]	0.80	0.78	0.78	0.78	0.78	0.78
$v_{n_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.216 -11	0.22 -11	0.225 -10.5	0.24 -10	0.255 -9.5	0.27 -9
$v_{s_{out}}$ [RMS] [dbm]	0.77 0	0.75 -0.5	0.75 -0.5	0.74 -0.5	0.73 -0.5	0.73 -0.5
$(\frac{S}{N})_{out}$ [db]	11	10.5	10	9.5	9	8.5

5.4 בדיקת המערכת כמסנן רעש מאותות דבור

אחד השימושים המעשיים של המערכת האדפטיבית לבטול הפרעות הוא סינון רעש מאותות דבור, כפי שהוסבר בפרק 2. על מנת להדגים את ביצועי המסנן האדפטיבי לשמוש זה, בוצעו מספר ניסויים מעשיים. הניסויים בוצעו בהתאם לתרשים בציר 5.14.



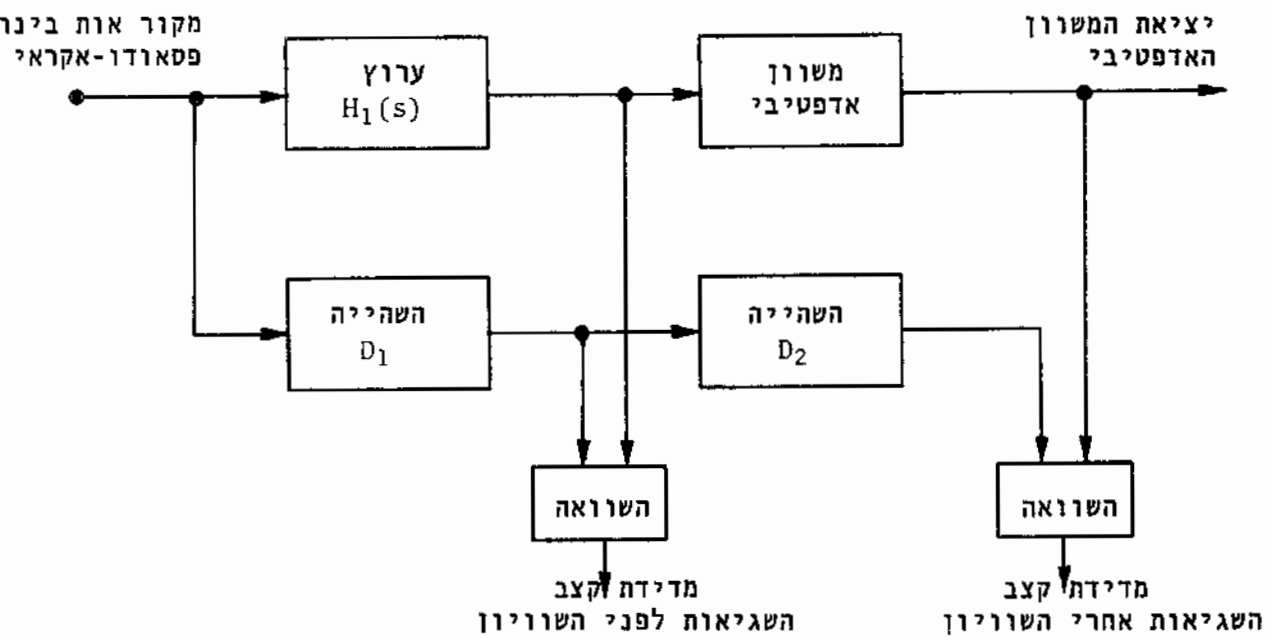
ציור 5.14: סינון רעש מאותות דבור.

Fig 5.14: Cancelling noise from speech signals.

דובר A דיבר למוך מיקרופון בחדר בו הייתה הפרעה אקוסטית חזקה, כך שהמיקרופון בכניסה הראשית קלט גם את ההפרעה האקוסטית. מיקרופון אחר מוקם כך שיהיה קרוב למקור ההפרעה האקוסטית B ומרוחק מהדובר A, והוא הווה את כניסת היחוס למערכת האדפטיבית. מקור ההפרעה היה רעש חזק ממקור רעש פסאודו-אקראי מוגבל סרט. האותות מהמיקרופונים הוקלטו ב-2 ערוצים של סרט מגנטי באמצעות רשם קול סטריאופוני. עוצמת ההפרעה באות הדבור הייתה כה חזקה שלדיבור היתה מובנות נמוכה מאד עד כדי קשיי הבנה. יציאת המערכת האדפטיבית הוקלטה אף היא על סרט מגנטי. המערכת האדפטיבית סיננה את הרעש מאות הדבור בצורה משמעותית (שפור ביחס אות לרעש של כ-10 db), כך שביציאת המערכת ניתן היה להבין את הדבור, יחד עם זה לא הובחנו עוותים משמעותיים באות הדיבור. הביצועים הטובים ביותר הושגו כאשר מקדם הצעד  $\mu$  היה גדול  $(2^{-7})$ . הסיבה לכך היא שהמסנן האדפטיבי נדרש לעשות את האדפטציה במהירות רבה, בגלל אי-סטציונריות של האותות בכניסה.

5.5 בדיקת פעולת המערכת כמשוון אדפטיבי

כפי שהוסבר בפרקים הקודמים, ניתן לנצל את המסנן האדפטיבי בתור משוון אדפטיבי המשמש להפחתת הפרעות בין-סימניות בערוצי תקשורת סיפרתית. לצורך בדיקת ביצועי המשוון האדפטיבי נבנה מערך מדידה המתואר בציור 5.15 אשר מבוסס על המעגל בציור 4.14.

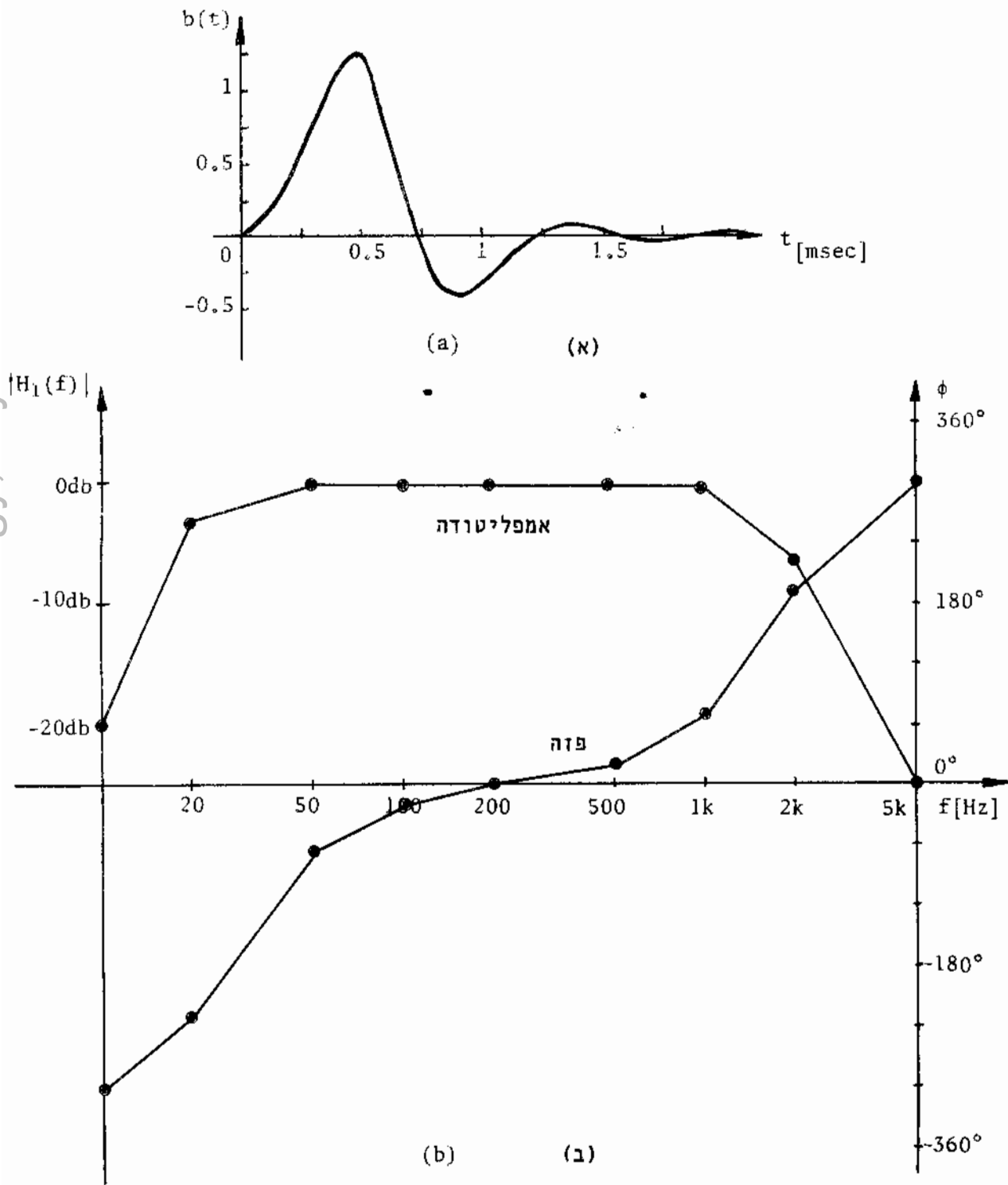


ציור 5.15: מערך למדידת ביצועי המשוון האדפטיבי.

Fig 5.15: Measuring the adaptive equalizer performance.

הכניסה הבינרית היא סידרה פטאודו-אקראית באורך  $2^{18}-1$ . קצב הסיביות מסונכרן עם קצב הדגימה כך שלכל סיבית מתאימות 16 דגימות. בניסוי זה נבדק המשוון האדפטיבי כאשר קצב הדגימה הוא 40 kc, לכן קצב הסיביות הינו 2500 bit/s. אות הכניסה הוא אות בינרי רגיל בעל 2 רמות לוגיות. בתור ערוץ משמש מסנן מעביר סרט הניתן לכוון. מטרת מסנן זה היא לדמות ערוץ תקשורת סיפרתית מעשי. ביציאת הערוץ מתקבל אות בינרי מעוות אשר מהווה את הכניסה למשוון האדפטיבי. המשוון האדפטיבי עובד על עיקרון של החלטה עצמית (decision-directed mode), כפי שהוסבר קודם. קצב השגיאות לפני השוויון ואחרי השוויון נמדד על סמך השוואות סיבית המקור לסיבית הפענוח. ההשוואות נעשות באמצעות 2 שערי XOR והקצב של השגיאות נמדד בעזרת מונה תדר. ההשהייה  $D_1$  מתאימה להשהיית הערוץ  $H_1(s)$  וההשהייה  $D_2$  מתאימה להשהיית המשוון האדפטיבי.

תגובה לסיבית ותגובת תדר של הערוץ  $H_1(s)$  אשר גורם לקצב שגיאות של 20% לפני השוויון מתוארת בציור 5.16. רוחב-הסרט של הערוץ הוא כ- 1.8 kc. ביציאת המשוון האדפטיבי התקבל אחוז שגיאות של כ- 0.1% כאשר אחוז השגיאות בכניסה היה כ- 20%. אחוז השגיאות ביציאה ירד לפחות מ-  $2^{-18}$  כאשר אחוז השגיאות בכניסה היה עדיין כ- 10%. המשוון האדפטיבי לא פעל בצורה טובה כאשר רוחב-הסרט של הערוץ היה פחות מ- 1.5 kc, דבר שגרם לאחוז שגיאה של כ- 25% לפני השוויון. המסנן מעביר הסרט ששימש לניסוי לא הווה דמוי מדויק מספיק לערוץ תקשורת סיפרתית מעשי, אך לא היתה אפשרות לדמוי מדויק יותר.



ציור 5.16: א. תגובה לטיבית של הערוץ הנבדק.

ב. תגובת תדר (אמפליטודה ופזה) של הערוץ.

Fig 5.16: a. Bit response of the simulated channel.  
b. Frequency response (amplitude and phase) of the channel.

פרק 6: סיכום ומסקנות

המסנן האדפטיבי שנבנה משלב טכניקות סיפרתיות ואנלוגיות. שמוש בהתקן האנלוגי TAD-12 כחלק הבסיסי של המסנן הטרונסברסלי מפשט בהרבה את ממוש המערכת. האלגוריתם האדפטיבי SIGN המבקר את עדכון מקדמי המסנן מהווה קרוב טוב לאלגוריתם ה-LMS, כפי שניתן לראות מתוצאות הסימולציות. אלגוריתם ה-SIGN נוח ופשוט יותר לממוש בחומרה מאשר אלגוריתם ה-LMS.

ברוב השימושים המעשיים רצוי לעבוד עם מקדם צעד  $\mu$  קטן עד כדי  $2^{-12}$  או אפילו קטן מזה. אין אפשרות מעשית לעדכון מדויק של המקדמים בשעורים כה קטנים על ידי חומרה אנלוגית, על כן מקדמי המסנן חייבים להיות מיוצגים ומעודכנים באופן סיפרתי.

שמוש במעגלים אנלוגיים וסיפרתיים וביצוע הפעולות האריתמטיות בצורה טורית מאפשרים ממוש פשוט ויעיל של מסנן אדפטיבי המסוגל לעבוד במהירויות בינוניות. בצורתו הנוכחית של המסנן, קצב הדגימה המכסימלי הוא כ- 40 kc, אך אין הדבר אומר שהמסנן מתאים לשמוש עבור אותות עד כ- 20 kc. ביצועי המסנן טובים רק עבור אותות בתחום התדירויות עד כ- 1/8 מתדר הדגימה, כלומר מכסימום עד כ- 5 kc.

12 סיביות ליצוג מקדמי המסנן הוא המינימום המומלץ. תוצאות טובות יותר ניתן היה להשיג אם מקדמי המסנן היו מיוצגים בדיוק של 16 סיביות, בגלל הקטנת השפעת שגיאות קוונטזציה הקיימות באלגוריתמים אדפטיביים סיפרתיים [19].

הדבר היה גם מאפשר לעבוד עם מקדם צעד  $\mu$  קטן עד כדי  $2^{-16}$ . במערכת הקיימת ניתן להגדיל את דיוק המקדמים הסיפרתיים על ידי תוספת קטנה בחומרה. תוספת זו אינה גורמת להקטנת מהירות הפעולה של המערכת, כיון שהסיביות המתאימות לאותו מקדם מאוחסנות בצורה מקבילית.

ניתן לשפר במידה מסויימת את ביצועי המסנן על ידי הגדלת אורך המסנן הטרונסברסלי. כיום ניתן להשיג התקן TAD-32 אשר דומה להתקן TAD-12, אך בעל אורך של 32 תאים. אם רוצים להשתמש בהתקן זה לממוש מסנן אדפטיבי בעל 32 מקדמים, צריכים לבצע מספר שינויים, כגון הגדלת אורך הרגיסטרים הסיפרתיים והגדלת אורך מונה הטבעת במערכת הבקרה. כתוצאה מכך מהירות הפעולה של המערכת תקטן, אך בפקטור של 2 בלבד, בגלל ניצול טוב יותר של הרגיסטרים הסיפרתיים שכעת אינם מנוצלים במלואם.

החוליות החלשות במערכת הן המעגלים האנלוגיים, במיוחד המכפל MD/A. כתוצאה מאי-דיוקים של המעגלים האנלוגיים נוצרות שגיאות שלהם השפעה מצטברת והן מגבילות את ביצועי המסנן. ניתן להקטין את השפעת שגיאות אלה על-ידי בחירת מכפל MD/A ומגברים אופרטיביים מהירים ומדויקים יותר, אך אי אפשר למנוע אותם לגמרי. השפעתם ניכרת במיוחד כאשר עוצמת האותות בכניסה נמוכה. לעומת זה כאשר עוצמת האותות בכניסה גדולה מדי, נוצרים עוותים גדולים במערכת ההשהייה האנלוגית TAD-12. עוצמת האות האופטימלית בכניסת היחוס היא בקרוב  $1 V_{RMS}$ . על ידי תוספת של מגבר עם סידור AGC בכניסה למסנן ניתן להבטיח שהאותות יהיו בעוצמה מתאימה.

אי-הדיוקים אשר נובעים בעיקר מהמעגלים האנלוגיים גורמים לכך שמקדמי המסנן אינם מתכנסים בדיוק לווקטור של וינר. במקרים מסויימים חלק מהמקדמים מגיע לערכם המכסימלי החיובי או השלילי והם מוגבלים על-ידי המגבל אשר מבוקר מהמעגל לזיהוי גלישה, למרות זאת המערכת מבצעת את הפעולה הרצויה של בטול הפרעות, אם כי לא בצורה האופטימלית. הקפאת המקדמים על ידי הבקר הידני FREEZE זמן קצר לפני שחלק מהם עומד לגלוש משפרת במקרים מסויימים את ביצועי המסנן. לכן רצוי לדאוג לסידור להקפאה אוטומטית של המקדמים בגמר תקופת המעבר של התהליך האדפטיבי.

השימושים המוצעים והנבדקים של המסנן האדפטיבי שנבנה הם בעיקר לביטול הפרעות באופן אדפטיבי. אפשר לנצל את השיטה הזאת בכל מקרה בו ניתן להשיג אות יחוס מתאים אשר קורלטיבי רק עם ההפרעה. היתרון של שיטת סינון זו לעומת שיטות סינון קונבנציונליות היא ביכולת של המערכת להתכוון באופן אדפטיבי בהתאם לתכונות אותות הכניסה, תוך כדי פעולת הסינון, ואם סטטיסטיקות אותות הכניסה משתנות באיטיות, המסנן האדפטיבי מסוגל לעקוב באופן אוטומטי אחרי שינויים אלה.

היתרון הנוסף הוא בכך שהעוותים המתקבלים ביציאת המערכת האדפטיבית קטנים בדרך כלל מהעוותים המתקבלים בשיטות הסינון המקובלות.

כאשר משתמשים במסנן האדפטיבי שנבנה לבטול הפרעות באופן אדפטיבי, הביצועים הטובים ביותר מתקבלים כשההפרעה המתלווה לאות בכניסה הראשית היא מחזורית וקיים מקור יחוס אשר קורלטיבי עם ההפרעה. כאשר הרעש המתלווה לאות בכניסה הראשית הוא רחב-סרט וקיים מקור יחוס קורלטיבי עמו, ביצועי המסנן תלויים בעיקר ברוחב-הסרט של הרעש בכניסה ובמידת הקורלציה בין הרעש בכניסה הראשית והרעש בכניסת היחוס. עבור אותות מחזוריים

התקבלו במצב מתמיד הביצועים הטובים ביותר כאשר מקדם הצעד  $\mu$  היה המינימלי האפשרי, כלומר  $2^{-12}$ . כאשר המסנן האדפטיבי שימש לסינון רעש מאותות שאינם סטציונריים, כגון אותות דיבור, התקבלו הביצועים הטובים ביותר כאשר מקדם הצעד  $\mu$  היה  $2^{-7}$ . הסיבה לכך היא שהמסנן האדפטיבי נדרש לעשות את האדפטציה במהירות רבה, בגלל אי-סטציונריות של אותות הכניסה.

ברוב המקרים המעשיים השפעת מקדם הצעד  $\mu$  על ביצועי המסנן במצב מתמיד אינה גדולה וההשפעה העיקרית היא על מהירות ההתכנסות של התהליך האדפטיבי.

כאשר לא עומד לרשותינו מקור יחוס חיצוני אשר קורלטיבי עם הרעש בכניסה הראשית, ויוצרים את כניסת היחוס על ידי השהיית האות המורכב מהכניסה הראשית, ביצועי המסנן פחות טובים מאשר בשימושים בהם קיים מקור יחוס כזה. ביצועי המסנן תלויים בעיקר ברוחב-הסרט של הרעש בכניסה, הגדלת רוחב-הסרט של הרעש עד למחצית תדר הדגימה משפרת את ביצועי המסנן. שמוש אחר של המסנן האדפטיבי הוא בתור משוון אדפטיבי. נבדקו ביצועי המסנן עבור שמוש זה, והמסקנה היא כי המשוון האדפטיבי שנבנה גורם להקטנה משמעותית של קצב השגיאות ביציאת מערכת ההחלטה בתנאי שקצב השגיאות לפני השוויון אינו עולה על 20%, וזאת עקב העובדה שהשוויון מתבסס על החלטות עצמיות של המערכת.



N      N  D  J

```
C
C ***** ADAPTIVE FILTER SIMULATION *****
C
C      DIMENSION W(100), XN(1100), FX(1100), EJ(1100)
C      REAL MU
C      INTEGER X(1100)
C      CALL INOUT(1, "OUT PRED FILE: ", 1)
C      CALL INOUT(2, "OUT ERR FILE: ", 1)
C      CALL INOUT(3, "OUT WEIG FILE: ", 1)
C      CALL INOUT(4, "INPUT FILE:   ", 1)
C      CALL INOUT(5, "IN NOISE FILE: ", 0)
C      CALL INOUT(6, "OUT MSE FILE:  ", 1)
C
C ***** ACCEPT INPUT PARAMETERS *****
C
C      ACCEPT "# OF WEIGHTS = ? ", NW
C      ACCEPT "# OF DELAY ELEMENTS = ? ", ND
C      ACCEPT "# OF OUTPUT POINTS = ? ", NP
C      ACCEPT "STEP SIZE = ? ", MU
C      ACCEPT "# OF SAMPLES/PERIOD = ? ", NSP
C      ACCEPT "# OF PIZ POINTS = ? ", NPP
C      ACCEPT "AMPLITUDE FACTOR = ? ", A
C      ACCEPT "GAIN FACTOR = ? ", GF
C      ACCEPT "ALGORITHM CODE (0)=LMS, (1)=SIGN ", M
C *****
C      L=0
C      NP1=NP-900
C      NP2=NP-NPP
C      PI=4. *ATAN(1.)
C      TMU=2. *MU
C
C ***** SET THE FILTER COEFFICIENTS TO ZERO *****
C
C      DO 10 I=1, NW
C 10      W(I)=0.
C *****
C      NWD=NW+ND
C      NWD1=NWD-1
C      FNSP=FLOAT(NSP)
C
C ***** EVALUATE INPUT SAMPLES *****
C
C      DO 15 I=1, NWD
C      FI=FLOAT(I)
C      READ BINARY(5) XN(I)
C      FX(I)=SIN(2. *PI*FI/FNSP)+A*XN(I)
C      X(I)=INT(FX(I)*2048.)
C 15      WRITE BINARY(4) X(I)
```

```
C
C ***** MAIN LOOP *****
C
C      DO 100 I=1,NP
C      YJ=0.
C ***** EVALUATE ONE OUTPUT SAMPLE *****
C      DO 20 IJ=1,NW
C      C=FX(IJ)*W(IJ)
C      YJ=GF*C+YJ
C      20 CONTINUE
C      IYJ=INT(YJ*2048.)
C ***** SHIFT INPUT SAMPLES AND GET ONE NEW INPUT SAMPLE *****
C      L=L+1
C      DO 30 II=1,NWD1
C      30 FX(II)=FX(II+1)
C      FI=FLOAT(NWD+L)
C      READ BINARY(5) XN(NWD)
C      FX(NWD)=SIN(2.*PI*FI/FNSP)+A*XN(NWD)
C      X(NWD)=INT(FX(NWD)*2048.)
C      WRITE BINARY(4) X(NWD)
C ***** EVALUATE THE ERROR SAMPLE *****
C      EJ(I)=FX(NWD)-YJ
C      IEJ=INT(EJ(I)*2048.)
C *****
C      IF (L.LT.NP1) GO TO 35
C      WRITE BINARY(1) IYJ
C      WRITE BINARY(2) IEJ
C      WRITE BINARY(3) (W(J),J=1,NW)
C ***** CHOOSE THE ALGORITHM *****
C      35 IF (M.EQ.0) TMUE=TMU*EJ(I)
C      IF (M.EQ.1) TMUE=TMU*SIGN(1.,EJ(I))
C      DO 40 K=1,NW
C      IF (M.EQ.0) TMS=TMUE*FX(K)
C      IF (M.EQ.1) TMS=TMUE*SIGN(1.,FX(K))
C      40 W(K)=W(K)+TMS
C      100 CONTINUE
C
C ***** EVALUATE THE MEAN SQUARE ERROR *****
C
C      DO 200 I=0,NP2
C      PIZ=0.
C      DO 150 J=1,NPP
C      PIZ=PIZ+EJ(I+J)*EJ(I+J)
C      150 CONTINUE
C      PIZ=PIZ/NPP
C      WRITE BINARY(6) PIZ
C      200 CONTINUE
C      TYPE "MSE=",PIZ
C      END
```

ב' נ ס פ ח

תוצאות הסימולציות על ביצועי המסנן במצב מתמיד

טבלה B.1:  $E[\epsilon^2]$  ו-  $E[(s-y)^2]$  קרוב למצב המתמיד בחלוח במקדם הצעד  $\mu$ , ביחסי אות לרעש שונים בכניסה, בשימוש באלגוריתם LMS ואלגוריתם SIGN.

Table B.1:  $E[\epsilon^2]$  and  $E[(s-y)^2]$  near to the steady state, versus step-size  $\mu$ , at different input signal to noise ratios when using the LMS algorithm and the SIGN algorithm.

		$\mu$	0.00025	0.001	0.004	0.016
אלגוריתם LMS	$(\frac{S}{N})_{in} = \infty db$	$E[\epsilon^2]$	0.716E-1	0.205E-3	0.405E-7	0.214E-12
	Noise power = 0	$E[(s-y)^2]$	0.716E-1	0.203E-3	0.405E-7	0.214E-12
	$(\frac{S}{N})_{in} = 8db$	$E[\epsilon^2]$	0.1813	0.1202	0.1237	0.1570
	Noise power = 0.077	$E[(s-y)^2]$	0.0672	0.0124	0.0148	0.0392
אלגוריתם SIGN	$(\frac{S}{N})_{in} = \infty db$	$E[\epsilon^2]$	0.344E-5	0.473E-4	0.807E-3	0.296E-1
	Noise power = 0	$E[(s-y)^2]$	0.344E-5	0.473E-4	0.807E-3	0.296E-1
	$(\frac{S}{N})_{in} = 8db$	$E[\epsilon^2]$	0.1225	0.1202	0.1642	2.1049
	Noise power = 0.077	$E[(s-y)^2]$	0.0132	0.0227	0.0449	2.0222

$\frac{f_s}{f_{in}} = 12, \quad \Delta = 4, \quad N = 12$

תנאי הבדיקה:

Signal power = 0.500

טבלה B.2:  $E[\epsilon^2]$  ו-  $E[(s-y)^2]$  קרוב למצב מתמיד בתלוח במספר המקדמים N, כאשר משתמשים באלגוריתם LMS ובאלגוריתם SIGN.

Table B.2:  $E[\epsilon^2]$  and  $E[(s-y)^2]$  near to the steady state, versus the number of coefficients N, when using the LMS algorithm and the SIGN algorithm.

N		12	24	48
אלגוריתם LMS	$E[\epsilon^2]$	0.1202	0.0981	0.0909
	$E[(s-y)^2]$	0.124E-1	0.477E-2	0.352E-2
	$(\frac{S}{N})_{out}$	16db	20db	21.5db
אלגוריתם SIGN	$E[\epsilon^2]$	0.1202	0.1138	0.1038
	$E[(s-y)^2]$	0.227E-1	0.202E-1	0.197E-1
	$(\frac{S}{N})_{out}$	13.5db	14db	14db

$\Delta = 4,$        $\mu = 0.001,$        $\frac{f_s}{f_{in}} = 12$       תנאי הבדיקה:

Signal power = 0.500

Noise power = 0.077

$(\frac{S}{N})_{in} = 8db$

טבלה B.3: ביצועי המסנן קרוב למצב מתמיד בתלות בגודל ההשהייה  $\Delta$ , כאשר משתמשים באלגוריתם LMS ובאלגוריתם SIGN.

Table B.3: The filter performance near to the steady state, versus the delay  $\Delta$ , when using the LMS algorithm and the SIGN algorithm.

	$\Delta$	2	4	8	16
אלגוריתם LMS	$E[\epsilon^2]$	0.1219	0.1202	0.1121	0.0973
	$E[(s-y)^2]$	0.0121	0.0124	0.0117	0.0121
אלגוריתם SIGN	$E[\epsilon^2]$	0.1300	0.1202	0.1163	0.1018
	$E[(s-y)^2]$	0.0215	0.0227	0.0151	0.0152

$\mu = 0.001, \quad N = 12, \quad \frac{f_s}{f_{in}} = 12$  תנאי הבדיקה:  
 Signal power = 0.500  $(\frac{S}{N})_{in} = 8\text{db}$   
 Noise power = 0.077

טבלה B.4: ביצועי המסנן קרוב למצב מתמיד בתלות בתדר אות הכניסה, כאשר משתמשים באלגוריתם LMS ובאלגוריתם SIGN.

Table B.4: The filter performance near to the steady state, versus input signal frequency, when using the LMS algorithm and the SIGN algorithm.

	$\frac{f_s}{f_{in}}$	6	12	24
אלגוריתם LMS	$E[\epsilon^2]$	0.1219	0.1202	0.1019
	$E[(s-y)^2]$	0.0270	0.0124	0.0127
אלגוריתם SIGN	$E[\epsilon^2]$	0.1181	0.1202	0.1065
	$E[(s-y)^2]$	0.0304	0.0227	0.0161

$N = 12, \quad \Delta = 4, \quad \mu = 0.001$  תנאי הבדיקה:  
 Signal power = 0.500  $(\frac{S}{N})_{in} = 8\text{db}$   
 Noise power = 0.077

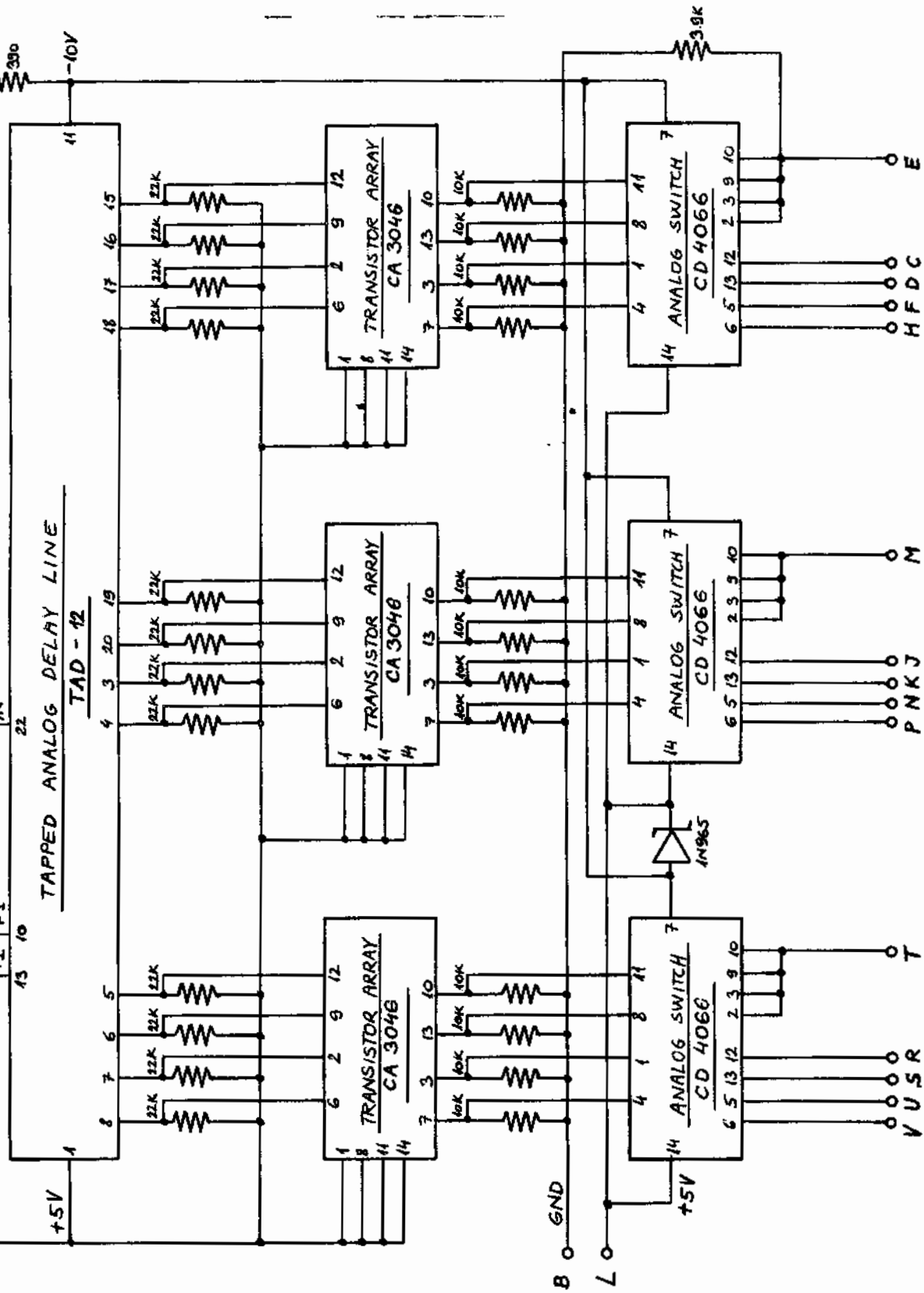
טבלה B.5: ביצועי המסנן קרוב למצב מתמיד ביחסי אות לרעש שונים בכניסה, כאשר משתמשים באלגוריתם LMS ובאלגוריתם SIGN.

Table B.5: The filter performance near to the steady state at different input signal to noise ratios when using the LMS algorithm and the SIGN algorithm.

		$\left(\frac{S}{N}\right)_{in}$	$\infty$ db	8db	-2db
אלגוריתם LMS	Input noise power		0	0.077	0.775
	$E[\epsilon^2]$		0.205E-3	0.1202	1.1905
	$E[(s-y)^2]$		0.205E-3	0.0124	0.1082
	$\left(\frac{S}{N}\right)_{out}$		34db	16db	6.5db
אלגוריתם SIGN	Input noise power		0	0.077	0.775
	$E[\epsilon^2]$		0.473E-4	0.1202	1.1803
	$E[(s-y)^2]$		0.473E-4	0.0227	0.1089
	$\left(\frac{S}{N}\right)_{out}$		40db	13.5db	6.5db

$N = 12,$        $\Delta = 4,$        $\mu = 0.001$       תנאי הבדיקה:

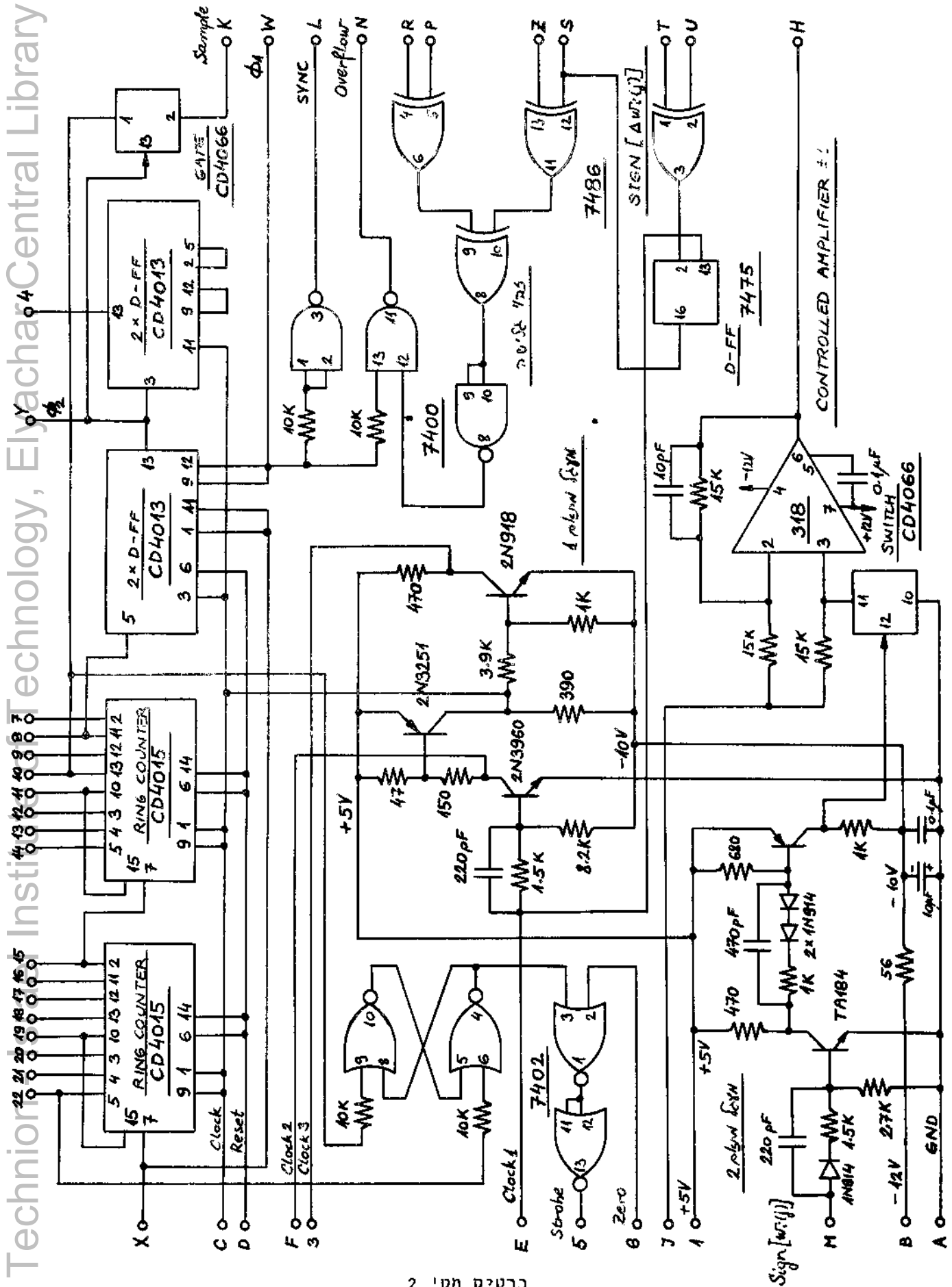
$\frac{f_s}{f_{in}} = 12,$       Signal power = 0.500



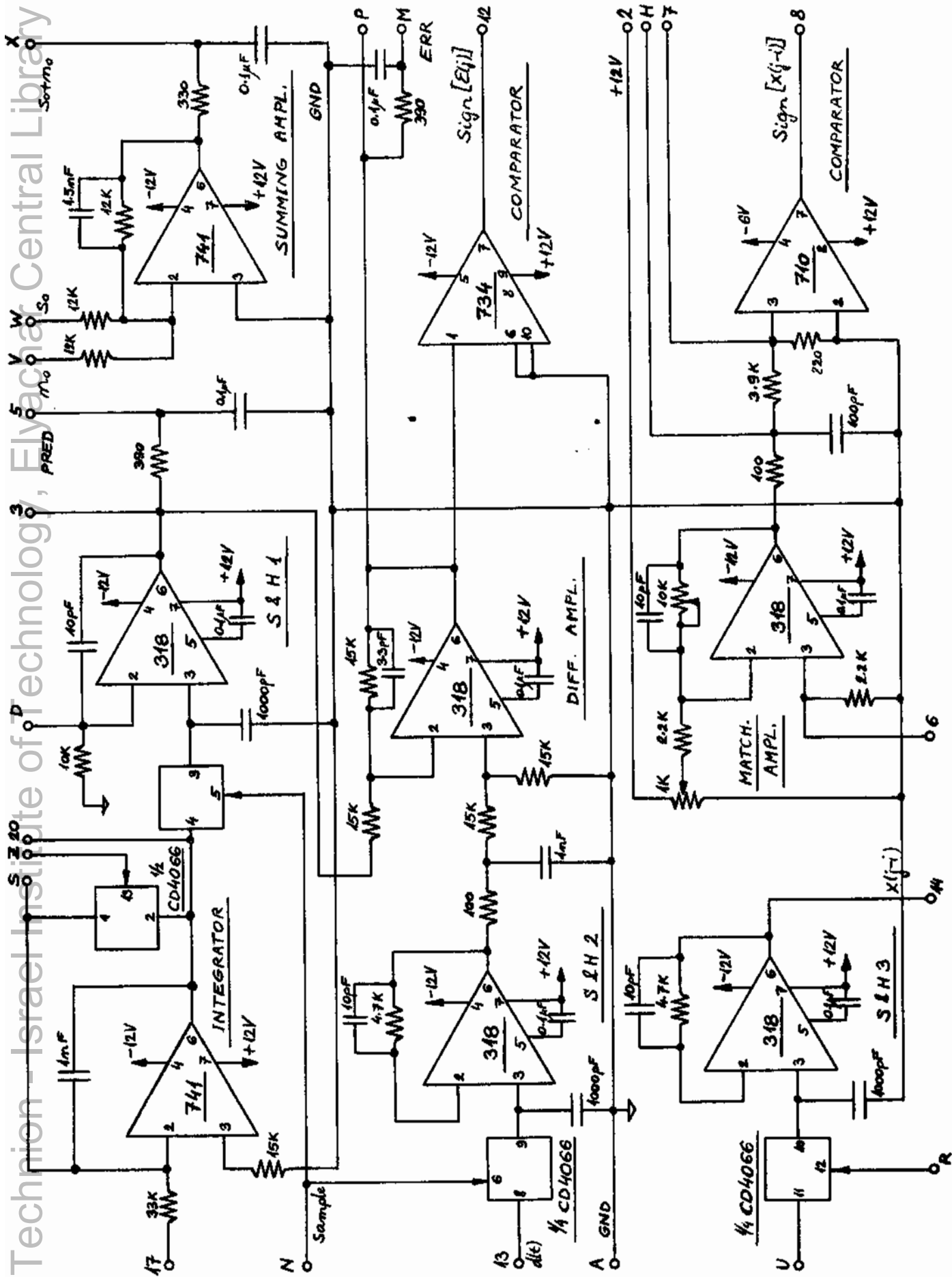
1. תאמת משי

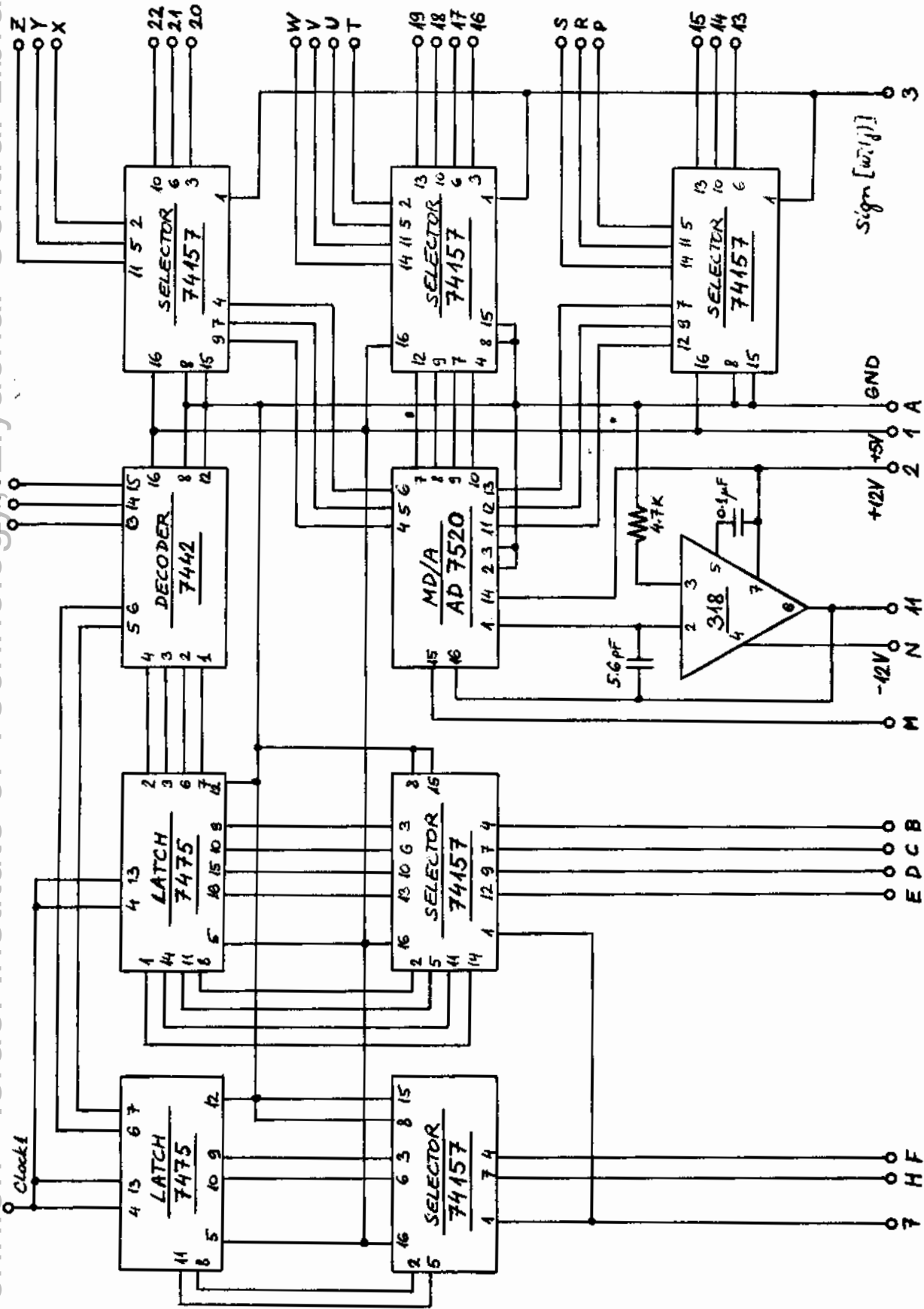
מעגל עבוד הקדם והבורר האנלוגי

יחידת הנקודה  
Clock Data 2



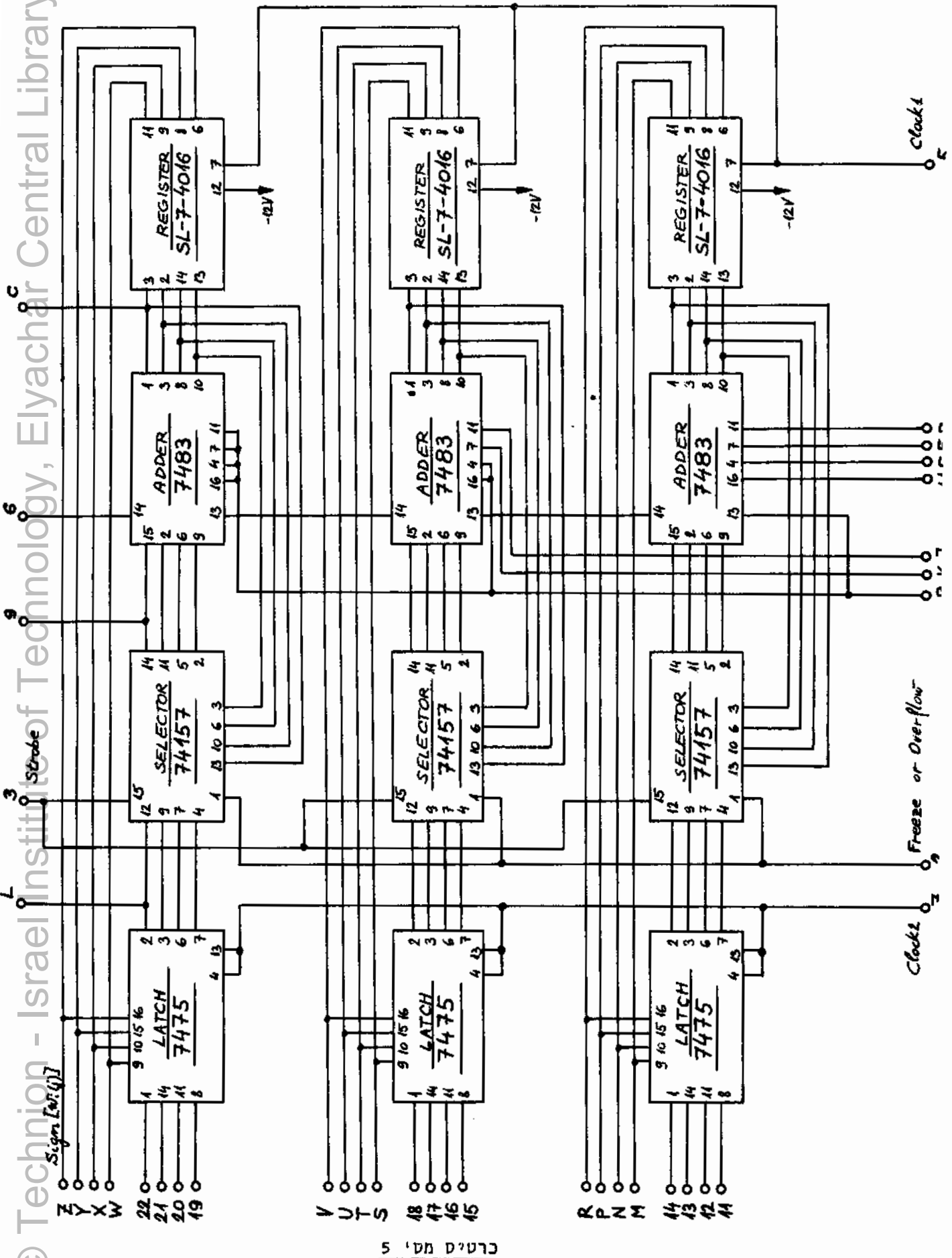






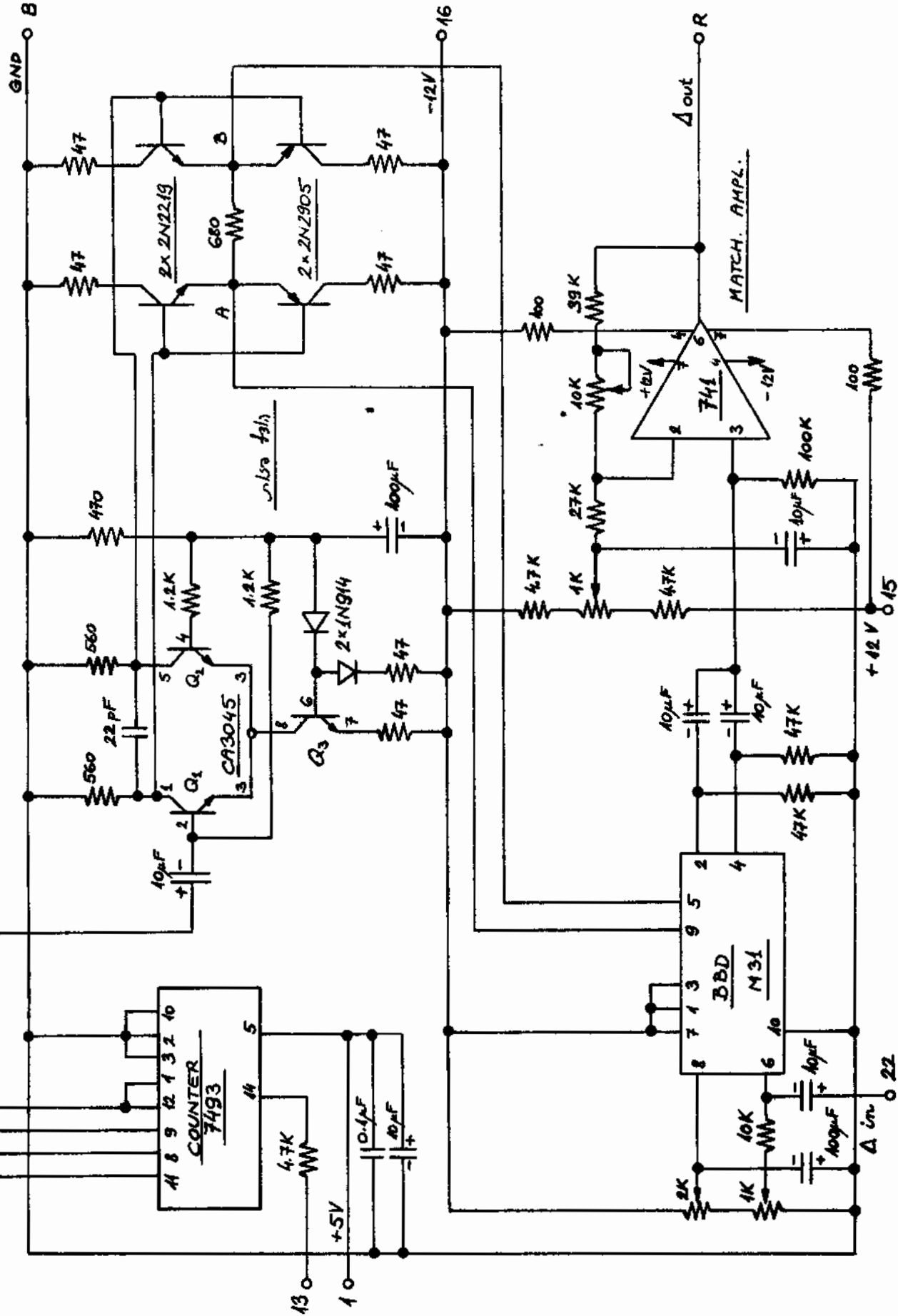
כרטיס מס' 4

מעגל לעדכון המקדמים והמכפול MD/A



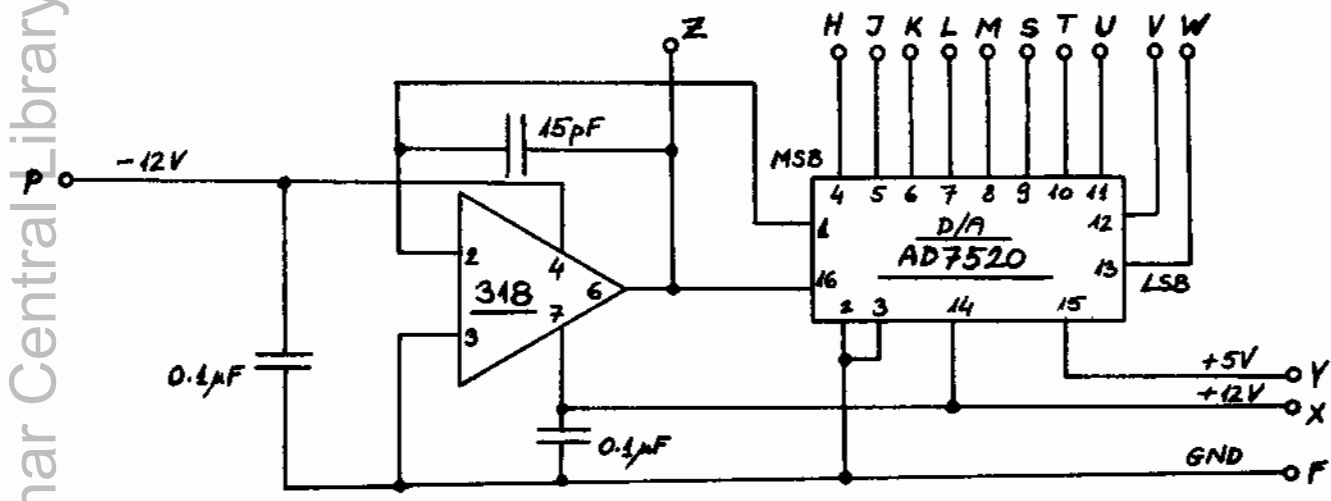
כרטיס מס' 5

מעגל לעדכון המקדמים



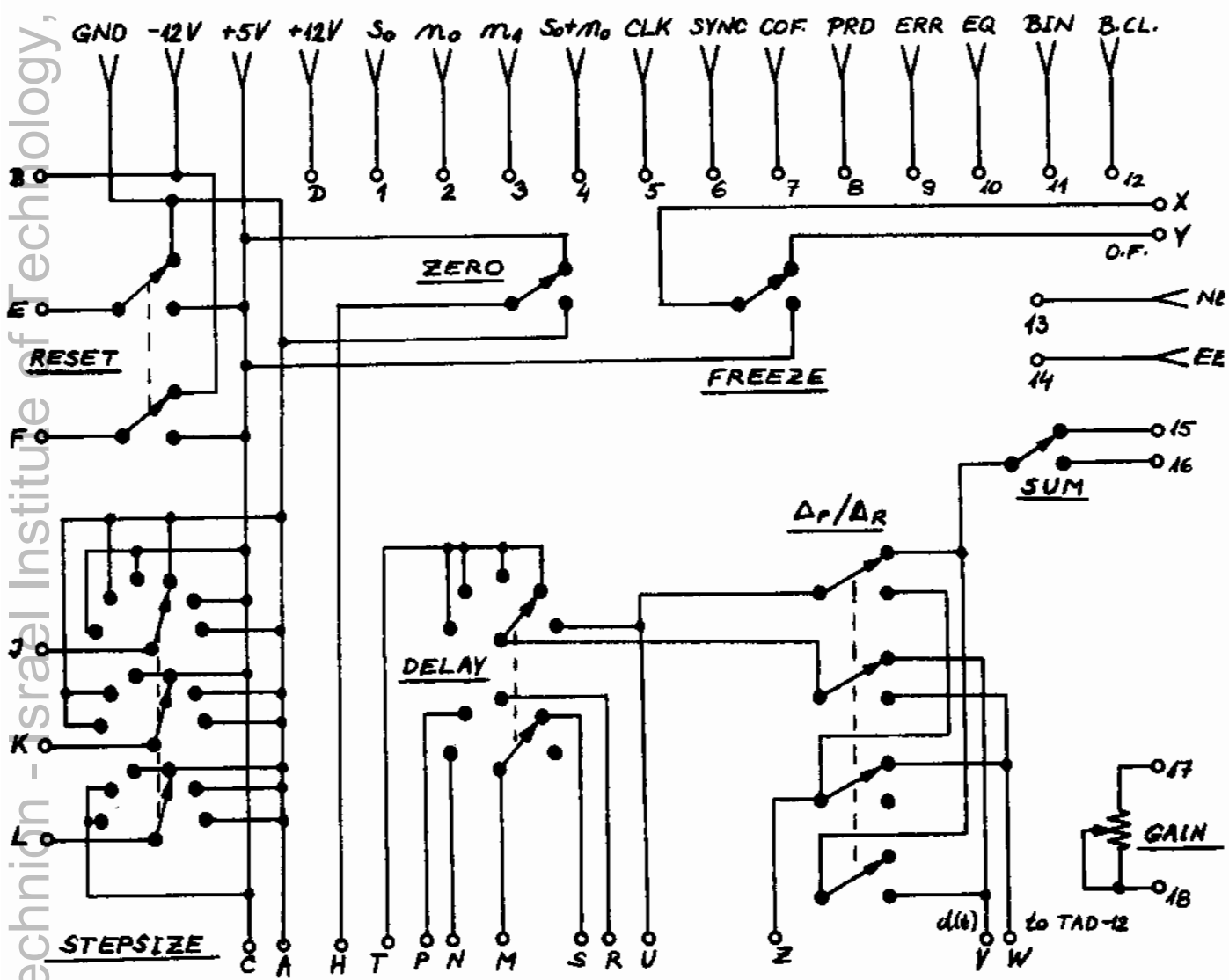
כרטיס מס' 6

מעגל השתייה אנלוגי

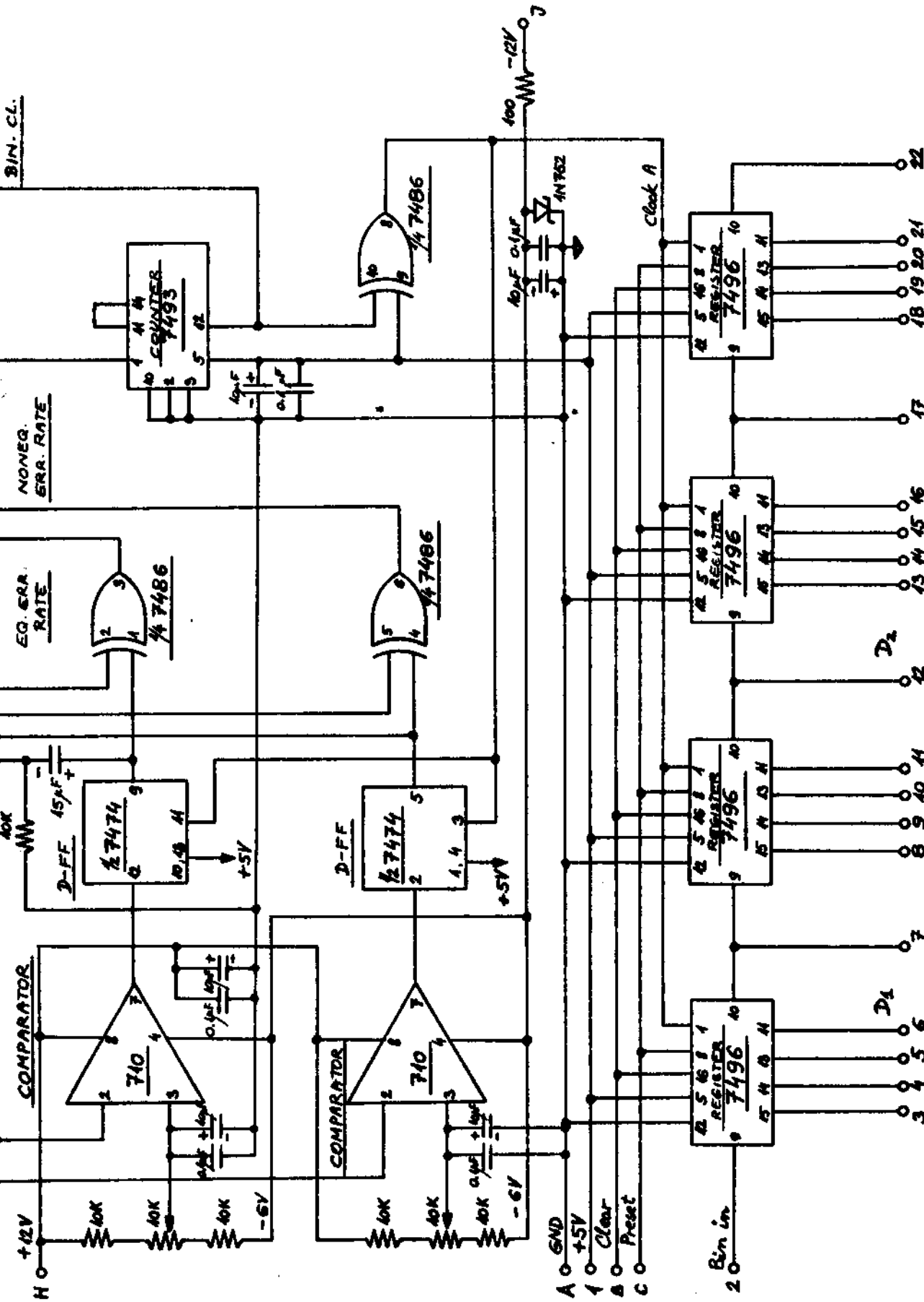


כרטיס מס' 7

ממיר סיפרתי לאנלוגי B/A



לוח החיבורים וההפעלה



כרטיס מס' 0

מעגל לבדיקה של משוון אדפטיבי

1 סדר	2 סדר	3 סדר	4 סדר	5 סדר	6 סדר	7 סדר	0 סדר	j	מדידה
A, L	1	1	1	1	1	Y	A, B	C	+5V
B	A	A	A	A	B	F	A, C	A	GND
Z	B	B	N	B	16	P	J	B	-12V
	2	2	2		15	X	H	D	+12V
C	12								T <sub>11</sub>
D	13								T <sub>10</sub>
E, M, T		6							MUX
F	14								T <sub>9</sub>
H	11								T <sub>8</sub>
J	16								T <sub>7</sub>
K	17								T <sub>6</sub>
N	18								T <sub>5</sub>
P	15								T <sub>8</sub>
R	20								T <sub>3</sub>
S	21								T <sub>2</sub>
U	22								T <sub>2</sub>
V	19								T <sub>4</sub>
W	W								φ <sub>1</sub>
Y	Y								φ <sub>2</sub>
X								W	Imp.
	D							F	Reset
	E		6	5	11			5	Clock 1
	F			7					Clock 2
	H	17							w <sub>i(j)</sub> · x <sub>(j-i)</sub>
	J		11						w <sub>i(j)</sub> · x <sub>(j-i)</sub>
	K	E, N							Sample
	L						E	6	Sync.
	M		3	2		H		Y	Sign[w <sub>i(j)</sub> ]
	N								O.F.
	P			6					C <sub>4</sub>
	R			9					S <sub>3</sub>
	S		7	8					a <sub>3</sub>
	T	12							Sign[E <sub>(j)</sub> ]
	U	8							Sign[x <sub>(j-i)</sub> ]
	X	Z			C				Res. int.
	Z								b <sub>3</sub>
	3	R							Clock 3
	4								φ <sub>1</sub>
	5			3					Stroke
	6							H	Zero
		D						17	Gain 1
		H, U							x <sub>(j-i)</sub>
		M						9	err.
		V						2	m <sub>0</sub>
		W						1, 16	S <sub>0</sub>
		X						4, 15	S <sub>0</sub> + m <sub>0</sub>
		3						18	Gain 2
		5					T	B	Pred.
		13						V	d(t)
		14	M						x <sub>(j-i)</sub>

1 סדר	2 סדר	3 סדר	4 סדר	5 סדר	6 סדר	7 סדר	8 סדר	9 סדר	10 סדר
			B	D					b <sub>0</sub>
			C	E					b <sub>1</sub>
			D	F					b <sub>2</sub>
			E	H					b <sub>3</sub>
			F	J					b <sub>4</sub>
			H	K					b <sub>5</sub>
			J				J		$\mu - 2^0$
			K				K		$\mu - 2^1$
			L				L		$\mu - 2^2$
			P	N					Q <sub>1</sub>
			R	P					Q <sub>2</sub>
			S	R					Q <sub>3</sub>
			T	S					Q <sub>4</sub>
			U	T					Q <sub>5</sub>
			V	U					Q <sub>6</sub>
			W	V					Q <sub>7</sub>
			X	W					Q <sub>8</sub>
			Y	X					Q <sub>9</sub>
			Z	Y					Q <sub>10</sub>
			13	12					Q <sub>11</sub>
			14	13		W			Q <sub>12</sub>
			15	14		V			Q <sub>13</sub>
			16	15		U			Q <sub>14</sub>
			17	16		T			Q <sub>15</sub>
			18	17		S			Q <sub>16</sub>
			19	18		M			Q <sub>17</sub>
			20	19		L			Q <sub>18</sub>
			21	20		K			Q <sub>19</sub>
			22	21		J			Q <sub>20</sub>
				2				X	Freeze
					N			M	fl
					R			T	$\Delta$ out
					3			P	: 8
					5			R	: 4
					7			N	: 16
					8			S	: 2
					22			U	$\Delta$ in
						Z		7	Coef. out
								12	Bin. cl.
							D		D <sub>1</sub> out
							N, 3		D <sub>2</sub> out
							P, 4		Noneq. err.
							R	13	Eq. err. r.
							S	14	Eq. out
							U	10	Ref. in
							V	2, 3	Bin. in
							2	11	



just prior to the next clock transition (i.e., one sample period of delay). Outputs from succeeding taps occur at the appropriate additional number of delay periods later, as shown in Figure 5. The required acquisition "window" includes the acquisition or setup time  $T_1$  prior to a clock transition and the aperture time  $T_2$  following a clock transition before the selector switch effectively disconnects the capacitor from the input.

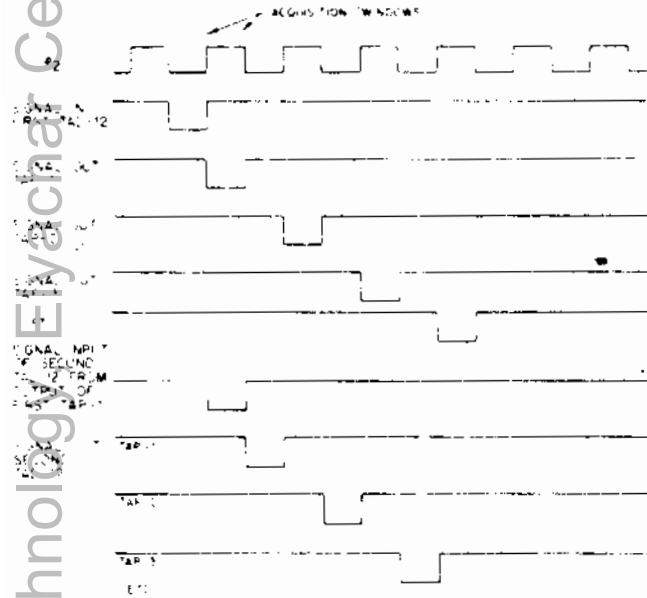


Fig. 5 Timing Diagram for a Single Pulse Input to TAD-12, Showing Operation for Either a Single Unit or Two Units Operating Interleaved

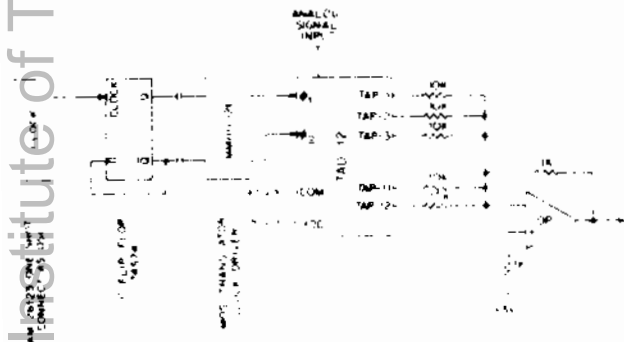


Fig. 6 Test Circuit Used for Obtaining the Performance Characteristics

**PERFORMANCE**

Performance data were obtained with the device in the circuit of Figure 6. A simple transversal filter with unity tap weights was selected as an example to show the transfer function and noise characteristics. However, the device has many applications. Figure 7 depicts the transfer characteristic and Figure 8 depicts the noise versus the clock frequency. The specified dynamic range extends from a maximum output of one volt rms to the noise output with no input. The input corresponding to maximum output is typically 3.5 volts rms. Input signals larger than approximately 3.5 volts rms appear distorted in the output.

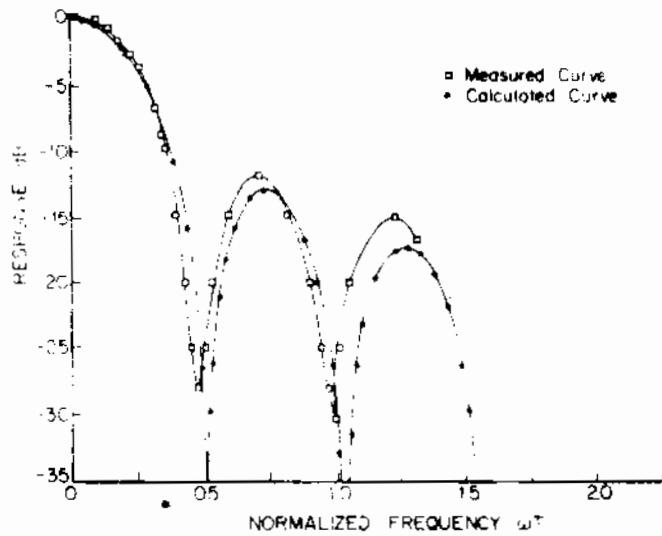


Fig. 7 Performance of a Low-Pass Filter Example. 12-tap Step Sequence with Equal-Weight Taps

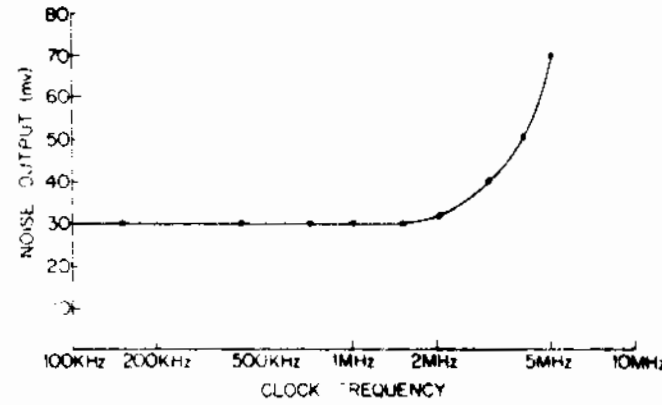


Fig. 8 Output Crosstalk Noise of TAD-12 as a Function of Clock Frequency



Fig. 9 Block Diagram for a Simple Filter Example Showing the Drive Circuit and the Method of Tap Weighting

**RECOMMENDED CIRCUIT**

Figure 9 shows a simple circuit to implement a transversal filter. Here, to obtain the weighting coefficient for each of the taps, the appropriate resistor values are selected and inserted in series with the operational amplifier. By selecting terminal A or B the coefficients can either be plus or minus. (Note that for highest accuracy values must be adjusted for inputs to terminal B, or a more complex circuit used because terminal B is not a feedback summing node comparable to terminal A.) In most applications, this simple weighting technique is sufficient; however, there are applications where poles are desired in the transfer function. To obtain poles,

the designer can feed the appropriate tap back into the input through an operational amplifier. The weighting coefficient is selected by adjusting the gain and polarity for the magnitude and sign of the coefficient.

**PARALLEL OPERATION**

The input to each TAD-12 is sampled at each clock transition, with the period between samples (called sample period) equal to one-half clock period. Thus the Nyquist frequency capability at any one tap output is equal to the clock frequency. However, the incremental delay between taps is two sample periods (one complete clock period), thus limiting the overall filter's Nyquist frequency to one-half the clock frequency. Substantial increase in performance and speed may be obtained by operating two TAD-12 units in parallel as illustrated in the simplified schematic of Figure 10. The effective number of taps may thus be increased to 24 while at the same time the incremental tap delay may be reduced to one sample period to give an overall Nyquist frequency equal to the clock frequency. (Note, however, that the filter factors are usually dominant; the simple transversal filter of Fig. 7 has a first theoretical null, with equal tap weights, of  $f_{\text{clock}}/24$ .)

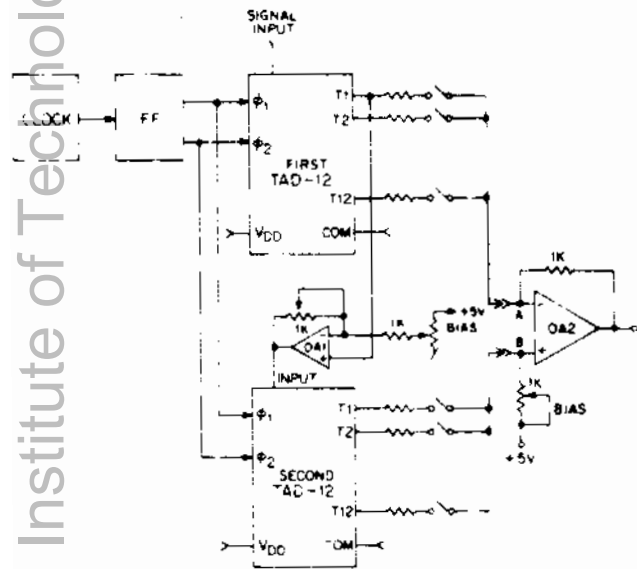


Fig. 10 Block Diagram for a Simple Filter Example Showing Two TAD-12 Units and Method for Interleaving Odd and Even Taps

The parallel interleaved operation is accomplished by taking the output of tap #1 of the first TAD-12 and feeding it into the input of the second TAD-12. Figure 5 shows the timing relationship between the input pulse signal and the subsequent outputs of each of the taps of the first TAD-12 relative to those of the second TAD-12.

An operational amplifier, OA1, in Figure 10 has the following functions:

- a) Buffer the output of Tap #1
- b) Amplify Tap #1 output to obtain unity gain as measured from the input of the first TAD-12 to output of the amplifier OA1
- c) Translate the output level obtained from OA1 to zero volts

Adjustable bias is provided through the inverting side of amplifier OA1 while signal buffering is provided by the high impedance of the non-inverting side.

An operational amplifier OA2 is used on the output to sum the weighted outputs from all the taps from both TAD-12s and to provide the proper bias to the output FET (shown in Figure 4). This bias adjustment is accomplished through the non-inverting terminal of OA2. The weighting coefficients may be selected to be either positive or negative by using either A or B terminals. As before, when terminal B is used, the approximation is poorer unless adjustment is made to counteract the poorer summing action at terminal B. If weighting resistor values are large compared to the value of the bias resistor, relatively good approximation may be obtained without further complexity.

**EVALUATION CIRCUIT**

A TC-12 Evaluation Circuit is available from Reticon to permit simple implementation and evaluation of the TAD-12 in some of the many circuits for which it is applicable. The circuit is similar in function to that of Figure 6 but adapted to CMOS logic. It provides the interface from an external TTL clock to the required 2-phase clock at MOS levels. Other inputs required are +5 volts at 8 ma, +15 volts at 11ma, and -15 volts at 22ma. The operational amplifier on TC-12 provides summing junctions for various desired weighting configurations, and does so at the correct operating bias. Each TAD-12 output tap is effectively the open-ended source terminal of a P-channel FET with the stored signal applied to its gate and  $V_{DD}$  (-10 volts) applied to its drain. Thus the output load resistor should return to +5 volts (common), as accomplished by the operational amplifier arrangement of TC-12. The weighting coefficients are determined by the values of the resistors selected, and by whether connected to the inverting or noninverting operational amplifier terminal. A photograph of the TAD-12 in the TC-12 Evaluation Circuit is shown in Fig. 11.

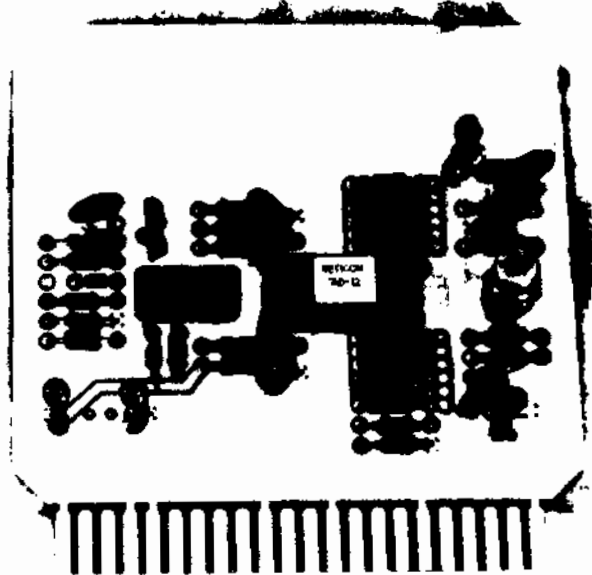


Fig. 11 TAD-12 in the TC-12 Evaluation Circuit Board

### CASCADED OPERATION

The TAD-12 may easily be applied singly or in parallel. It also may easily be applied to cascaded filters, with the attendant reduction in sidelobe level. Figure 12 shows the application to a simple bandpass filter, and Figure 13 shows the response comparing the performance of a single section filter vs two in cascade. These measurements were made using TAD-12 in the TC-12 peripheral board (as in Figure 12) without great effort to provide precise weighting - resistor values were simply selected from stock.

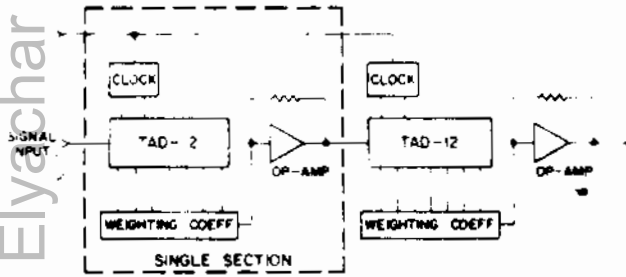


Fig. 12. Block Diagram of Two Filter Sections in Cascade.

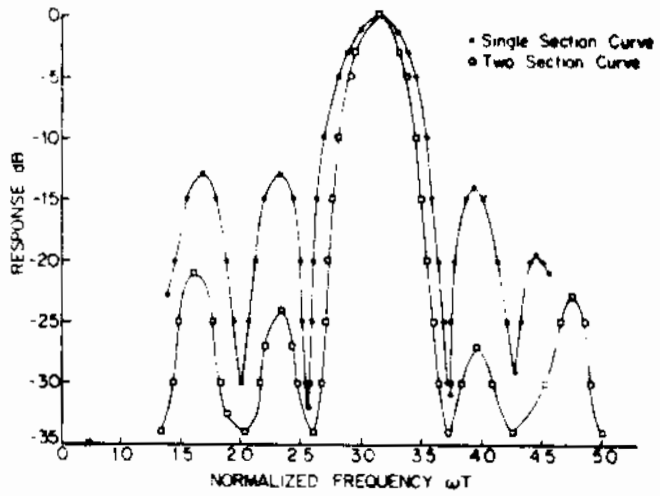


Fig. 13. Response of Two-section Cascade Filter Compared to that of a Single Section.

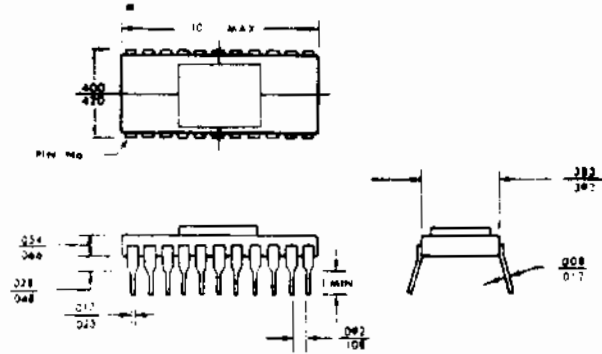


Fig. 14. TAD-12 Package Outline—22-pin DIP.

### SPECIFICATIONS

	Min	Typ	Max	Units
<b>Absolute Maximum Rating</b>				
Voltage on any terminal with respect to common			-20	Volts
Storage Temperature	-55		+125	°C
Temperature under Bias	-55		+85	°C
<b>Drive</b>				
Clock Frequency	$2 \times 10^3$		$5 \times 10^6$	Hz
Clock Amplitude**	-11	-15	-18	Volts
Clock Line Capacitance		20		pf
DC Power Dissipation		4		mwatts
V <sub>dd</sub> (Bias)**	-11	-15	-18	volts
<b>Input/Output</b>				
Number of Taps		12		
Input Capacitance		25		pf
Output Capacitance of Each Tap			10	pf
Input Bias**			-10	Volts
Input Signal**			-10	Volts
<b>Performance Characteristics</b>				
Input Sensitivity* (for S/N = 1)		35		mv
Dynamic Range*		40		db
Transfer Function		See Figure 7		
Noise Versus Clock Frequency		See Figure 8		

\* Tested under the conditions of Figure 6.  
 \*\* All voltage levels referenced to common.

# Amperex

A NORTH AMERICAN PHILIPS COMPANY

*Integrated Circuit*

## ADVANCE DATA

### MOS BUCKET BRIGADE DELAY LINE

The Amperex type M31 is an MOS integrated circuit intended for use as a charge transfer analog shift register utilizing p-channel MOS technology.

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

##### Voltages

V1-10; V2-10; V3-10; V4-10; V5-10;

V6-10; V7-10; V8-10; V9-10

Minimum Load Resistance

Storage Temperature

Operating Temperature

SYMBOL	VALUE
V( )-10	-20 V
R2-10; R4-10	40 kΩ
T <sub>stg</sub>	-55 to +125 °C
T <sub>A</sub>	0 to +75 °C

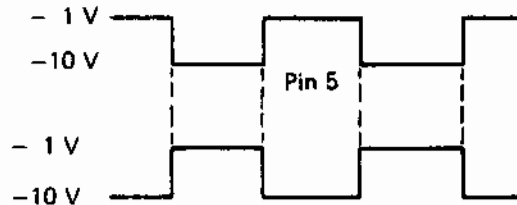
#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Measured in Test Set Up of Fig. 4

	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS
Clock Voltage, high	V5-10; V9-10	-	-1.0	-1.5	V
Clock Voltage, low	V5-10; V9-10	-16	-10	-7	V
Clock Frequency					
T <sub>A</sub> = 0 to +25°C	f <sub>c</sub>	7	-	100,000	Hz
T <sub>A</sub> = 75°C	f <sub>c</sub>	10	-	100,000	Hz
Bandwidth	BW	0	-	50	kHz
Harmonic Distortion	d <sub>tot</sub>	-	0.5	-	%
f = 1 kHz					
Insertion loss		-	6	-	dB
Output stage only					
Signal to Noise Ratio	S/N	-	66	-	dB
Tetrode Bias (Note 1)	V8-10	-	-9	-	V
Input Bias (Note 2)	V6-10	-	-2.5	-	V

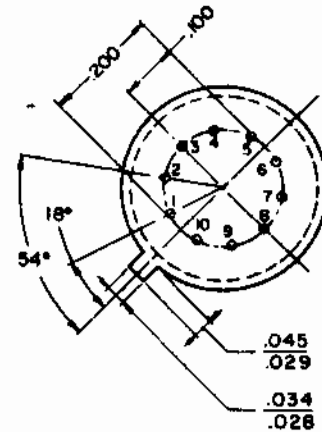
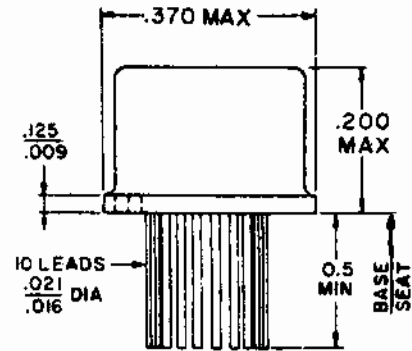
#### NOTES

- The bias voltage at pin 8 should be 1 to 2 volts less negative than the low level of the clock lines. This bias can be adjusted for optimum step response.
- The bias voltage at pin 6 should be adjusted for maximum signal swing.
- To calculate the length of a delay line, use the formula  $n = 4 Bt$  where  $n$  = the number of buckets,  $B$  = the signal bandwidth and  $t$  = delay time.
- Typical Clock Pulses:



Pin 9

## TYPE M31 MOS INTEGRATED CIRCUIT



JEDEC TO-74  
OUTLINE DRAWING

Agents of PHILIPS for Israel  
 PHILIPS ELECTRONICS LTD.  
 Electronics Division  
 12, Aik  
 Telephone

March 1972

# Amperex

...GROWS THINKING IN TODAY'S PRODUCTS

## Amperex Electronic Corporation

A NORTH AMERICAN PHILIPS COMPANY

INTEGRATED CIRCUITS DIVISION

Providence Pike, Slatersville, R.I. 02876

Telephone 762-9000

TWX No. 710-387-1591

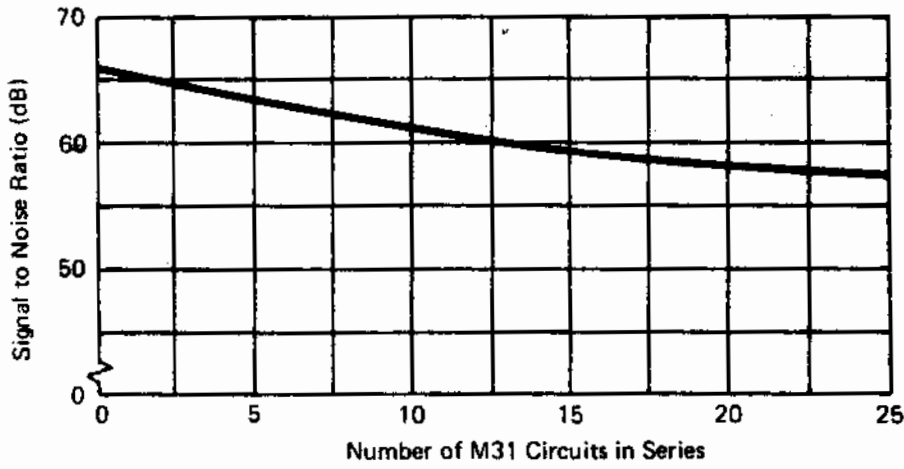


Fig. 1 Signal to noise Ratio vs. Number of M31 circuits in series.

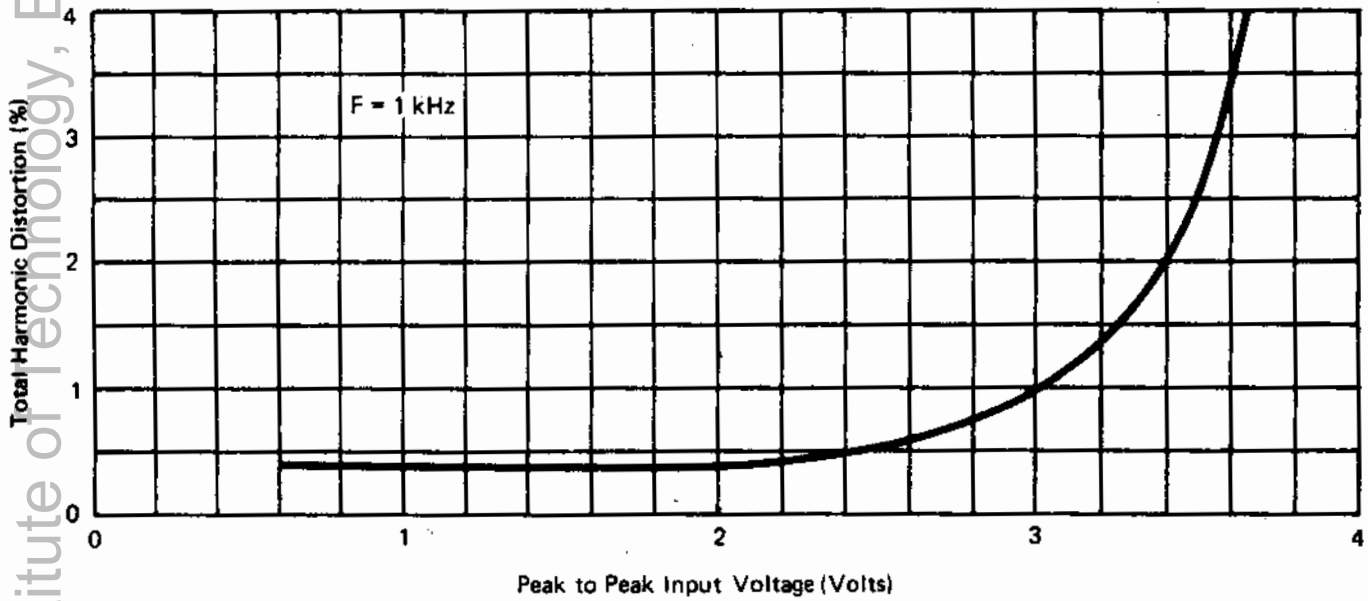


Fig. 2 Total Harmonic Distortion vs. Peak to Peak Input Voltage

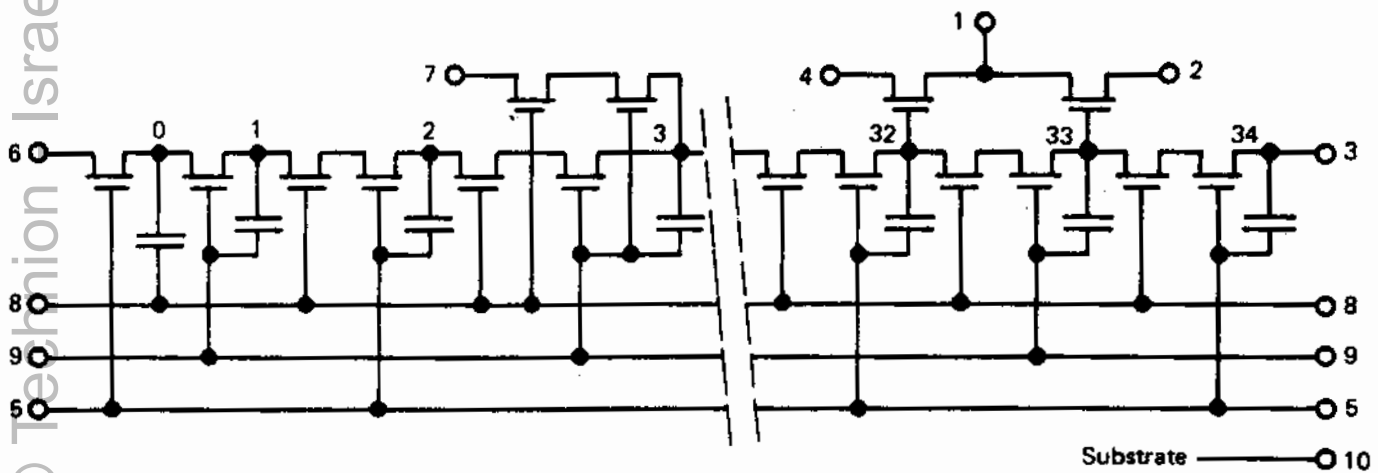


Fig. 3 Schematic Diagram of MOS Bucket Brigade Delay Line

# RETICON TAD-12 TAPPED ANALOG DELAY LINE

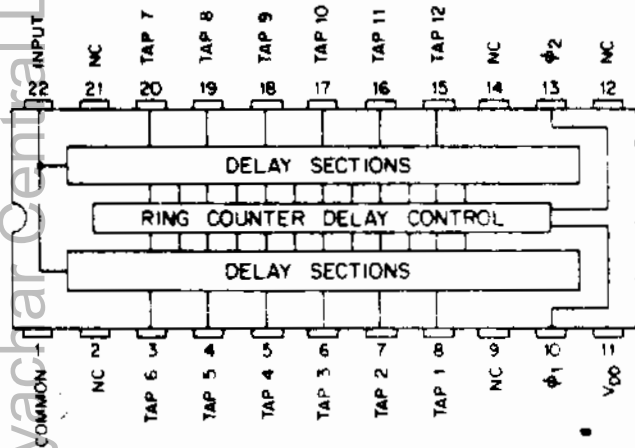


Fig. 1 TAD-12 Pin Configuration

The Reticon TAD-12 is a monolithic integrated circuit which contains 12 discrete-time analog delay lines. The unit is designed specifically for use in the realization of nonrecursive or transversal filters but it is likewise applicable to other filter types. Key features include:

- Monolithic construction
- Self-contained sample and hold
- 12 equally spaced taps which are not only specifically useful for nonrecursive filters, but also applicable to recursive or combined recursive and nonrecursive filters
- Buffered outputs
- Inherent tuning capability with continuously variable delay
- Direct convolution or correlation—no need for transformation
- Simple I/O and clock circuits
- Low power dissipation
- 22-pin dual in-line package

## GENERAL DESCRIPTION

The TAD-12 is a monolithic integrated discrete-time tapped analog delay circuit which permits storage of analog signals with recovery of the analog signals at multiple separate outputs at successive delay times later. The device periodically samples an input analog signal and stores each sample simultaneously in each of 12 delay lines. The samples are then sequentially read out of the 12 lines to reconstruct the input signal with delays of 1, 3, 5, ... 23 sample periods. Figures 1 and 2 show the pin configuration and equivalent circuit. Figure 3 shows the functional organization, and Figure 4 shows the organization of a single delay line.



Fig. 2 TAD-12 Equivalent Circuit

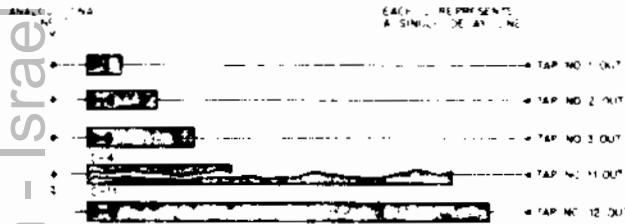


Fig. 3 Effective Organization of TAD-12

Each delay line contains its appropriate number  $N$  of capacitive storage elements and each has an input and output line with access switches to connect the storage elements sequentially to the input and output lines. The switches are operated by a ring-connected shift register which simultaneously switches the input to element  $k$  and the output to element  $k+1$ . Each delay line thus introduces  $N-1$  sample periods of delay.

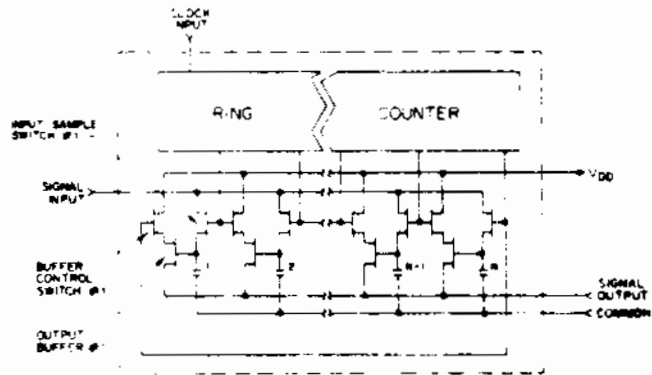


Fig. 4 Internal Organization for a Single Delay Line of TAD-12

Each element has an output buffer amplifier to provide a zero-order hold of the sampled signal and thus inherently produces a sampled-and-held output. In addition, the amplifier provides a low source impedance to drive the external circuits and thus minimizes the required external circuitry.

The first delay section (Figure 2) provides a delay equal to one sample period; each remaining section adds two sample periods of delay.

Complementary clocks ( $\phi_1$  and  $\phi_2$ , Figure 1) are required for the TAD-12. The input is sampled and new (delayed) output samples are provided at each clock transition. The timing relationships are shown in Figure 5, upper portion. Two units may be connected as described under PARALLEL OPERATION, with the second unit contributing the waveforms shown in the lower portion of Figure 5.

The analog value sampled is that value which was in existence just prior to a clock transition; the clock transition locks that value on the holding capacitor, and the value then appears at the output of Tap-1, immediately following the clock transition, and remains fixed until

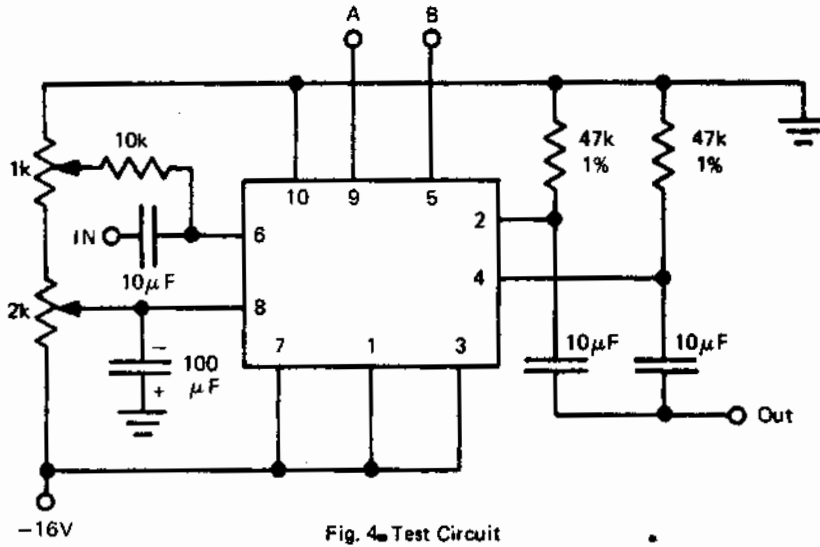


Fig. 4 Test Circuit

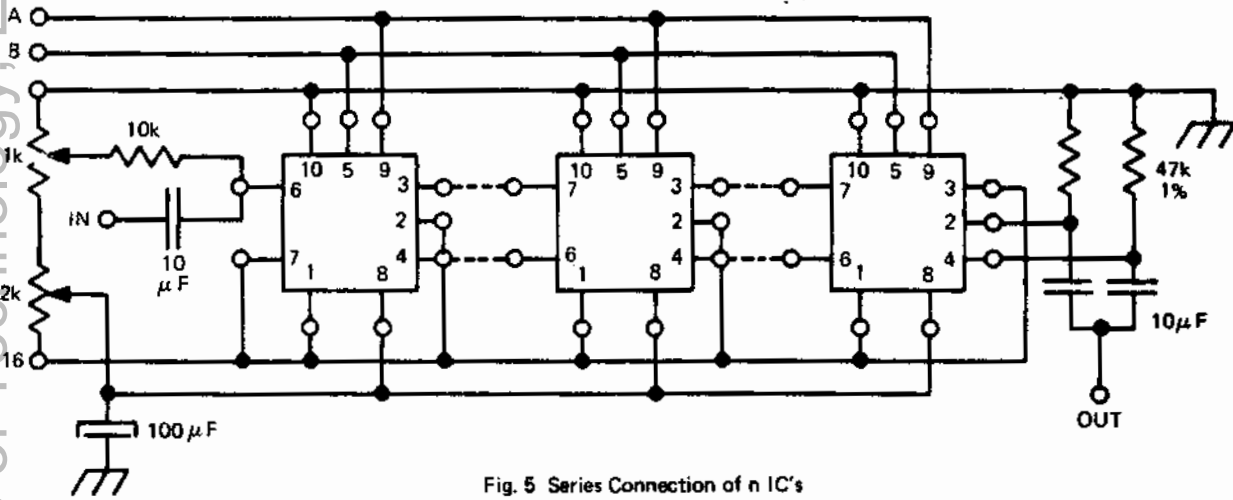


Fig. 5 Series Connection of n IC's

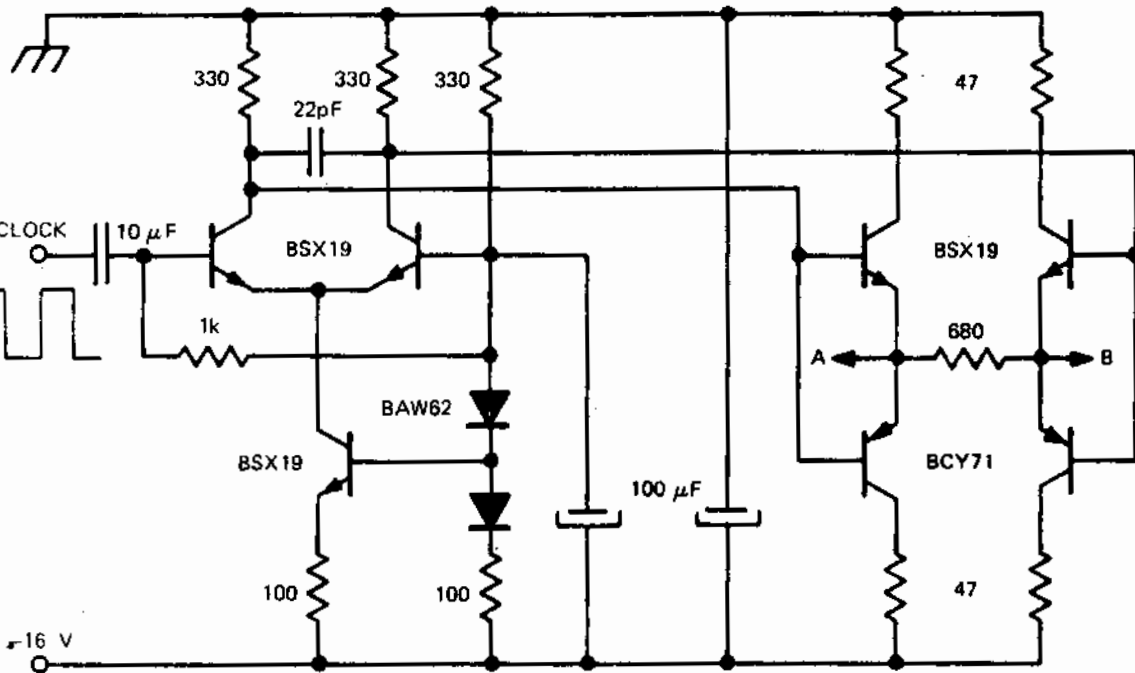


Fig. 6 Typical Clockdriver

Information furnished by Amperex is believed to be accurate and reliable. However, no license for its use is hereby conveyed under any patent and no responsibility is assumed by Amperex for its use, nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

REFERENCES

מ ק ו ר ת

- [1] N. Wiener, "Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series with Engineering Applications", New-York: Wiley, 1949.
- [2] R.W. Lucky, "Automatic Equalization of Digital Communication", Bell Syst. Tech. J., vol. 44, pp. 547-588, April 1965.
- [3] R.W. Lucky, "Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems", Bell Syst. Tech. J., vol. 45, pp. 255-286, February 1966.
- [4] R.W. Lucky et al., "Principles of Data Communication", New-York: McGraw-Hill, 1968.
- [5] H. Rudin, "Automatic Equalization Using Transversal Filters", IEEE Spectrum, vol. 4, pp. 53-59, January 1967.
- [6] C.W. Niessen and D.K. Willim, "Adaptive Equalizer for Pulse Transmission", IEEE Trans. on Com. Tech., vol. COM-18, No. 4, pp. 377-395, August 1970.
- [7] K.H. Mueller, "A New Fast-Converging Mean-Square Algorithm for Adaptive Equalizers with Partial-Response Signaling", Bell Syst. Tech. J., vol. 54, No. 1, pp. 143-153, January 1975.
- [8] A. Gersho, "Adaptive Equalization of Highly Dispersive Channels for Data Transmission", Bell Syst. Tech. J., vol. 48, pp. 55-70, January 1969.
- [9] B. Widrow et al., "Adaptive Antena Systems", Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2159, December 1967.
- [10] B. Widrow, "Adaptive Filters", in Aspect of Network and System Theory, R. Kalman and N. Declaris, Eds. New-York: Holt, Rinehart and Winston, pp. 563-587, 1971.



- [11] B. Widrow et al., "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications", Proc. IEEE, vol. 63, No. 12, pp. 1692-1716, December 1975.
- [12] B. Widrow, "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", Proc. IEEE, vol. 64, No. 8, pp. 1151-1162, August 1976.
- [13] J.K. Kim and L.D. Davisson, "Adaptive Linear Estimation for Stationary M-Dependent Processes", IEEE Trans. on Inform. Theory, vol. IT-21, No. 1, pp. 23-31, January 1975.
- [14] A. Lender, "Decision - Directed Digital Adaptive Equalization Technique for High-Speed Data Transmission", IEEE Trans. on Com. Tech., vol. COM-18, No. 5, pp. 625-632, October 1970.
- [15] S.B. Weinstein, "Echo Cancellation in the Telephone Network", IEEE Communication Society Magazine, pp. 9-15, January 1977.
- [16] L.J. Griffiths, "Rapid Measurement of Digital Instantaneous Frequency", IEEE Trans. on ASSP, vol. ASSP-23, No. 2, pp. 207-222, April 1975.
- [17] G.A. Clark, "Cancel 60 Hz and Other Noise with Adaptive Filters", Electronic Design 20, pp. 74-79, September 27, 1976.
- [18] J. Kaunitz et al., "Noise Subtracting Filter Study", Stanford Electronics Lab., Stanford Univ., Stanford, California, TR-No. 6798-1, October 1973.
- [19] R.D. Gitlin et al., "On the Design of Gradient Algorithms for Digitally Implemented Adaptive Filters", IEEE Trans. on Circ. Theory, vol. CT-20, No. 2, pp. 125-136, March 1973.

A STUDY AND REALIZATION OF ADAPTIVE FILTERS  
FOR SIGNAL PROCESSING

Project Thesis

Submitted in partial fulfillment of the requirements  
for the degree of Master of Science  
in Electrical Engineering

by  
Thomas Schwarz

Submitted to the Senate of the Technion - Israel Institute of Technology  
Heshvan 5738                      H a i f a                      October 1977

This project was carried out in the Signal Processing Laboratory of the Faculty of Electrical Engineering under the supervision of Dr. David Malah.

I wish to express my gratitude to Dr. Malah for his guidance during the execution of the project.

I am grateful to Mr. Eli Pollak, the Signal Processing Laboratory engineer, for his assistance.

A B S T R A C T

In this project a study and a realization of adaptive filters for real-time signal processing applications is carried out.

Adaptive filters are filters that are self-optimizing according to a given criterion, usually the criterion of minimum mean square error. The filter adjustment is based on estimated statistics of the input and output signals. In contrast to the conventional filters, their adjustment is not based on explicit measurement of the statistics, but is done sequentially by means of a recursive algorithm.

Adaptive filters have many applications, such as adaptive modeling of systems, adaptive prediction, noise cancelling, etc. The constructed filter was examined for adaptive noise cancelling applications and as an adaptive equalizer for equalization of digital communication channels.

The method of adaptive noise or interference cancelling uses a "primary" input which contains the desired signal and additive noise (or interference), and a "reference" input which contains noise that is correlated to the primary input noise but is not correlated to the desired signal. The adaptive filter output is an estimate of the adaptive primary input noise and is subtracted from the primary input signal, resulting in an error signal which is an estimate of the desired signal.

Even if a suitable reference source is not available, it is possible, in some cases, to apply the adaptive noise cancelling technique by sufficiently delaying the primary input signal.

By adding a suitable decision circuit at the output of the adaptive filter we can obtain an adaptive equalizer operating in a decision directed mode.

Adaptive filters are usually implemented as transversal filters with adjustable coefficients.

The response of such a filter is exclusively controlled by its coefficients.

The results of the examinations of adaptive algorithms were used to design and construct a hybrid adaptive filter with 12 adjustable coefficients controlled by a simple recursive algorithm.

The constructed filter combines analog and digital circuits, resulting in a relatively simple realization. The transversal filter uses a tapped analog delay line which is implemented by a single integrated device. The filter coefficients are stored and updated digitally, to obtain sufficient accuracy. The multiplication of the analog signal samples by the digital coefficients is performed serially by a single multiplying D/A converter. The filter coefficients are updated at each iteration step by a constant value, the direction of which is opposite to the estimated gradient vector of the mean square error.

In its present form, the adaptive filter can operate with sampling rates up to 40 kHz allowing to process signals in frequency range of up to 5 kHz.

The constructed adaptive filter was examined with deterministic and random signals, stationary or quasi-stationary. The signal to noise ratio improvement is in the range 7-22 db, depending on the application of the filter and on the input signals characteristics. When using the filter as an adaptive equalizer, a significant reduction of the error rate is obtained, if the error rate prior to equalization is less than 20%.