



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.*

סנון אדפטיבי של אותות דבור מהדים

חבור על מחקר

לשם מילוי חלקי של הדרישות לקבלת התואר

מגיסטר למדעים

בהנדסת חשמל

מ א ת

לריב אפרים



10000

הוגש לסנט הטכניון - מכון טכנולוגי לישראל

שבת - תש"יט חיפה פברואר 1979

2038190



000000952170

M. 11 82

המחקר נעשה בהנחיית ד"ר דוד מלאך  
במעבדה לעבודות אחרות בפקולטה להנדסת חשמל.

המחקר מומן על ידי משרד הבטחון ונושא את הסימון: 050-386

תודתי נתונה לד"ר דוד מלאך על הנחיתו המועילה  
ועזרתו המסורה וכן על היחס האוהד שגילה כלפי  
בכל שלבי המחקר.

כמו כן אני מודה למהנדס המעבדה מר יורם אור חן  
שסייע לפעולה שוטפת ותקינה של המעבדה.

תוכן הענינים

-----

עמוד

1	..... ת ק צ י ר	
3	..... רשימת סמלים וקיצורים	
11	..... פרק 1 : מ ב ו א	
14	..... פרק 2 : הדלים ושיטות ידועות לסינונם	
14	..... 2.1 תכונות ההדלים	
16	..... 2.2 סימולציה של הדלים	
22	..... 2.3 הדגמת השפעת ההדלים במשור הזמן והתדר	
22	..... 2.4 שיטות ידועות לסינון אות דבור מהדלים	
	..... פרק 3 : עקרונות הסינון האדפטיבי וישומם לסינון אותות דבור	
26	..... מהדלים	
26	..... 3.1 הצגת המסנן האדפטיבי לביטול רעש	
34	..... 3.2 סנון אדפטיבי של אותות סינוסואידליים	
34	..... 3.3 אות כניסת היחוס מורכב מרכיב סינוסואידלי יחיד	
44	..... 3.3.1 פתרון המקדמים	
44	..... 3.3.2 קבוע זמן ההתכנסות של השגיאה הרבועית הממוצעת	
46	..... 3.4 אות כניסת היחוס מורכב מ-M אותות סינוסואידליים	
48	..... 3.4.1 קבוע זמן ההתכנסות של השגיאה הרבועית הממוצעת	
	..... 3.5 תוצאות סימולציה של סינון אדפטיבי של אותות	
50	..... סינוסואידליים	
50	..... 3.5.1 מקרה מס' 1	
57	..... 3.5.2 מקרה מס' 2	
63	..... 3.5.3 מקרה מס' 3	
66	..... 3.5.4 מקרה מס' 4	
70	..... 3.6 סנון אדפטיבי קומפלקסי של אותות סינוסואידליים	
	..... 3.7 אות כניסת היחוס מורכב מרכיב סינוסואידלי קומפלקסי	
70	..... יחיד	

תוכן הענינים (המשך)

=====

עמוד

73	פתרון המקדמים .....	3.7.1
74	קבוע זמן-ההתכנסות של השגיאה הרבועית הממוצעת	3.7.2
	אות כניסת היחוס מכיל M אותות סינוסואידליים	3.8
75	קומפלקסים .....	
77	סנון אדפטיבי ישיר לביטול הדים ארוכים .....	3.9
82	מספר פעולות החישוב הדרושות לסנון אדפטיבי ישיר ..	3.10
82	קריטריון ההתאמה הספקטרלית .....	3.11
85	בחירת N , $\mu$ האופטימליים .....	3.12
90	סנון אדפטיבי קומפלקסי בפסי תדר נפרדים .....	פרק 4 :
90	מבנה המערכת .....	4.1
90	אנליזה .....	4.1.1
92	סנון אדפטיבי .....	4.1.2
93	סינטזה .....	4.1.3
95	יחס אות להד במסנן אדפטיבי קומפלקסי .....	4.2
99	ישום המערכת .....	4.3
100	STFT והקשר עם בנק של מסנגים .....	4.3.1
104	ישום האנליזה באמצעות אלגוריתם ה-FFT .....	4.3.2
106	ישום הסינטזה באמצעות אלגוריתם ה-FFT .....	4.3.3
	מספר פעולות החישוב הדרוש במערכת לסנון אות דיבור	4.4
108	מהדים .....	
110	שיקולים בבחירת פרמטרי המערכת .....	4.5
110	אורך סדרת ה-M-FFT .....	4.5.1
111	מסנן האנליזה .....	4.5.2
112	מסנן האינטרפולציה .....	4.5.3
113	מספר מסנגים אדפטיביים - NF .....	4.5.4
114	מספר מקדמי המסנן האדפטיבי - N .....	4.5.5
114	יחס הדצימציה - D .....	4.5.6
115	קבוע זמן ההתכנסות של המסנן האדפטיבי - $\tau_{mse}$ .....	4.5.7
115	קביעת N , $\tau_{mse}$ , D על פי קריטריון ההתאמה הספקטרלית	4.5.8
120	מקדם הצעד - $\mu$ .....	4.5.9
121	פרמטרים אופטימליים להפעלת המערכת .....	4.6

תוכן הענינים (המשך)

=====

עמוד

124	..... פרק 5 : סיכום ומסקנות
129	..... נספח א' : שיטת Allen לסנון אות דבור מהדים
136	..... נספח ב' : תוכניות מחשב
165	..... רשימת מקורות

ת ק צ י ר

עובדה ידועה היא שהדים הנלווים לאות דבור בעת הקלטתו בחדר פוגעים בצורה חמורה במופנות האות המוקלט. תופעה זו בולטת במיוחד כאשר המיקרופון אינו ממוקם בסמוך למקור. בעיה זו דומה לבעית השמיעה אצל אנשים החרשים באוזן אחת. נהוג לכנות הדים שזמן השהיתם ביחס לאות המקור קטן מ-60msec בשם הדים קצרים ואילו הדים שזמן השהיתם ארוך יותר בשם הדים ארוכים.

בעבודה זו מתוארות שתי שיטות עבוד אותות אדפטיביות לסנון אות דבור מהדים ארוכים, מתוך הקלטה שבוצעה באמצעות שני מיקרופונים. שתי השיטות מנצלות את המסנן האדפטיבי לבטול רעש הפועל על פי אלגוריתם ה-LMS. השימוש במסנן אדפטיבי למטרה זו, נובע מתכונתו לספק ביציאת החיזוי שלו את חלק האות הקורלטיבי שבין שתי כניסותיו. כיוון שההדים הארוכים בשני המיקרופונים אינם בקורלציה האחד עם השני ובעלי קורלציה נמוכה עם אות המקור, הם לא יופיעו ביציאת החיזוי. אות יציאת החיזוי יכיל בעיקר את אות המקור המשותף לשתי הכניסות והדים קצרים. (ההדים הקצרים בשני המיקרופונים הם קורלטיביים והם בקורלציה עם אות המקור).

בשיטה הראשונה מבצעים סינון אדפטיבי ישיר על זוג האותות המוקלטים. אותות היציאה משני המיקרופונים מזינים את שתי כניסות המסנן. האות המעובד מתקבל מיציאת החיזוי. השיטה השניה מבוססת על חלוקת תחום התדרים של כל אחד מהאותות המוקלטים לפסי תדר שרוחב כל אחד מהם הוא כתדר היסודי של אות המקור. (באופן כזה כל פס תדר יכיל הרמוניה אחת של אות המקור). כל אחד מפסי תדר אלו מועבר ל-baseband על ידי מודולציה קומפלקסית. כל זוג אותות שב-baseband השייכים לאותו פס תדר באותות המוקלטים עוברים סינון אדפטיבי קומפלקסי. אותות יציאות החיזוי של המסננים האדפטיביים בפסי התדר השונים עוברים דמודולציה קומפלקסית מתאימה (על ידי כך כל פס תדר מוחזר מה-baseband למקומו) ומסוכמים יחד ליצירת האות המעובד. החלוקה לפסי תדר נעשית בשיטת ה-FBS (Filter Bank Synthesis). שיטת הסינון האדפטיבי בפסי תדר נפרדים מנצלת בצורה טובה יותר (בהשוואה לסנון האדפטיבי הישיר) את האופי ההרמוני של אות הדבור הקולי ועל ידי כך מאפשרת הפעלה יעילה יותר של הסינון האדפטיבי. השיטה מצטיינת בגמישות מירבית בבחירת הפרמטרים המאפיינים את המערכת. כמובן ששיטה זו מורכבת יותר מאשר הסינון האדפטיבי הישיר ודורשת יותר פעולות חישוב לכל דגם כניסה.

להערכת בלצוועי שתי השיטות האדפטטיות שהוצגו לעיל, נבחנה שיטה אדפטטית שלישית שפותחה לאחרונה במעבדות Bell ע"י J.B. Allen. שלוש השיטות נבדקו בסימולציה לצורך סנון של מספר משפטים שהוקלטו בחדר. האות המסונן בשיטת הסינון האדפטטית הישיר מכיל פחות הדים בהשוואה לכל אחד מהאותות המוקלטים, אך מורגשת גם ירידה מסוימת באיכות-אות הדבור. שתי השיטות האחרות, סינון אדפטטית בפסי תדר נפרדים ושיטת Allen נותנות תוצאות דומות המתבטאות בסלוק ניכור של ההדים תוך שמירה סבירה של איכות את הדבור. שתי שיטות אלו דורשות בקירוב אותו מספר חישובים לכל דגם כניסה.



רשימת סמלים

=====

$A_m(kD)$  - גורם תיקון הפזה בין שני אותות הכניסה בפס התדר ה- $m$ .  
 $kD$  אינדקס הזמן בהתחשב בדצימציה.

$B$  - רוחב סרט.

$BW$  - רוחב סרט.

$C$  - אמפליטודת אות סינוסואידלי בכניסת היחוס של המסנן האדפטיבי.

$c$  - מהירות הקול באויר.

$D$  - יחס הדצימציה.

$d(k)$  - אות הכניסה הראשית של המסנן האדפטיבי.

$D(z)$  - התמרת  $z$  של אות הכניסה הראשית למסנן האדפטיבי.

$d$  - מרחק משוקלל בין מעטפות ספקטרום ההספק של שני אותות, ב-frame מסוים.

$d_{sx_1}(k), d_{sx_2}(k)$  - פונקציות זמניות המתארות את המרחק בין מעטפת ספקטרום ההספק של אות המקור  $s(k)$  וכל אחד מהאותות עליהם בוצע העיבוד  $(x_1(k), x_2(k))$ .

$\bar{d}_{sx_1}, \bar{d}_{sx_2}$  - מרחק ממוצע בין מעטפות ספקטרום ההספק של אות המקור  $s(k)$  וכל אחד מהאותות עליהם בוצע העיבוד  $(x_1(k), x_2(k))$ .

$d_{sy}(k)$  - פונקציה זמנית המתארת את המרחק בין מעטפות ספקטרום ההספק של אות המקור  $s(k)$  ושל האות המעובד  $y(k)$ .

$\bar{d}_{sy}$  - מרחק ממוצע בין מעטפות ספקטרום ההספק של אות המקור  $s(k)$  והאות המעובד  $y(k)$ .

$E\{\cdot\}$  - תוחלת.

$e(k)$  - אות השגיאה במסנן האדפטיבי.

$e^*(k)$  - צמוד קומפלקסי של אות השגיאה במסנן אדפטיבי קומפלקסי.

$E(z)$  - התמרת  $z$  של אות השגיאה במסנן האדפטיבי.

רשימת סמלים - (המשך)

-----

f - תדר.

$f(k)$  - תגובה לדגם יחידה של מסנן האינטרפולציה.

$f_r$  - תדר אות סינוסואידלי בכניסת היחוס.

$g(k), g(t)$  - תגובה לדגם יחידה (להלם) של חדר.

$G_m(kD)$  - פונקציית קרוסקורלציה מנורמלת בין שני אותות הכניסה

למערכת בפס התדר ה-m.  $kD$  - אינדקס הזמן בהתחשב

בדצימציה.

$h_m(k)$  - תגובה לדגם יחידה של מסנן ה-BPF ה-m שבבנק המסננים.

$H(z)$  - פונקציית תמסורת מהכניסה הראשית ליציאת השגיאה של המסנן

האדפטיבי.

$H(e^{j\omega T})$  - תגובת התדר של המסנן האדפטיבי מהכניסה הראשית ליציאת

השגיאה.

$$\sqrt{-1} - j$$

$J(z)$  - פונקציית תמסורת מהכניסה הראשית ליציאת החיזורי של המסנן

האדפטיבי.

$k$  - אינדקס הזמן הדיסקרטי.

$((k))_M$  -  $R$  מודולו  $M$ .

$L$  - אורך חלון אנליזה.

$L^-, L^+$  - גבולות הסכימה בתחליך האינטרפולציה.

$La$  - אורך התגובה לדגם יחידה של מסנן האנליזה בשיטת ה-FBS.

$Ls$  - אורך התגובה לדגם יחידה של מסנן האינטרפולציה.

$LW$  - אורך חלון מלבני למיצוע ההספק בכל פס תדר.

$(L_x, L_y, L_z)$  - ממדי החדר.

$N$  - מספר מקדמי המסנן האדפטיבי.

$n_1(t), n_2(t)$  - תדים הנלווים לאות המקור בשני המיקרופונים.

רשימת סמלים - (המשך)

- NF - מספר מסננים אדפטיביים בבנק המסננים.
- NS - מספר האותות הסינוסואידליים בכניסת היחוס של המסנן האדפטיבי.
- $\underline{P}$  - וקטור התוחלות של מכפלת אות הכניסה הראשית באותות היציאה מקו ההשהיה במסנן האדפטיבי.
- P - לחץ האויר.
- $\bar{P}_m$  - הספק ממוצע בפס התדר ה-m.
- R - מטריצת הקודלציה של וקטור היציאות מקו ההשהיה במסנן האדפטיבי.
- $R_p, R_r$  - וקטורים באורך 3 הקשורים בחישוב התגובה להלם של חדר.
- S/E - יחס אות להד.
- $s(k), s(t)$  - אות מקור (t - זמן רציף, k - בדיד).
- $S_1(n), S_2(n)$  - "שטחים" תחת מעטפות ספקטרום ההספק בפס התדר ה-n.
- $s_k(r)$  - סדרה (עם אינדקס k) המתקבלת מהתמרת פוריה דיסקרטית הפוכה של  $s_m(r)$ .
- $s_n(r)$  - בעל משמעות דומה לזו של  $s_k(r)$ .
- $S_m(r)$  - אותות אנליזה ספקטרלית לזמן קצר המזינים את דרגת הסינטזה. r אינדקס זמן, m אינדקס תדר.
- $\hat{s}(k)$  - משערך אות המקור.
- $\hat{S}_m(kD)$  - אנליזה פוריה לזמן קצר (ברגע kD) של משערך אות המקור.
- T - מחזור הדגימה של אותות הדבור. (פרט לפרק 2 בו הוא מסמן השהיה של הד).
- t - זמן.
- trR - trace של המטריצה R.
- U(z) - התמרת z של פונקציית מדרגה מושהית בדגם אחד.
- $\underline{W}$  - וקטור המשקלים של המסנן האדפטיבי.

רשימת סמלים - (המשך)

-----

$W_k$  - וקטור המשקלים של המסנן האדפטיבי באיטרציה ה- $k$ .

$W_{opt}$  - וקטור המשקלים של המסנן האדפטיבי הנותן שגיאה רבועית ממוצעת מינימלית. (פתרון וינרי).

$w_i(k)$  - מקדם ה- $i$  של המסנן האדפטיבי באיטרציה ה- $k$ .

$W_i(z)$  - התמרת  $z$  של המקדם ה- $i$  במסנן האדפטיבי.

$w(k)$  - תגובה לדגם יחידה של חלון Hamming.

$W(n)$  - פונקצית שקלול למרחק בין מעטפות ספקטרום ההספק של שני אותות ב-frame מסוים.

$$e^{j \frac{2\pi}{M}} - W_M$$

$X$  - רדיוס וקטור למקור  $(x, y, z)$ .

$X'$  - רדיוס וקטור למיקרופון  $(x', y', z')$ .

$X_k$  - וקטור היציאות מקו ההשהיה של המסנן האדפטיבי.

$X_k^T$  - Transpose של וקטור  $X_k$ .

$X_k^*$  - צמוד קומפלקסי של הוקטור  $X_k$  (במסנן אדפטיבי קומפלקסי).

$x_i(k)$  - רכיב ה- $i$  של הוקטור  $X_k$ .

$x_1(t), x_2(t)$  - אותות הכוללים הדים, עליהם בוצע העבוד. סדרות הדגימות של אותות אלו מסומנים ב- $x_1(k), x_2(k)$  בהתאמה.

$X_m(k)$  - אנליזת פוריה לזמן קצר של האות  $x(k)$ .  $k$  - אינדקס הזמן,  $m$  - אינדקס התדר.

$x_n^{(\ell)}(k)$  - תת הסדרה (עם אינדקס  $n$ ) ה- $\ell$  של הסדרה (עם אינדקס  $r$ ) המתקבלת מהמכפלה  $x(r)h(k-r)$  ברגע  $k$ .

$\tilde{x}_n(k)$  - סדרה (עם אינדקס  $n$ ) המתקבלת מ"קיפול" של הסדרה (עם אינדקס  $r$ ) המתקבלת מהמכפלה  $x(r)h(k-r)$  ברגע  $k$ .

$\hat{x}_n(k)$  - סדרה (עם אינדקס  $n$ ) המתקבלת מהזזה ציקלית של הסדרה  $\tilde{x}_n(k)$ .

רשימת סמלים - (המשך)

-----

$\dot{x}_n(rD)$  - סדרה (עם אינדקס  $n$ ) המתקבלת מהתמרת פוריה דיסקרטית הפוכה

של  $X_m(rD)$ .

$X_2(kD)$  - אנליזת פוריה לזמן קצר ברגע  $kD$  של אות היציאה ממיקרופון  
מס' 2.

$\gamma(k)$  - אות יציאת החיזוי של המסנן האדפטיבי, או האות המעובד.

$\Upsilon(z)$  - התמרת  $z$  של אות יציאת החיזוי במסנן האדפטיבי.

$z_z$  - מיקום אפסי פונקצית תמסורת.

$z_p$  - מיקום קטבי פונקצית תמסורת.

$Z\{\cdot\}$  - התמרת  $z$  של הביטוי שבסוגריים.

$\alpha$  - קוטב מסנן מיצוע רקורסיבי.

$\beta_{x_1}, \beta_{y_1}, \beta_{z_1}$  - מקדמי ההחזרה של קירות החדר הסמוכים לראשית הצירים  
(הממוקמת באחת מפינות החדר).

$\beta_{x_2}, \beta_{y_2}, \beta_{z_2}$  - מקדמי ההחזרה של קירות החדר הנגדיים לראשית הצירים.

$\gamma$  - השיפור ביחס אות להד (עבור אותות סינוסואידליים)  
המתקבל במסנן אדפטיבי.

$\gamma_{in}$  - יחס אות להד בכניסה הראשית של המסנן האדפטיבי.

$\gamma_{out}$  - יחס אות להד ביציאת החיזוי של המסנן האדפטיבי.

$\Delta\omega$  - רוחב סרט של כל פס תדר.

$\delta(t)$  - פונקצית הלם.

$\theta$  - זווית אות סינוסואידלי בכניסת היחוס של המסנן האדפטיבי.

$\lambda$  - ערך עצמי של מטריצת הקוואריאנס  $R$ .

$\lambda_{max}$  - ערך עצמי גדול ביותר של מטריצת הקוואריאנס  $R$ .

$\mu$  - מקדם הצעד של המסנן האדפטיבי.

$\mu_m$  - מקדם הצעד של המסנן האדפטיבי הפועל בפס התדר ה- $m$ .

רשימת סמלים - (המשך)

=====

- $\xi$  - תוחלת השגיאה הרבועית.
- $\xi_{\min}$  - הערך המינימלי של תוחלת השגיאה הרבועית.
- $\xi_k$  - ערך תוחלת השגיאה הרבועית במסנן האדפטיבי באיטרציה ה-k.
- $\tau_{mse}$  - קבוע זמן ההתכנסות של השגיאה הרבועית הממוצעת במסנן האדפטיבי.
- $\tau_{mse_p}$  - קבוע זמן ההתכנסות של הרכיב ה-p בשגיאה הרבועית הממוצעת של המסנן האדפטיבי.
- $\tau_e$  - קבוע זמן ההתכנסות של אות השגיאה במסנן האדפטיבי.
- $\tau_w$  - קבוע זמן ההתכנסות של כל מקדם במסנן האדפטיבי.
- $\phi_{XX_m}(kD), \phi_{YY_m}(kD)$  - הספק האותות  $x(k), y(k)$  בפס התדר ה-m.  $kD$  הוא אינדקס הזמן בהתחשב בדצימציה.
- $\phi_{XY_m}(kD)$  - פונקציית הקרוסקורלציה בין האותות  $x(k), y(k)$  בפס התדר ה-m. ברגע  $kD$ .
- $\phi$  - פזה של אות סינוסואידלי בכניסה הראשית למסנן האדפטיבי.
- $\omega$  - תדר זוויתי.
- $\omega_r, \omega_d$  - תדר זוויתי של רכיב סינוסואידלי בכניסה הראשית (d) ובכניסת היחוס (r).
- $\Omega_c$  - נקודות קטעון של מסנן LPF.
- $\nabla_{\xi}$  - גרדיאנט של תוחלת השגיאה הרבועית.
- $\hat{\nabla}_k$  - משעריך הגרדיאנט של תוחלת השגיאה הרבועית באיטרציה ה-k.
- $[N]$  - ערך שלם של N.

רשימת קיצורים

=====

Band Pass Filter	- BPF
קבוע.	- const
Discrete Fourier Transform	- DFT
Fast Fourier Transform	- FFT
Filter Bank Synthesis	- FBS
Finite Impulse Response	- FIR
High Pass Filter	- HPF
Inverse Discrete Fourier Transform	- IDFT
Least Mean Square	- LMS
Low Pass Filter	- LPF
mean square error	- mse
minimum mean square error	- mmse
Overlap and Add	- OLA
תוכנית מחשב לסימולציה של מסנן אדפטיבי ממשי הפועל לפי אלגוריתם ה-LMS.	- PADLMS
תוכנית מחשב לסימולציה של שיטת Allen לסנון אות דבור מהדים.	- PALLN
תוכנית מחשב לסימולציה של בנק מסננים אדפטיביים קומפלקסים הפועלים לפי אלגוריתם ה-LMS.	- PBCAF
תוכנית מחשב לחישוב פונקציה זמנית של מרחק ומרחק ממוצע בין מעטפות ספקטרום ההספק של שני אותות.	- PDISTK
תוכנית מחשב לחישוב התגובה לדגם יחידה של חדר.	- PROOM
תוכנית מחשב לביצוע אנליזת פוריה לזמן קצר בשיטת ה-FBS של שני אותות נתונים.	- PSTFTA
תוכנית מחשב לביצוע סינטזה בשיטת ה-FBS.	- PSTFTS
Phase Vocoder	- PV

## רשימת קיצורים (המשך)

=====

	rad - רדיאן
Reverberation Time	- RT
Short Time Fourier Transform	- STFT
	sec - שניה
Time Varying	- TV
Time Invariant	- TI
Tape Delay Line	- TDL
ULTH - שגרה (של התוכנית PROOM) המחשבת מיקום של שמונה מקורות דמוי עבור נקודה בתוך חדר.	
ULPFH - שגרה (של התוכניות PSTFSA, PSTFSA) המחשבת תגובה לדגם יחידה של מסנני האנליזה והאינטרפולציה.	



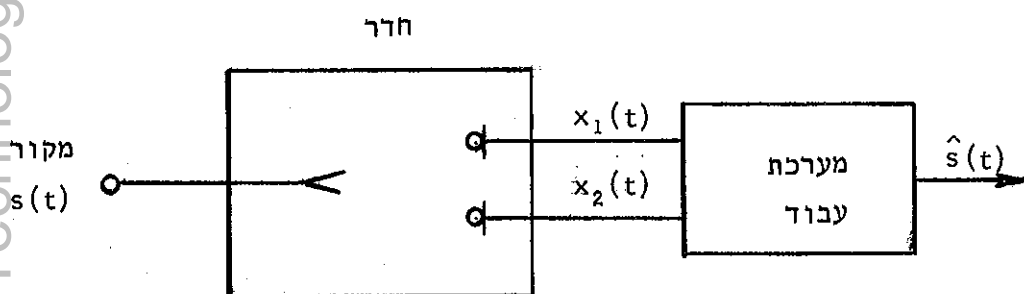
קול הנוצר בחדר סגור עובר מספר רב של החזרות כתוצאה מפגיעתו בקירות

החדר ובעצמים שונים הנמצאים בו. עקב כל פגיעה מאבד הקול חלק מהאנרגיה שלו והחלק הנותר חוזר כהד (או שמתבצעת עקיפה). תהליך זה חוזר על עצמו עד אשר ההד מאבד את כל האנרגיה שלו. הדעיכה ההדרגתית של הקול בחדר נקראת reverberation. קיומם של ההדים עלול לפגוע בצורה חמורה באיכות ובמובנות אות הדבור. מידת הנזק תהיה תלויה במבנה החדר, ממדיו, מקדמי ההחזרה של קירותיו (כולל תקרה ורצפה) ובמיקום הדובר והמאזין.

אדם בעל שמיעה תקינה בשתי אוזניו כמעט ואינו מרגיש את השפעת ההדים על מובנות אות הדבור, כיוון שמערכת השמע הכוללת את שתי האוזנים ומערכת העצבים המרכזית, "מעבדת" את האותות הנקלטים על ידי שתי האוזנים ועל ידי כך מסננת את אות הדבור מתוך סה"כ האותות שהאוזנים קולטות (הדים, רעשים וכו'). יעילותו של העבוד הטבעי תלויה בגודל השהית ההד ביחס לאות המקור ובעוצמתו. ידוע [1] שהדים שזמן השהיתם קטן מ-50 msec לערך אינם מתפרשים על ידי מערכת השמע כהדים ויתרה מזו, קיומם רצוי כי הם מגוונים ומחזקים את הצליל. לעומת זאת, הדים שזמן השהיתם ארוך יותר מתפרשים על ידי מערכת השמע כהדים והם פוגעים באיכות ובמובנות אות הדבור.

השפעת ההדים על איכות ומובנות אות הדבור מורגשת היטב אצל אנשים החרשים באוזן אחת ובמקרים בהם אות דבור הנוצר בחדר, נקלט על ידי מיקרופון לצרכי הקלטה או קומוניקציה (טלפון, אינטרקום, שידור לצד הרחוק וכו'). במקרה הראשון, מערכת העבוד הטבעית אינה פועלת כתקנה והאדם שומע את אות המקור וההדים בלי היכולת להפריד ביניהם. במקרה השני, אות היציאה מהמיקרופון מורכב מאות המקור ומההדים שהיו בחדר בעת ההקלטה או השידור. אדם בעל שמיעה תקינה בשתי אוזניו שיאזין להקלטה שבוצעה בסביבה הכוללת הדים, לא יוכל להפריד בין אות המקור להדיו כיוון שלרשותו עומדת הקלטה בערוץ אחד בלבד. מצב זה דומה למקרה של אדם החרש באוזן אחת. ברור שאם נבצע הקלטה סטריאופונית בחדר כאשר שני מיקרופונים מוצמדים לשתי אוזניו של אדם ואחר כך נשמיע את ההקלטה באופן סטריאופוני (בעזרת שתי אוזניות), אזי המאזין יוכל למצות את אות המקור בעזרת מערכת העבוד הטבעית שלו בדרך דומה לזו שהוסברה לעיל. אולם אם נרצה לנצל עקרון זה לפתרון בעיית ההדים בקומוניקציה, נזדקק לשידור כמות אינפורמציה כפולה מזו הכלולה באות הדבור (נזדקק לשידור תכולת שני ערוצים).

ניתן לסכם ולומר שקיים צורך בשימושים מסוימים בשיטת עבוד המסוגלת לסנן את אות הדבור ולהרחיק את ההדים הנלווים אליו. כל שיטות העבוד הידועות עד כה פועלות על הקלטה שבוצעה בשני מיקרופונים לפחות, כאשר האות המעובד מתקבל בערוץ אחד בלבד. ציור 1.1 מדגים זאת עבור הקלטה סטריאופונית.



ציור 1.1: מערך הקלטה ועבוד לסנון אות הדבור מהדים.

Fig. 1.1: Speech deconvolution system.

מטרת עבודה זו לבחון את האפשרות של שמוש במסנן אדפטיבי המשתמש באלגוריתם ה-LMS (Least Mean Square) לשם סינון אות דבור מהקלטה שבוצעה באמצעות שני מיקרופונים.

מבנה העבודה

פרק 2 דן בתכונות ההדים ובסקירת השיטות השונות שפותחו עד כה לטיפול בבעיה.

פרק 3 דן בעקרונות הסנון האדפטיבי ובישומם לבעיה הנוכחית.

פרק 4 מציג את הפתרון המוצע על ידנו - סנון אדפטיבי בפסי תדר נפרדים.

פרק 5 דן בסכום התוצאות של השיטה האדפטיבית, השוואתה עם שיטתו של J.B. Allen [3] והסקת מסקנות.

נספח א' מתאר את השיטה של J.B. Allen.

נספח ב' מכיל את תוכניות המחשב (והסברים להפעלתם) ששמשו לסימולציות של המערכות השונות.

2.1 תכונות ההדים

באופן כללי מבחינים בשתי קטגוריות של הדים :

- א. הדים קצרים.
- ב. הדים ארוכים.

הדים קצרים מאופיינים ע"י זמן השהיה הקטן מ-40-60msec ביחס לאות המקור. הדים אלו גורמים לעוות ספקטרלי המכונה "עוות גוון" (Spectral coloration). קל להבין עוות זה כאשר דנים בהשפעת הד אחד בלבד על ספקטרום אות המקור [2].

- נסמן :  $s(t)$  - אות המקור.
- $s(t-T)$  - הד של המקור המושהה ב-Tsec.
- $x(t)$  - אות המורכב משני האותות הנ"ל.

$$x(t) = s(t) + s(t - T) \quad (2.1)$$

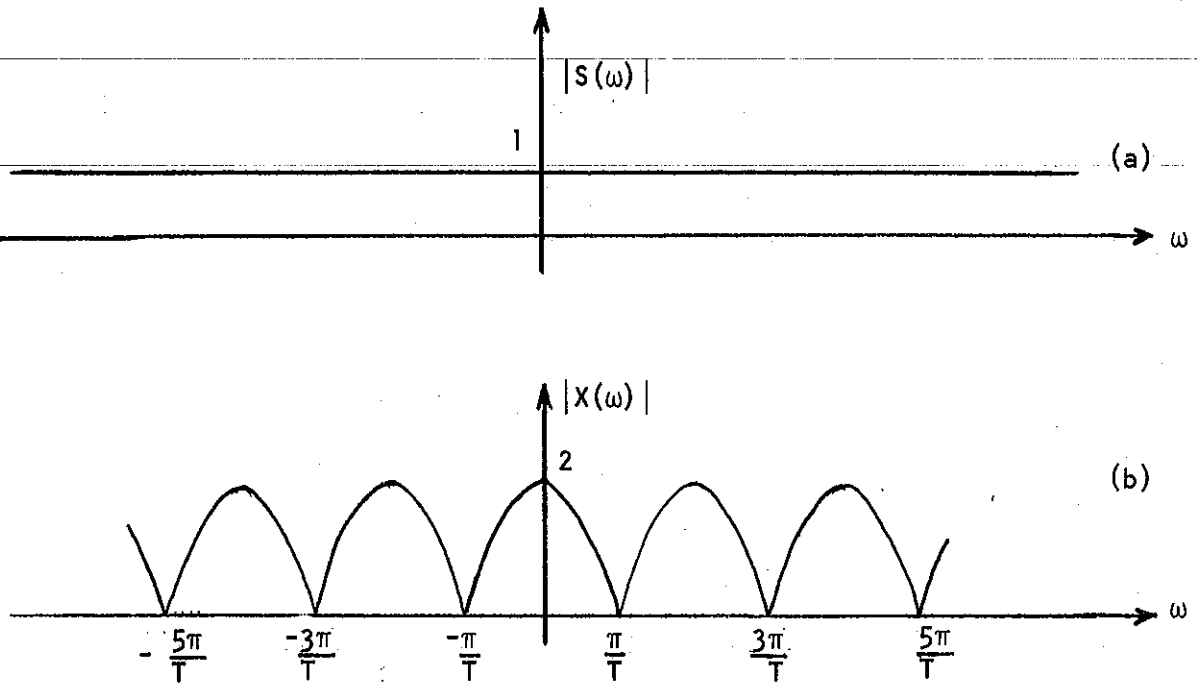
התמרת פוריה על המשוואה הנ"ל תיתן:

$$|X(\omega)| = 2 |S(\omega)| \cdot \left| \cos \frac{\omega T}{2} \right| \quad (2.2)$$

כאשר  $s(t)$  הוא רעש לבן עם צפיפות הספק של יחידה נקבל :

$$|X(\omega)| = 2 \left| \cos \frac{\omega T}{2} \right| \quad (2.3)$$

ז.א. ספקטרום אות המקור הוא לבן ואילו ספקטרום האות  $x(t)$  הוא צבוע.  $|S(\omega)|$  ו- $|X(\omega)|$  עבור הדוגמא הנ"ל מתוארים בצירוף 2.1.



צור 2.1: (a) - ספקטרום אות המקור - רעש לבן.

(b) - ספקטרום אות המורכב מאות המקור ותד אחד בלבד.

Fig. 2.1: (a) Spectrum of the source signal - white noise.

(b) Spectrum of the source signal with only one echo.

למעשה התופעה הנ"ל היא הצגה אחרת של תופעת ההתאבכות. בדוגמא לעיל,

התדרים המקיימים :

$$f_n = (2n + 1)/2T \text{ Hz} ; n = 0, \pm 1, \dots \quad (2.4)$$

נעלמו ואילו התדרים המקיימים :

$$f_n = n/T \text{ Hz} ; n = 0, \pm 1, \dots \quad (2.5)$$

חוזקו. הסיבה היא שבתדרים המקיימים את (2.4), הפרש הדרכים שהאות המקורי ותד עברו שווה למחצית אורך הגל (התאבכות הורסת) ואילו בתדרים המקיימים את (2.5), הפרש הדרכים שווה לאורך גל שלם (התאבכות בונה).

הדים ארוכים מאופינים ע"י זמן השהיה גדול מאשר 60 msec ביחס לאות המקור [1]. הדים אלו תורמים מעין רעש לאות המוקלט או כפי שנהוג לומר הם מוסיפים "זנבות" לאות הדבור [3]. בגלל אופים ובגלל האופי הלא סטטציונרי של אות הדבור, קשה לתת להם יצוג מתמטי כפי שנעשה במקרה של הדים קצרים. לדוגמא, עבור אות מקור קולי (voiced) יתכן הד אל-קולי (unvoiced) וכו'. ממדידות שבוצעו [3,4] ידוע שההדים הארוכים הנקלטים על ידי שני המיקרופונים (ציור 1.1) אינם בקורלציה. מבחינה זו ניתן להתייחס אליהם כאל שני מקורות רעש בלתי קורלטיביים. תכונה חשובה זו מהווה את הבסיס לשיטות עבוד אותות המשמשות לסילוק הדים ארוכים. (שיטת Allen [3] המפורטת בסעיף 2.4 והשיטה האדפטיבית המוצעת על ידנו מתבססות על תכונה זו).

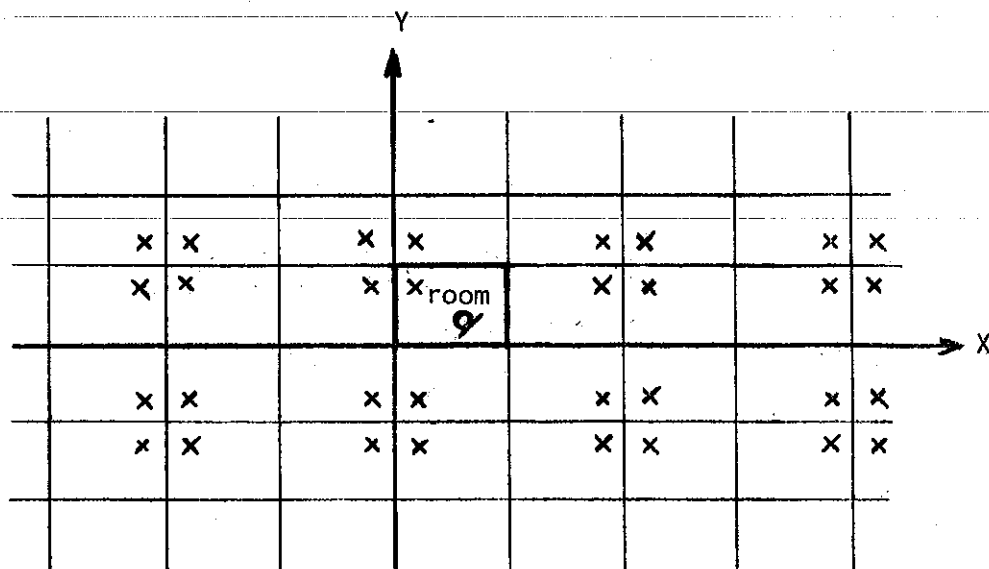
## 2.2 סימולציה של הדים

אות המקור בדרכו למיקרופון עובר דרך תווך שתכונותיו נקבעות על פי ממדי החדר, המיקום של המקור והמיקרופון ומקדמי ההחזרה של קירות החדר. ניתן לאפיין תווך זה על ידי התגובה להלם של  $[3,5]$ . בסמן ב-  $h(t)$  וב-  $g(t)$  את התגובות להלם של התווכים מהמקור לכל אחד מהמיקרופונים (ציור 1.1). אותות היציאה משני המיקרופונים  $(x_1(t), x_2(t))$  יתקבלו מקונבולוציה של אות המקור  $(s(t))$  עם התגובות להלם הנ"ל.

$$x_1(t) = s(t)*h(t) \quad (2.6)$$

$$x_2(t) = s(t)*g(t) \quad (2.7)$$

עבור חדר מלבני ניתן לחשב את  $h(t)$  ו-  $g(t)$  בשיטת ה-"Image" [5]. בשיטה זו, מחשבים את התגובה להלם של חדר בין שתי נקודות שבתוכו, על ידי החלפת קירות החדר, רצפתו ותקרתו במערך של מקורות דמוי כן שתנאי הגבול על פני קירות החדר יתקיימו. ציור 2.2 מתאר חתך במרחב מקורות הדמוי.



ציור 2.2: חתך במרחב מקורות הדמיו.

Fig. 2.2: A slice through the image space.

תאורטית קלימים אינסוף מקורות דמוי, אולם מכחינה מעשית מספיק להתחשב בתרומת המקורות הממוקמים ברדיוס הנתון ע"י מכפלת מהירות הקול באויר, בזמן הרוורברציות (RT - reverberation time). זמן הרוורברציות (RT) מוגדר כזמן הדרוש לירידת לחץ האויר של אות דבור (שנוצר בחדר סגור) ב-60 db מלחצו המקורי.

כל מקור ממערך מקורות הדמיו תורם לתגובה להלם, הלם אחד בלבד שעוצמתו וחשהיתו ידועת.

התגובה להלם של חדר שקירותיו אינם קשיחים לחלוטין ( $\beta < 1$ ) היא:

$$P(t, X, X') = \sum_{p=0}^1 \sum_{r=-\infty}^{\infty} \beta_{x_1}^{|n-q|} \beta_{x_2}^{|n|} \beta_{y_1}^{|\ell-j|} \beta_{y_2}^{|\ell|} \beta_{z_1}^{|m-k|} \beta_{z_2}^{|m|} \cdot \delta \left( t - \frac{|R_p + R_r|}{c} \right) \cdot \frac{1}{4\pi |R_p + R_r|} \quad (2.8)$$

כאשר :  $P$  - לחץ האויר

$t$  - זמן

$c$  - מהירות הקול באויר

$X=(x,y,z)$  - רדיוס וקטור אל המקור

$X'=(x',y',z')$  - רדיוס וקטור אל המיקרופון.

$(L_x, L_y, L_z)$  - ממדי החדר.

$$p = (q, j, k) \quad q, j, k \text{ מקבלים ערכים של } 0 \text{ או } 1.$$

$$r = (n, l, m)$$

$$R_p = (x-x'+2qx', y-y'+2jy', z-z'+2kz') \quad (2.9)$$

$$R_r = 2 (nL_x, lL_y, mL_z) \quad (2.10)$$

$\beta$  מסמן מקדמי ההחזרה של ששת קירות החדר.  $\beta$  עם אינדקס אחד (1) מציינים מקדמי החזרה של הקירות הסמוכים לראשית הצירים ואילו  $\beta$  עם אינדקס שנים (2) מציינים מקדמי החזרה של הקירות הנגדיים. הסכימה עם אינדקס  $p$  מציינת למעשה שלוש סכימות, אחת לכל רכיב של  $p$ . לסכימה עם אינדקס  $r$  משמעות דומה. ציור 2.3 מדגים את הסימונים.

נוסחה (2.8) היא מקורבת ומסתמכת על ההנחות הבאות:

1. המודל של מערך דימוי נכון גם במידה  $\beta < 1$ .

2. מקדמי ההחזרה  $\beta$  אינם תלויים בזווית הפגיעה ובתדר.

לפי [5], הנוסחה (2.8) מהווה קירוב טוב למציאות כאשר התנאים הבאים מתקיימים:

1. ממדי החדר בינוניים (משרד למשל).

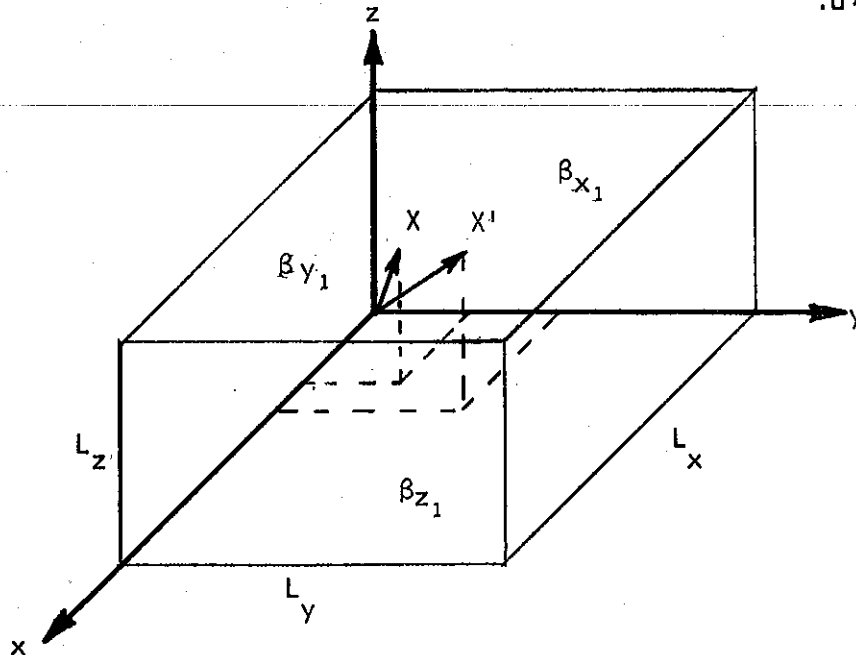
2. תחום התדירויות של אות הדבור  $0.1 - 4\text{kHz}$ .

3. המקור והמיקרופון אינם קרובים מדי לאחד הקירות.

4. מקדמי ההחזרה של כל אחד מהקירות גדול מ-0.7.



במקרה בו כל מקדמי ההחזרה שווים ל-1, בנוסחה 2.8 מהווה פתרון מדויק של משוואת הגלים.

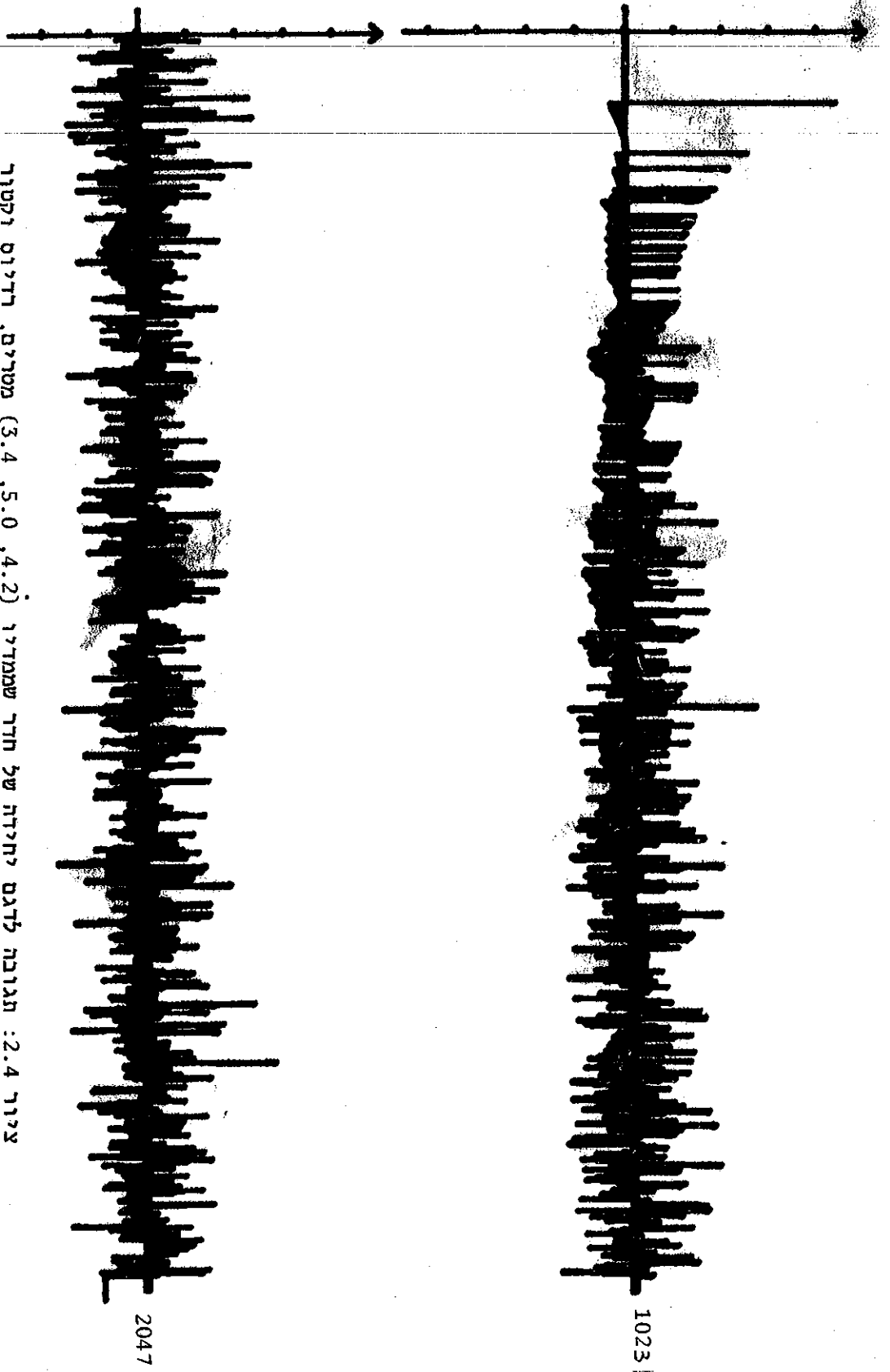


צילור 2.3: הדגמת הסימונים של נוסחה 2.8.

Fig. 2.3: Demonstration of formula 2.8 notations.

צילור 2.4 מתאר תגובה להלם של חדר, שקירותיו, רצפתו ותקרתו קשיחים לחלוטין ( $\beta = 1$ ). צילור 2.5 מתאר את התגובות להלם  $h(t)$ , של חדר, שמקדמי ההחזרה של קירותיו שווים ל-0.95 ומקדמי ההחזרה מרצפתו ותקרתו שווים ל-0.90. מיקום המיקרופון והמקור וממדי החדר מתוארים בצילור. במקרה זה המרחק מהמקור לכל אחד מהמיקרופונים שווה. תכונת חוסר הקורלציה בין ההדים הארוכים בשני המיקרופונים שהוזכרה לעיל, נובעת מכך שה"זנבות" של  $h(t)$  ושל  $g(t)$  אינם בקורלציה [3]. תכונה זו (של  $h(t)$  ו- $g(t)$ ) אושרה באופן ניסויי והיא נובעת מזמני ההגעה האקראיים של ההדים הארוכים [4].

$h(k)$  ו- $g(k)$  (אינדקס זמן דיסקרטי) שבצילורים 2.5 כוללים אמפליטודות שליליות שלא באות לידי ביטוי בנוסחה 2.8. אמפליטודות שליליות אלו נובעות מהעברת  $h(k)$  ו- $g(k)$  דרך HPF שנועד לסלק מהם תדרים נמוכים, בהם האנרגיה שואפת לאינסוף כאשר  $\beta \rightarrow 1$ .



צירור 2.4: תגובה לדגם יחידה של חדר שממדיו (3.4, 5.0, 4.2) מטרים, רדיוס וקטור למקור (1.5, 2.5, 2.5) מטרים, רדיוס וקטור למיקרופון (1.8, 4.2, 1.7) מטרים. מקדמי ההחזרה של קירות החדר, רצפתו וקורתו שווים ל-1.

Fig. 2.4: Impulse response for a room (3.4, 5.0, 4.2) meters.

Wall, ceiling and floor reflection coefficients were all 1.0.

Radius vectors to the source and microphones were

(1.8, 4.2, 1.7), (1.5, 2.5, 2.5) meters respectively.

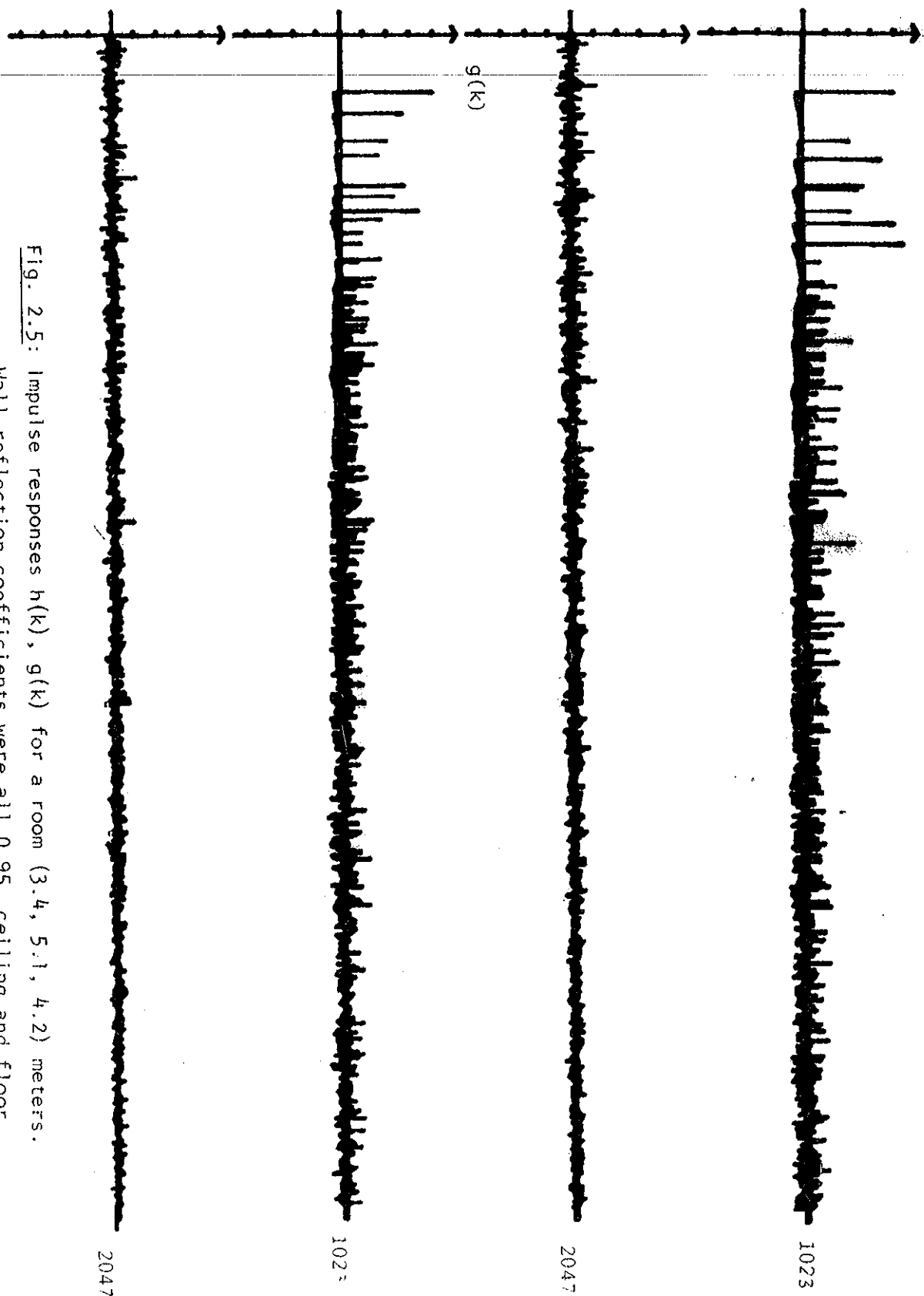


Fig. 2.5: Impulse responses  $h(k)$ ,  $g(k)$  for a room (3.4, 5.1, 4.2) meters.

Wall reflection coefficients were all 0.95, ceiling and floor

reflection coefficients were 0.90. Radius vector to the

source were (1.3, 4.2, 1.7) meters, Radius vectors to the

two microphones were (0.5, 3.0, 2.5), (2.1, 3.0, 2.5) meters.

בנספח ב' מצורפת תוכנית מחשב PROOM המחשבת את התגובה להלם של חדר, על סמך ממדיו, מקדמי ההחזרה של קירותיו ומיקום המקור והמיקרופון. התוכנית מממשת את הנוסחה (2.8) וקימת בה אופציה של שימוש ב-HPF שתוזכר לעיל. (התוכנית לקוחה מ-[5]).

### 2.3 הדגמת השפעת ההדים במישור הזמן והתדר

ציורים 2.6 ו-2.7 מתארים את השפעת ההדים במישור הזמן ובמישור התדר על האות המוקלט. ציור 2.6(a) מתאר קטע מאות המקור, ציור 2.6(b) מתאר את אותו קטע כפי שהוקלט בחדר. מהציור רואים שלמרות שאות המקור שווה לאפס בקטע מסוים, האות המוקלט שונה מאפס באופן משמעותי. כמו כן רואים שבירה מסוימת של המבנה ההרמוני של אות הדבור. עובדה זו בולטת במיוחד מציור 2.7 המתאר את התמרות פוריה של קטע מאות המקור ושל אותו קטע באות המוקלט.

### 2.4 שיטות ידועות לסנון אותות דבור מהדים

עד כה ידועות שתי שיטות לסנון אות דבור מהדים. האחת פותחה על ידי Allen [2] ומשמשת לסילוק הדים קצרים בלבד. השנייה פותחה על ידי Allen ומשמשת לסילוק הדים קצרים וארוכים.

שיטת Flanagan מנצלת הקלטה שבוצעה בשני מיקרופונים לפחות. אות היציאה מכל אחד מהמיקרופונים מועבר דרך בנק של מסנני BPF זהים ובעלי תחומי תדירויות סמוכים, המכסים את כל תחום תדרי אותות הכניסה למערכת. עבור כל אחד מהמיקרופונים מחושב הספק אות היציאה שלו בכל פס תדר. כל מיקרופון תורם לאות המעובד באותם תחומי תדירות בהם הספק אות היציאה שלו גדול מזה שבמיקרופונים האחרים. באופן כזה מקטינים את עוות הגוון הנובע מהדים קצרים. התוצאות משתפרות ככל שמספר המיקרופונים גדל, אך אז גדל גם מספר פעולות החישוב לכל דגם כניסה.

שיטת Allen מנצלת הקלטה שבוצעה בשני מיקרופונים בלבד. אות היציאה מכל אחד מהמיקרופונים מחולק לפסי תדר. כל אחד מפסי תדר אלו מועבר ל-baseband על ידי מודולציה קומפלקסית. על כל זוג אותות שב-baseband השליכים לאותו פס תדר באותות המוקלטים מבצעים שתי פעולות. בראשונה מסירים את ההשהיה (ע"י תיקון פזה) הקיימת בין הרכיבים המחזוריים שבשני האותות (שבפס התדר המסוים) ומסכמים את האותות עם הפזה המתוקנת. לפעולה זו הנקראת

Fig. 2.6: (a)

Source signal.

התקן המקור

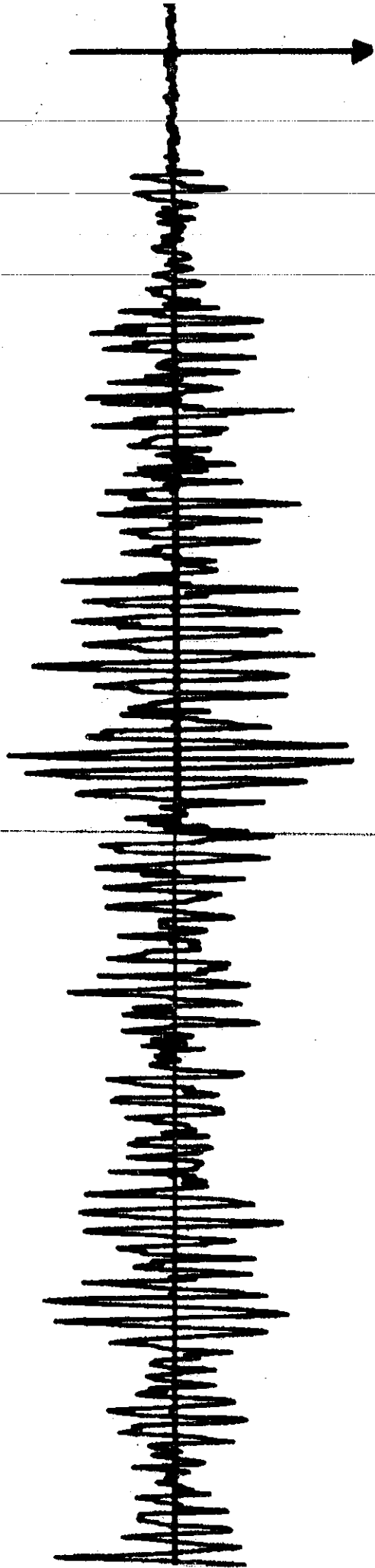
(a) : 2.6 ת"מ

(b)

Recorded signal.

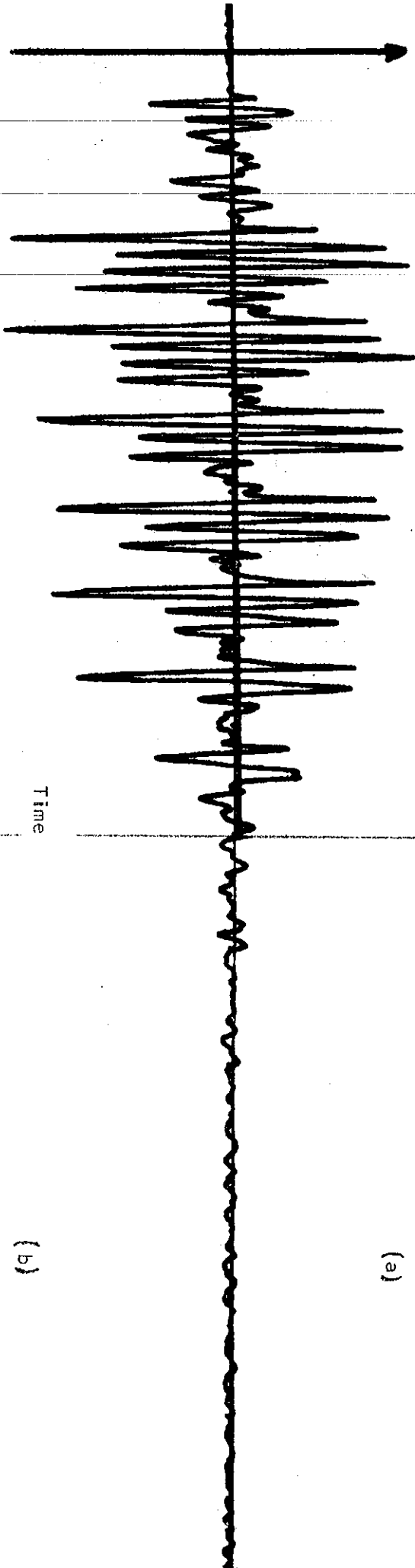
(b) : 2.6 ת"מ

Time

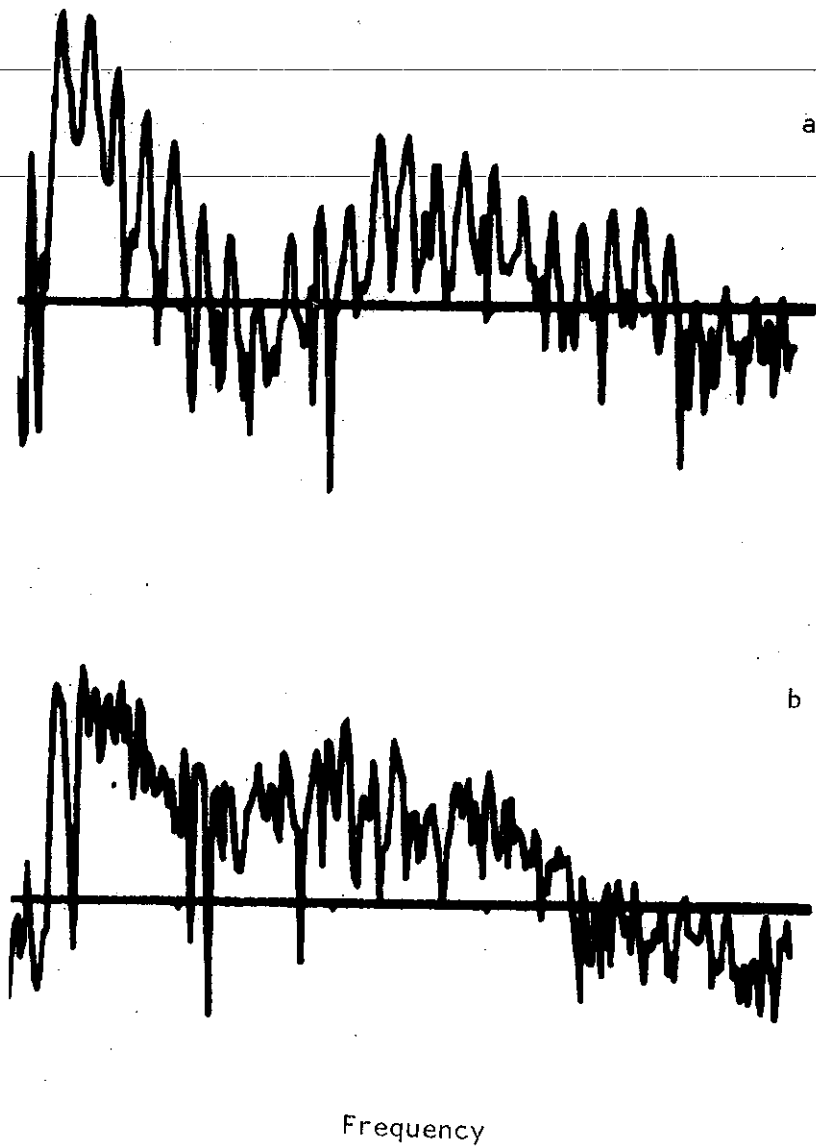


(b)

Time



(e)



ציור 2.7: (a) - התמרת פורליה של קטע מאות הדבור המקורי.

(b) - התמרת פורליה של אותו קטע באות המוקלט.

Fig. 2.7: (a) - Fourier transform of the source signal.

(b) - Fourier transform of the recorded signal.

Cophase and Add השפעה מסוימת בסילוק ההדים הקצרים. האות המתקבל מוכפל בפונקצית הקרוסקורלציה המנורמלת של שני האותות שבאותו פס תדר. פעולה זו הנקראת Gain switching גורמת לסילוק הרכיבים שאינם בקורלציה בשני האותות המוקלטים בפס התדר המסוים. כיוון שההדים הארוכים בשני המיקרופונים אינם בקורלציה, פעולה זו גורמת לסילוקם. האות המתקבל לאחר שתי פעולות אלו מוחזר למקומו (בתחום התדר) על ידי דמודולציה קומפלקסית. האות המעובד מתקבל מסינטזה של האותות המעובדים בפסי התדר השונים. שיטה זו בהיותה היעילה ביותר עד כה, תשמש כמדד להערכת השיטה האדפטיבית שנוקרה על ידנו. בנספח א' מתוארת השיטה ביתר פירוט. בנספח ב' מצורפת תוכנית מחשב Pallen המבצעת סימולציה של השיטה.

פרק 3 : עקרונות הסנון האדפטיבי וישומם לסנון אותות דבור מהדים

פרק זה עוסק בתאור עקרונות הסנון האדפטיבי, תוך שימת דגש מיוחד על התנהגות המסנן האדפטיבי עבור כניסות סינוסואידליות. ההתענינות בכניסות סינוסואידליות נובעת מהעובדה שאות הדבור הקולי (voiced) הוא אות הרמוני.

בסעיף 3.1 מתואר המסנן האדפטיבי לבטול רעש הפועל על פי אלגוריתם ה-LMS.

בסעיפים 3.2 - 3.8 מתוארת התנהגות המסנן האדפטיבי עבור כניסות סינוסואידליות ממשיות וקומפלקסיות.

בסעיף 3.9 מתואר עקרון הסנון האדפטיבי הישיר לבטול הדים ארוכים.

סעיף 3.10 דן במספר פעולות החישוב לדגם כניסה הדרוש לשם סנון אדפטיבי ישיר.

סעיפים 3.11 - 3.12 דנים בקריטריון ההתאמה הספקטרלית, ששימש אותנו לקביעת ערכי  $N, \mu$  האופטימליים למסנן האדפטיבי לצורך סנון אות דבור מהדים.

3.1 הצגת המסנן האדפטיבי לבטול רעש

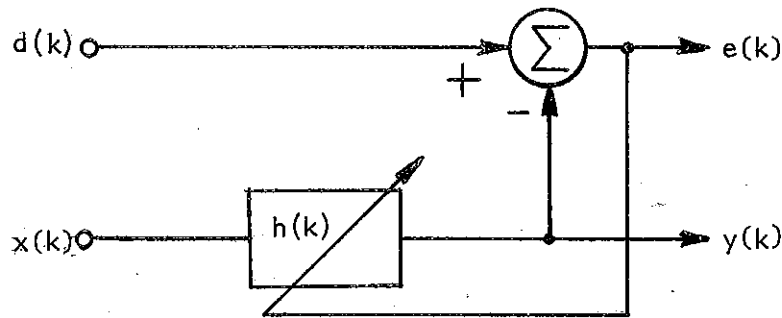
ציור 3.1 מתאר סכימת בלוקים של המסנן האדפטיבי לביטול רעש.

המסנן האדפטיבי פועל על אות כניסת היחוס  $x(k)$  בעזרת המסנן שתגובתו לדגם יחידה  $h(k)$ , במטרה לבצע מינימיזציה של תוחלת השגיאה הרבועית.

$$\min E\{e^2(k)\} = \min E\{(d(k) - y(k))^2\} \quad (3.1)$$

ציור 3.2 מתאר את מבנה המסנן האדפטיבי. מסנן זה מורכב מקו השהיה (TDL - Tape Delay Line) שבכניסתו האות  $x(k)$ . יציאות ה-TDL משמשות ככניסות למערכת הגברים משתנים (משקלים) הנשלטים ע"י אלגוריתם האדפטיבי. סכום מכפלות המשקלים ביציאות ה-TDL מהווה את אות היציאה  $y(k)$ . בעזרת  $y(k)$  ו- $d(k)$  יוצרים את אות השגיאה  $e(k)$ . אות השגיאה משמש את אלגוריתם האדפטיבי לצורך עדכון המשקלים כך שיושג מינימום של תוחלת השגיאה הרבועית.





- d(k) - Primary input - כניסה ראשית.
- x(k) - Reference input - כניסה יחוס.
- e(k) - Error output - יציאת השגיאה.
- y(k) - Predictor output - יציאת החיזוי.

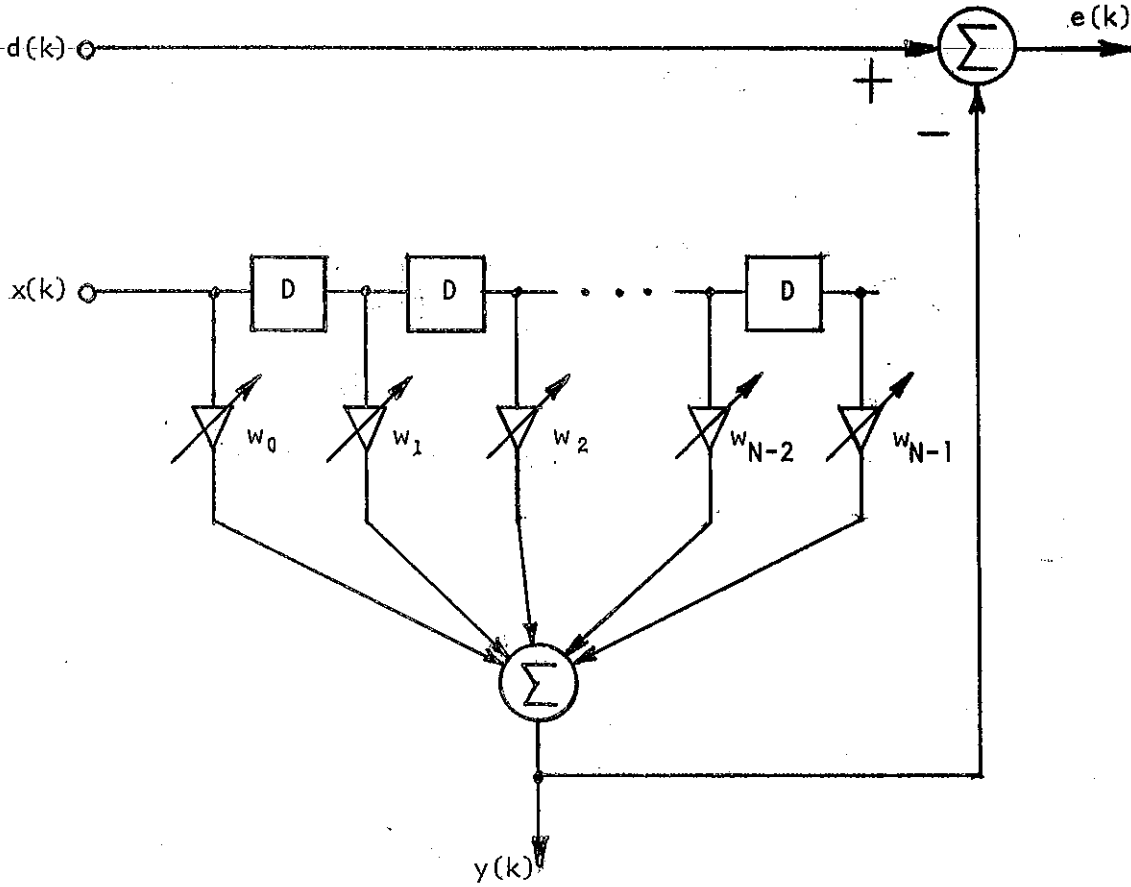
ציור 3.1: סכימת בלוקים של מסנן אדפטיבי.

Fig. 3.1: Adaptive filter - Block diagram.

ערך המשקלים קובע בכל רגע את התגובה לדגם יחידה של המסנן  $h(k)$ ,  
לפי  $h(k) = w(k)$ .

מאמרים רבים נכתבו אודות המסנן האדפטיבי [6,7,8,9].

נתאר כאן בקצרה את עיקרי הדברים כפי שהם מופיעים ב-[8]. נציג את אלגוריתם האדפטיבי הנקרא אלגוריתם ה-LMS (Least Mean Square) ונדגיש את הקשר בין המסנן האדפטיבי ומסנן וינר הקבוע בזמן. התוצאות תובאנה ללא הוכחות אך תוך הדגשת ההנחות בשלבים השונים. בכל הפתוח נניח שאותות הכניסה למסנן  $(x(k), d(x))$  הם סטציונריים.



צילון 3.2: מבנה מסנן אדפטילי לביטול רעש.

Fig. 3.2: Adaptive noise canceller.

נגדיר :

$$\underline{x}_k^T = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)] \quad (3.2)$$

$$\underline{w}^T = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}] \quad (3.3)$$

אות יציאת החיזוי

$$\begin{aligned} y(k) &= \underline{W}^T \underline{X}_k \\ &= \underline{X}_k^T \underline{W} \end{aligned} \quad (3.4)$$

אות השגיאה

$$\begin{aligned} e(k) &= d(k) - y(k) \\ &= d(k) - \underline{X}_k^T \underline{W} \\ &= d(k) - \underline{W}^T \underline{X}_k \end{aligned} \quad (3.5)$$

רבוע אות השגיאה

$$e^2(k) = d^2(k) - 2d(k)\underline{X}_k^T \underline{W} + \underline{W}^T \underline{X}_k \underline{X}_k^T \underline{W} \quad (3.6)$$

נסמן ב-  $\xi$  את תוחלת השגיאה הרבועית

$$\begin{aligned} \xi &\triangleq E\{e^2(k)\} \\ &= E\{d^2(k)\} - 2\underline{P}^T \underline{W} + \underline{W}^T \underline{R} \underline{W} \end{aligned} \quad (3.7)$$

כאשר  $\underline{P}$ ,  $\underline{R}$  מוגדרים ע"י:

$$\underline{P} \triangleq E\{d(k) \underline{X}_k\} \quad (3.8)$$

$$\underline{R} \triangleq E\{\underline{X}_k \underline{X}_k^T\} \quad (3.9)$$

$\underline{R}$  - מטריצה שממדיה  $N \times N$  סימטרית ומוגדרת חיובית. מהביטוי (3.7) רואים שהשגיאה הרבועית הממוצעת -  $\xi$  מהווה פונקציה רבועית של המשקלים  $w_j$ .  $\xi$  במרחב המשקלים מהווה פרבולואיד עם מינימום יחיד. תפקיד אלגוריתם האדפטציה לשנות את המשקלים כך שיושג המינימום הנ"ל. כאשר אותות הכניסה למסנן אינם סטציונרליים, מיקום המינימום הנ"ל משתנה בזמן ומתפקידו של אלגוריתם האדפטציה לעקוב אחריו.

וקטור המשקלים  $\underline{W}_{opt}$  שמבטיח מינימיזציה של  $\xi$ , מתקבל מאפוס הגרדיאנט של  $\xi$   
הנתון ב- (3.10)

$$\underline{\nabla}_{\xi} = -2\underline{P} + 2R\underline{W} \quad (3.10)$$

$$\underline{W}_{opt} = R^{-1} \underline{P} \quad (3.11)$$

השגיאה הרבועית הממוצעת המינימלית תהיה :

$$\xi_{min} = E\{d^2(k)\} - \underline{W}_{opt}^T \underline{P} \quad (3.12)$$

$\underline{W}_{opt}$  המתקבל מהמשוואה (3.11) הוא הפתרון הוינרי. פתרון זה, דנרש ידיעת התכונות הסטטיסטיות של אותות הכניסה  $(P, R)$  וכמו כן דרושה פעולת היפוך מטריצה.

על מנת להמנע מפעולת היפוך המטריצה  $R$ , ניתן לפתור את (3.11) בדרך איטרטיבית. כיוון ש-  $\xi$  הוא פונקציה קעורה ננח להשתמש בשטתה- Steepest descent. בשטתה זו, מעדכנים בכל איטרציה את נקטור המשקלים  $\underline{W}$  על פי הכוון השלילי של גרדיאנט הפונקציה  $\xi$ .

האלגוריתם יהיה:

$$\underline{W}_{k+1} = \underline{W}_k + \mu(-\underline{\nabla}_k) \quad (3.13)$$

כאשר:

$$\underline{\nabla}_k = -2\underline{P} + 2R \underline{W}_k \quad (3.14)$$

$\mu$  חיובי ונקרא מקדם הצעד. גודלו של  $\mu$  קובע את משך ההתכנסות לפתרון האופטימלי וכך את טיבה.

התכנסות האלגוריתם (3.13) מובטחת כאשר  $\mu$  מקיים:

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}} \quad (3.15)$$

העצמים שלה חיוביים).  $\lambda_{\max}$  הוא הערך העצמי הגדול ביותר של R. R מוגדרת חיובית ולכן כל הערכים

בדרך כלל איננו יודעים את  $\lambda_{\max}$  ולכן חסם נוח אחר ל- $\mu$  נתון ע"י:

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{tr}R} \quad (3.16)$$

כאשר :

$$\text{tr}R = \sum_{p=1}^N \lambda_p > \lambda_{\max} \quad (3.17)$$

trR שווה ל- N פעמים הספק אות כניסת היחוס  $x(k)$ . ניתן להראות שאם (3.15) מתקיים, אזי:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \underline{w}_k = \underline{w}_{\text{opt}} \quad (3.18)$$

ככל ש-k גדל, ערך הוקטור  $\underline{w}_k$  שואף לערך הוקטור  $\underline{w}_{\text{opt}}$  ואילו ערך השגיאה הרבועית הממוצעת באיטרציה ה-k,  $\xi_k$ , שואפת לערכה המינימלי  $\xi_{\min}$  הנתון ע"פ (3.12).  $\xi_k$  מתקבל מ-(3.7) ו-(3.12). ערכו:

$$\xi_k = \xi_{\min} + (\underline{w}_k - \underline{w}_{\text{opt}})^T R (\underline{w}_k - \underline{w}_{\text{opt}}) \quad (3.19)$$

ניתן לראות את  $\xi_k$  כמורכבת מ-N סדרות גאומטריות שכ"א מהן דועכת לפי קבוע זמן  $\tau_{\text{mse}_p}$  הנתון ע"י:

$$\tau_{\text{mse}_p} \approx \frac{1}{4\mu \lambda_p} ; p = 1, \dots, N \quad (3.20)$$

-  $\lambda_p$  הערך העצמי ה-p של R.

הפתרון האיטרטיבי שהוצג לעיל דורש ידיעת המטריצות  $R$ ,  $P$  (הדרושות לחשוב  $V_k$ ). מעשית  $R$ ,  $P$  אינן ידועות ואף משתנות בזמן (מקרה לא סטציונרי).

אלגוריתם האדפטציה שהוצע לראשונה ע"י Widrow, מאפשר עדכון פשוט של

המקדמים בלא ידיעה מוקדמת של התכונות הסטטיסטיות של אותות הכניסה. תוך כדי פעולתו, המסנן "לומד" את אופי אותות הכניסה ומשנה את וקטור המשקלים כך שיושג מינימום של  $\xi$ . המסנן האדפטטיבי מסוגל לעקוב אחרי שנויים בתכונות הסטטיסטיות של אותות הכניסה. מהאמור לעיל ברור שמסנן זה אינו לינארי.

נציג כאן את אלגוריתם ה-LMS שהוכח כטוב ביותר מבין כל האלגוריתם שהוצעו למטרה זו [9].

אלגוריתם ה-LMS דומה לאלגוריתם האיטרטיבי (3.13) אך במקום להשתמש בגרדיאנט משתמשים במשעריך שלו.

$$\underline{w}_{k+1} = \underline{w}_k + \mu(-\hat{\underline{v}}_k) \quad (3.21)$$

המשעריך המוצע ע"י Widrow משתמש בערך הרגעי של  $e^2(k)$  ולא בתוחלת של  $e^2(k)$ .

$$\begin{aligned} \hat{\underline{v}}_k &= \frac{\partial \{e^2(k)\}}{\partial \underline{w}} \\ &= -2e(k) \underline{x}_k \end{aligned} \quad (3.22)$$

אלגוריתם ה-LMS יהיה:

$$\underline{w}_{k+1} = \underline{w}_k + 2\mu e(k) \underline{x}_k \quad (3.23)$$

בחינת התנהגות האלגוריתם בצורה כללית ומדויקת היא בעיה קשה, משום שהמסנן האדפטטיבי מהווה מערכת לא לינארית. לכן יש לבחון כל מקרה לגופו.

ע"מ להגיע למסקנות, Widrow מניח קיום חוסר קורלציה זמנית בין וקטורי הכניסה  $\underline{x}_k$ . כלומר:

$$E\{X_k X_{k+\ell}^T\} = 0 \quad \ell \neq 0 \quad (3.24)$$

בדרך כלל אין הנחה זו מתקימת ובפרט כאשר אות כניסת היחוס מכיל רכיבים הרמוניים, למרות זאת, מתקבלת מסימולציות התאמה טובה עם התוצאות האנליטיות על בסיס הנחה זו. (עבור שימושים של Noise cancelling).

בהנחה זו ובתנאי ש-(3.15) מתקיים, תוחלת וקטור המשקלים מתכנסת לפתרון הוינרי (3.11) [7].

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E\{W_k\} = W_{opt} \quad (3.25)$$

גם במקרה זה קבוע זמן ההתכנסות של הרכיב ה-P של השגיאה הרבועית הממוצעת נתון ע"פ (3.20).

כאמור, באלגוריתם ה-LMS אנו משערכים את הגרדיאנט של  $\xi$  בכל איטרציה. סטית המשערך מגודלו האמיתי גורמת לכך שגם לאחר התכנסות התהליך האדפטיבי למשקלים יהיו תנודות סביב הערך האופטימלי. תנודות אלו גורמות לתוספת שגיאה רבועית ממוצעת (בנוסף ל- $\xi_{min}$  המתקבל בפתרון הוינרי).

בטוי לגודל השגיאה הרבועית הממוצעת (mse-mean square error) הנוספת, נתון בעזרת מושג ה- misadjustment המוגדר ע"י:

$$M \triangleq \frac{\text{average excess mse}}{\xi_{min}} \quad (3.26)$$

עבור אלגוריתם ה-LMS ובהנחה שהאותות  $X_k$ , הם תהליכים גאוסיים בעלי ממוצע אפס, מתקבל:

$$M = \mu tr R \quad (3.27)$$

השגיאה הרבועית הממוצעת המינימלית ( $\xi_{min}^1$ ) במסנן האדפטיבי גדולה מזו שבמסנן Wiener והיא נתונה ע"י:

$$\xi_{min}^1 = (1 + M) \xi_{min} \quad (3.28)$$

### 3.2 סנון אדפטיבי של אותות סינוסואידליים

בסעיף 3.1 הוצג אלגוריתם ה-LMS ונבחנה התנהגות מקדמי המסנן (הנקבעים ע"פ אלגוריתם זה) בממוצע, המסקנות שהוסקו ((3.28)-(3.25)) התבססו על התנחה שאין קורלציה זמנית בין הוקטורים  $X_k$  (ראה נוסחה (3.24)).

כאשר בכניסת היחוס של המסנן האדפטיבי קימים אותות סינוסואידליים, ההנחה (3.24) אינה נכונה ולכן גם המסקנות שבאו בעקבותיה אינן מדויקות.

לקבלת תוצאות מדויקות המתארות את התנהגות המסנן עבור אותות מסוימים, יש לחקור במישרין את התנהגות אלגוריתם ה-LMS. הבעיה היא שבדרך כלל גישה זו קשה לישום. אולם, כאשר אות כניסת היחוס של המסנן האדפטיבי מורכב מאותות סינוסואידליים בלבד, גישה זו נוחה במיוחד. פתרון מקרה זה (עבור אותות ממשיים) מתואר ע"י Glover ב-[10]. כפי שיוסבר להלן, במקרה זה ניתן לתאר את המסנן האדפטיבי כמערכת לינארית קבועה בזמן שכניסתה  $d(k)$  ויציאתה  $y(k)$  או  $e(k)$ .

נתאר בהמשך את עיקרי הדברים המופיעים ב-[10] ונרחיב מקרה זה לאותות קומפלקסיים.

### 3.3 אות כניסת היחוס מורכב מרכיב סינוסואידלי יחיד

ציור 3.3 מתאר את המסנן האדפטיבי כאשר בכניסת היחוס שלו קיים רכיב סינוסואידלי יחיד. נראה שבתנאים מסוימים, ניתן להחליף את המשבצת המקווקוות שבציור במערכת  $G(z)$  לינארית וקבועה בזמן שכניסתה  $e(k)$  ויציאתה  $y(k)$ .

אות כניסת היחוס :

$$x(k) = C \cos(\omega_r kT + \theta) \quad (3.29)$$

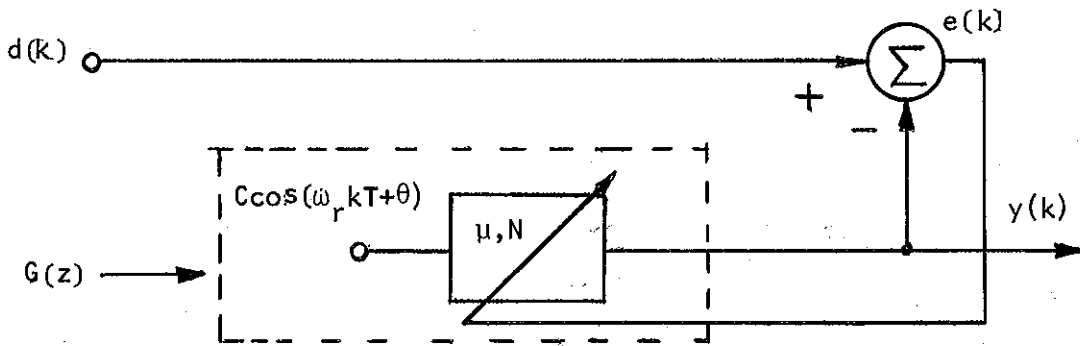
הרכיב ה- $(i)$  של וקטור הכניסה  $X_k$  יהיה:

$$x_i(k) = C \cos(\omega_r kT + \theta_i) \quad (3.30)$$

$$= \frac{C}{2} (e^{j\omega_r kT} e^{j\theta_i} + e^{-j\omega_r kT} e^{-j\theta_i})$$

כאשר  $\theta_i$  נתון ע"י:





צילור 3.3: מודל למסנן אדפטיבי.

Fig. 3.3: Model for the adaptive filter.

$$\theta_i = \theta - \omega_r T i ; \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (3.31)$$

התמרת Z של המכפלה  $e(k) x_i(k)$  מאלגוריתם ה-LMS (3.23) תהיה:

$$\begin{aligned} Z\{e(k)x_i(k)\} &= \frac{C}{2} e^{j\theta_i} Z\{e(k) e^{j\omega_r k T}\} + \\ &+ \frac{C}{2} e^{-j\theta_i} Z\{e(k) e^{-j\omega_r k T}\} \quad (3.32) \\ &= \frac{C}{2} [e^{j\theta_i} E(z e^{-j\omega_r T}) + e^{-j\theta_i} E(z e^{j\omega_r T})] \end{aligned}$$

השתמשנו בסימון :  $Z\{e(k)\} = E(z)$

$E(z e^{-j\omega_r T})$  מהווה סבוב בזווית  $\omega_r T$  (בכוון מנוגד לכוון השעון) של  $E(z)$  סביב מעגל היחידה.  $E(z e^{j\omega_r T})$  מהווה סבוב בכוון השעון.

התמרת Z על הרכיב ה-(i) של המשוואה (3.23) תיתן:

$$W_i(z) = \frac{1}{z-1} 2\mu Z\{e(k)x_i(k)\} \quad (3.33)$$

נסמן :

$$U(z) = \frac{1}{z-1} \quad (3.34)$$

ולכן :

$$W_i(z) = 2\mu U(z) Z\{e(k)x_i(k)\} \quad (3.35)$$

נציב את (3.32) ב-(3.35)

$$W_i(z) = \mu C U(z) [E(z e^{-j\omega_r T}) e^{j\theta_i} + E(z e^{j\omega_r T}) e^{-j\theta_i}] \quad (3.36)$$

התמרת z של המשוואה (3.4) תיתן:

$$\begin{aligned} Y(z) &= \sum_{i=0}^{N-1} Z\{w_i(k) x_i(k)\} \\ &= \frac{C}{2} \sum_{i=0}^{N-1} Z\{w_i(k) (e^{j\omega_r k T} e^{j\theta_i} + e^{-j\omega_r k T} e^{-j\theta_i})\} \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$= \frac{C}{2} \sum_{i=0}^{N-1} [W_i(z e^{-j\omega_r T}) e^{j\theta_i} + W_i(z e^{j\omega_r T}) e^{-j\theta_i}]$$

נציב את (3.36) ל-(3.37)

$$Y(z) = \frac{\mu C^2}{2} E(z) [U(z e^{-j\omega_r T}) + U(z e^{j\omega_r T})] \quad (3.38a)$$

$$+ \frac{\mu C^2}{2} U(z e^{-j\omega_r T}) E(z e^{-j2\omega_r T}) \sum_{i=0}^{N-1} e^{j2\theta_i} \quad (3.38b)$$

$$+ \frac{\mu C^2}{2} U(z e^{j\omega_r T}) E(z e^{j2\omega_r T}) \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j2\theta_i}$$

ניתן לראות את  $Y(z)$  בבילטוי (3.38) כסכום היציאות משתי מערכות.  
 האחת קבועה בזמן (TI - time invariant) ויציאתה נתונה ב-(3.38a)  
 ואילו השניה אינה קבועה בזמן (TV - time varying) המבצעת מודולציה  
 ויציאתה נתונה ע"י הביטוי (3.38b). נבחן את סכומי האקספוננטים שבביטוי (3.38b)

$$\sum_{i=0}^{N-1} e^{+j2\theta i} = \sum_{i=0}^{N-1} e^{+j2(\theta - \omega_r T i)}$$

$$= e^{+j[2\theta - \omega_r T(N-1)]} \beta(\omega_r T, N)$$

(3.39)

כאשר

$$\beta(\omega_r T, N) \triangleq \frac{\sin N\omega_r T}{\sin \omega_r T}$$

(3.40)

נרשום את הביטוי ל- $Y(z)$  (3.38) באמצעות הפונקציה  $\beta(\cdot)$ .

$$Y(z) = \frac{\mu N C^2}{2} E(z) [U(z e^{-j\omega_r T}) + U(z e^{j\omega_r T})] +$$

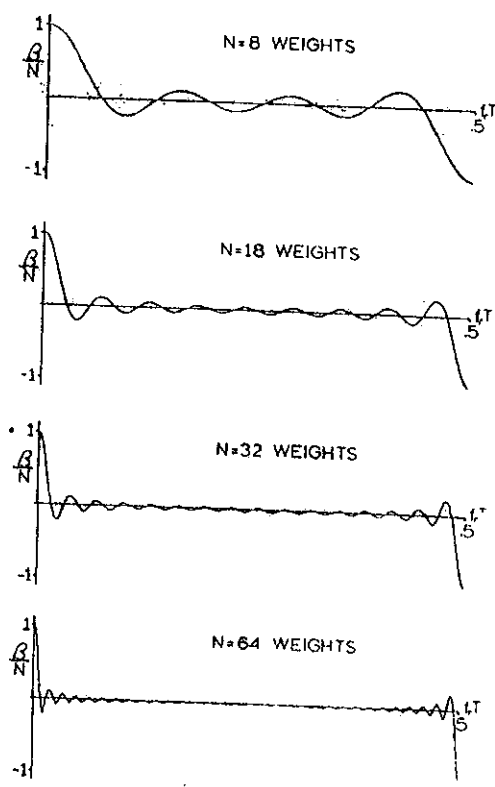
$$+ \frac{\mu C^2}{2} \beta(\omega_r T, N) [TV]$$

(3.41)

[TV] בבטוי (3.41) מציג את רכיבי ה-time varying בבילטויים שב-(3.38b).

מהביטוי (3.41) נובע שהעוצמה היחסית בין אבר ה-[TV] לבין אבר ה-[TI] תלויה ביחס  $\beta(\omega_r T, N)/N$ .

כאשר  $\beta(\omega_r T, N)/N \ll 1$ , ניתן להזניח את אבר ה-[TV] ביחס לאבר ה-[TI]. למעשה כאשר  $\beta(\omega_r T, N) = 0$  אבר ה-[TV] נעלם. בצירור 3.4 מתוארת הפונקציה  $\beta(\omega_r T, N)/N$  עבור ערכי  $N$  שונים. (הצירור לקוח מ-[10]).



צילור 3.4: שרטוט  $\beta(\cdot)/N$  עבור ערכי  $N$  שונים.

Fig. 3.4: Plots of  $\beta(\cdot)/N$  function for various  $N$ .

את  $\beta(\cdot)/N$  ניתן להקטין בשתי דרכים :

א. ע"י שנוי קצב הדגימה  $T$  כך ש-  $\omega_r T$  ימוקם בנקודה בה  $\beta(\omega_r T, N)/N \approx 0$  (בישום שלנו אפשרות זו אינה מעשית ולכן לא נתיחס אליה בתמשך).

ב. ע"י הגדלת מספר המקדמים.

$\beta(\omega_r T, N)$  מתאפס כאשר

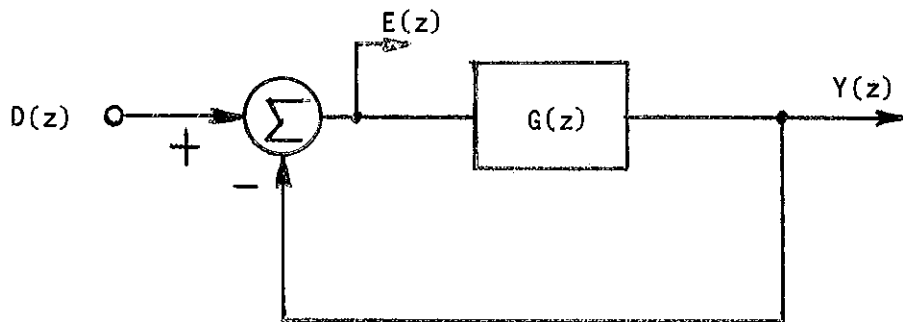
$$\omega_r T N = n\pi ; \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.42)$$

לכן ככל ש-  $N$  גדל, כך גדל מספר הנקודות בהן  $\beta(\cdot)$  מתאפס. ולכן גדלים הסיכויים שחתדר  $\omega_r T$  אתו עובדים יהיה סמוך לאחת הנקודות המקימות את (3.42). כמו כן ככל ש-  $N$  גדל, הערך של  $\beta(\omega_r T, N)/N$  עבור  $\omega_r T$  מסוים קטן.

בהנחה שמתקיים  $\beta(\omega_r T, N)/N = 0$ , נקבל מהבטוי (3.41) את פונקציית התמסורת  $G(z)$ .

$$\begin{aligned} G(z) &\triangleq \frac{Y(z)}{E(z)} \\ &= \frac{\mu N C^2}{2} [U(z e^{-j\omega_r T}) + U(z e^{j\omega_r T})] \\ &= \mu N C^2 \frac{z \cos \omega_r T - 1}{z^2 - 2z \cos \omega_r T + 1} \end{aligned} \quad (3.43)$$

נוכל אם כן לתאר את המסנן האדפטיבי כמערכת ליניארית באופן הבא.



ציור 3.5: דיאגרמת בלוקים של המסנן האדפטיבי מציור 3.3.

Fig. 3.5: Block diagram of the adaptive filter depicted in Fig. 3.3.

נחשב את פונקציית התמסורת מהכניסה  $d(k)$  ליציאות  $e(k)$  ו-  $y(k)$  בעזרת הפונקציה  $G(z)$ .

$$H(z) \triangleq \frac{E(z)}{D(z)}$$

$$= \frac{1}{1 + G(z)} \quad (3.44)$$

$$= \frac{z^2 - 2z\cos\omega_r T + 1}{z^2 - 2\left(1 - \frac{\mu NC^2}{2}\right)z\cos\omega_r T + (1 - \mu NC^2)}$$

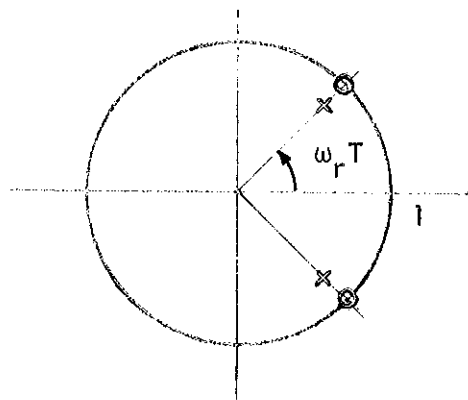
אפסי  $H(z)$  בתונים ע"י :

$$z_z = e^{\pm j\omega_r T} \quad (3.45)$$

בהנחה שמתקיים  $\frac{\mu NC^2}{2} \ll 1$ , קטבי  $H(z)$  יהיו בנקודות :

$$z_p \approx \left(1 - \frac{\mu NC^2}{2}\right) e^{\pm j\omega_r T} \quad (3.46)$$

ציר 3.6 מתאר מפת הקטבים והאפסים של  $H(z)$ .



ציר 3.6: מפת קטבים ואפסים של  $H(z)$ .

Fig. 3.6: Pole-zero plot for  $H(z)$ .

מציוור 3.6 נובע ש- $H(z)$  מתארת מסנן מסוג Notch. בקרבת התדר  $\omega_r T$  ניתן לרשום את  $H(z)$  באופן הבא:

$$H(z) \approx \frac{z - e^{j\omega_r T}}{z - \left(1 - \frac{\mu N C^2}{2}\right) e^{j\omega_r T}} \quad (3.47)$$

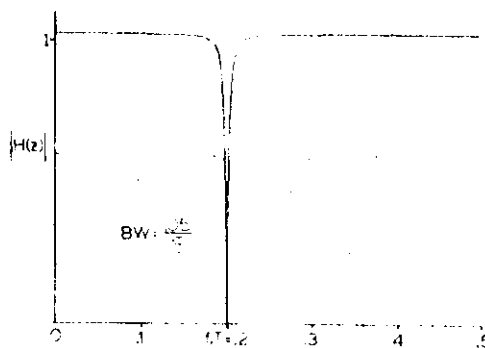
רוחב הסרט של  $H(z)$  בין שתי נקודות 3db יתקבל מ-(3.47) וערכו המקורב יהיה:

$$BW = \frac{\mu N C^2}{T} \text{ rad/sec} \quad (3.48)$$

מ-(3.44) נובע שערכה של פונקצית התמסורת  $H(z)$  בתחום המעבר (בתדר  $\omega = 0$  כאשר  $\omega_r > 0$ ) יהיה שונה מעט מיחידה והוא נתון בבטוי (3.49).

$$\left. H(e^{j\omega T}) \right|_{\substack{\omega T=0 \\ \omega_r T \neq 0}} = \frac{1}{1 - \frac{\mu N C^2}{2}} \quad (3.49)$$

שרטוט  $H(z)$  עבור  $f_r T = 0.2$  ועבור  $\mu = 0.025$  נתון ב-[10] ויובא כאן להבהרה.



ציוור 3.7:  $\left| H(e^{j\omega T}) \right|$  עבור  $f_r T = 0.2$ ,  $\mu = 0.025$ .  
 Fig. 3.7:  $\left| H(e^{j\omega T}) \right|$  for  $f_r T = 0.2$ ,  $\mu = 0.025$ .



פונקצית התמסורת מ- $D(z)$  ל- $Y(z)$  תתקבל בעזרת (3.44) לפי :

$$J(z) \triangleq \frac{Y(z)}{D(z)}$$

$$= 1 - H(z)$$

$$= \frac{\mu NC^2 (z \cos \omega_r T - 1)}{z^2 - 2 \left( 1 - \frac{\mu NC^2}{2} \right) z \cos \omega_r T + (1 - \mu NC^2)} \quad (3.50)$$

$J(z)$  מתארת מסנן מעביר סרט (BPF) עם תדירות מרכזית  $\omega_r$  ורוחב סרט הנתון ע"פ (3.48). מסנן זה הוא לינארי וקבוע בזמן. הערך של  $J(z)$  בתדר  $\omega_r$  שווה ל-1.

**מסקנה:** כאשר אות כניסת היחוס של המסנן האדפטיבי הוא סינוסואידלי בתדר  $\omega_r$  ובמידה ומתקיים  $\beta(\omega_r T, N)/N = 0$ , המסנן האדפטיבי מתנהג כמסנן לינארי וקבוע בזמן, עם פונקצית תמסורת מהכניסה הראשית -  $d(k)$  ליציאת החזוי -  $y(k)$  של BPF עם התכונות הבאות:

- א. התדר המרכזי של ה-BPF הוא תדר אות כניסת היחוס.
- ב. רוחב הסרט נקבע ע"פ פרמטרי המסנן והספק אות כניסת היחוס לפי (3.48).
- ג. העובדה שהמסנן האדפטיבי מתנהג כ-BPF עבור פונקצית התמסורת  $J(z)$  וכ- Notch Filter עבור פונקצית התמסורת  $H(z)$  עם רוחב סרט שונה מאפס, מרמזת שמקדמיו אינם מתכנסים לערך קבוע אלא משתנים בזמן. שכן אילו המקדמים היו מתכנסים לערך קבוע, הם היו מסוגלים להעביר את אות כניסת היחוס עם שנוי אמפליטודה ופזה בלבד. התוצאה היתה רוחב סרט השווה לאפס.

העובדה שמקדמי המסנן אינם קבועים בזמן, אינה סותרת את האמור לעיל שפונקצית התמסורת  $J(z)$  או  $H(z)$  מתארת מערכת קבועה בזמן. השתנות הזמנית של המקדמים גורמת לכך שהמסנן הפועל על כניסת היחוס הוא משתנה בזמן, אולם המסנן הקיים בין הכניסה הראשית ליציאת החזוי (או השגיאה) קבוע בזמן.

ד. ניתן לקיים את  $\beta(\omega_r T, N)/N \approx 0$  ע"י שנוי מתאים של קצב הדגימה או הגדלת מספר המקדמים.

3.3.1 פתרון המקדמים

נבדוק איכותית את התנהגות המקדמים בעזרת הנוסחה (3.36) ובהנחה  $\beta(\cdot)/N = 0$  . על סמך התנהגות זו נוכל להסביר את העובדה שלמסנן רוחב סרט שונה מאפס.

נניח אם כן שאות הכניסה הראשית  $d(k)$  הוא סינוסואידלי בתדר  $\omega_d$  ו-  $\omega_r \neq \omega_d$  אך קרוב אליו. לפי (3.44)  $e(k)$  אף הוא סינוסואידלי בתדר  $\omega_d$ .

ל-  $E(z)$  יהיו קטבים בנקודות  $e^{\pm j\omega_d T}$  ולכן לבטוי

$$[E(ze^{-j\omega_r T})e^{j\theta i} + E(ze^{j\omega_r T})e^{-j\theta i}] \quad (3.51)$$

יהיו קטבים בנקודות

$$z = e^{\pm j(\omega_r + \omega_d)T}, \quad z = e^{\pm j(\omega_r - \omega_d)T} \quad (3.52)$$

לפי (3.36),  $W_i(z)$  מתקבל ע"י כפל של הבטוי (3.51) ב-  $U(z)$  שהוא למעשה מסנן LPF צר מאוד. לכן,  $w_i(k)$  יכיל בעיקר אות סינוסואידלי בתדר  $(\omega_r - \omega_d)T$ . כלומר כל אחד מהמקדמים יהיה סינוסואידלי בתדר  $(\omega_r - \omega_d)T$ . לפי (3.36) כל מקדם נבדל מהשני בפזה של  $\omega_r T$  לכן,  $w_i(k)$  כפונקציה של  $i$  עבור  $k$  מסוים, הוא סינוסואידלי בתדר  $\omega_r T$ .

לסכום ניתן לומר שהמקדמים פועלים על אות כניסת היחוס כמו מודולטור ובכך משיגים ביציאת החיזוני של המסנן אות סינוסואידלי בתדר שלא היה קיים בכניסת היחוס.

3.3.2 קבוע זמן ההתכנסות של השגיאה הרבועית הממוצעת

את קבוע הזמן -  $\tau_e$  לפיו אות השגיאה  $e(k)$  דועך עד הגיעו למצבו המתמיד, ניתן לחשב מתוך קטבי פונקצית התמסורת  $H(z)$  (בטוי (3.44)).

כיוון שאות השגיאה הרבועית הממוצעת יחסי לרבע אות השגיאה  $e(k)$ , קבוע זמן ההתכנסות שלו יהיה:

$$\tau_{mse} = \frac{\tau_e}{2} \quad (3.53)$$

קטבי  $H(z)$  נתונים בקרוב ע"פ (3.46) וערכם :

$$z_p = \left( 1 - \frac{\mu NC^2}{2} \right) e^{\pm j\omega_r T} \quad (3.46)$$

מעטפת התגובה  $e(k)$  לדגם יחידה תהיה סדרה גאומטרית בעלת מנה

$$r = 1 - \frac{\mu NC^2}{2} \quad (3.54)$$

נתאים לסדרה גאומטרית זו מעטפת אכספוננציאלית שקבוע הזמן שלה  $\tau_e$  sec

$$1 - \frac{\mu NC^2}{2} = e^{-\frac{T}{\tau_e}} \quad (3.55)$$

ולכן  $\tau_e$  נתון ע"י :

$$\tau_e = \frac{T}{\ln \left( \frac{1}{1 - \frac{\mu NC^2}{2}} \right)} \quad \text{sec} \quad (3.56)$$

אם נציב את (3.48) ו-(3.56) לתוך (3.53) נקבל:

$$\tau_{mse} = \frac{T}{2 \ln \left( \frac{1}{1 - \frac{BW \cdot T}{2}} \right)} \quad (3.57)$$

$$\approx \frac{1}{BW} \quad \text{sec}$$

הרחבה של הדינן הנ"ל למקרה בו אות כניסת היחוס מכיל מספר אותות סינוסואידליים מתוארת בסעיף הבא לפי [10].

3.4 אות כניסת היחוס מורכב מ-M אותות סינוסואידליים

אות כניסת היחוס בתוך עי"ל :

$$x(k) = \sum_{m=1}^M C_m \cos(\omega_m kT + \theta_m) \quad (3.58)$$

בפתוח דומה לשלבים המתוארים ב-(3.32 - 3.38) מתקבל

$$Y(z) = \frac{\mu N}{2} E(z) \sum_{m=1}^M C_m^2 [U(z e^{-j\omega_m T}) + U(z e^{j\omega_m T})] \\ + \sum_{\substack{m=1 \\ n \neq m}}^M \sum_{n=1}^M \frac{\mu C_n C_m}{2} \beta \left( \frac{\omega_m - \omega_n}{2} T, N \right) [TV] \quad (3.59)$$

$$+ \sum_{\substack{m=1 \\ n \neq m}}^M \sum_{n=1}^M \frac{\mu C_n C_m}{2} \beta \left( \frac{\omega_m + \omega_n}{2} T, N \right) [TV]$$

משמעות אברי ה- [TV] בבטוי (3.59) דומה לזו שבבטוי (3.38). גם כאן, על מנת שאבר ה- [TV] יהיה זניח ביחס לאבר ה- [TI] בבטוי (3.59), יש לדאוג לקיום :

$$\frac{1}{N} \beta \left( \frac{\omega_m + \omega_n}{2} T, N \right) \ll 1 \quad (3.60)$$

$$\frac{1}{N} \beta \left( \frac{\omega_m - \omega_n}{2} T, N \right) \ll 1$$

לכל  $n, m = 1, \dots, M$  ו-  $n \neq m$ .

כפי שהוסבר בסעיף 3.3, הגדלת מספר המקדמים גוררת הקטנת ערך הבטויים שב-(3.60).

בהנחה שהתנאים ב-(3.60) מתקיימים, נקבל את פונקציית התמסורת  $G(z)$

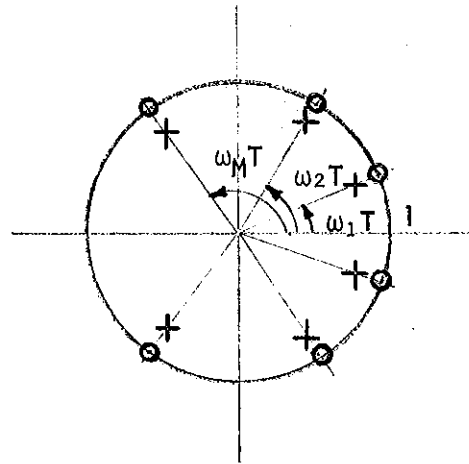
למקרה זה:

$$G(z) = \frac{\mu N}{2} \sum_{m=1}^M C_m^2 [U(z e^{-j\omega_m T}) + U(z e^{j\omega_m T})] \quad (3.61)$$

פונקציית התמסורת  $H(z)$  תהיה:

$$H(z) = \frac{1}{1 + \frac{\mu N}{2} \sum_{m=1}^M C_m^2 [U(z e^{-j\omega_m T}) + U(z e^{j\omega_m T})]} \quad (3.62)$$

מפת הקטבים והאפסים של הפונקציה  $H(z)$  נתונה בצירור 3.8.



צירור 3.8: מפת קטבים ואפסים של  $H(z)$ .

Fig. 3.8: Pole-zero plot for  $H(z)$ .

המיקום של האפסים נתון ע"י:

$$z_m = e^{-j\omega_m T} : m = 1, \dots, M \quad (3.63)$$

מיקום מקורב של הקטבים: (בהנחה ש-  $\frac{\mu N C_m^2}{2} \ll 1$  לכל  $m = 1, \dots, M$ ) נתון ע"י:

$$P_m = \left( 1 - \frac{\mu N C_m^2}{2} \right) e^{+j\omega_m T} ; m = 1, \dots, M \quad (3.64)$$

הפונקציה  $H(z)$  מתארת סדרה של "M-Notches" בתדרים  $\{\omega_m\}_{m=1}^M$ . רוחב הסרט של כל Notch filter נתון ע"י:

$$BW_m = \frac{\mu N C_m^2}{T} \text{ rad/sec} ; m = 1, \dots, M \quad (3.65)$$

הפונקציה  $J(z)$  תהיה:

$$J(z) = \frac{\frac{\mu N}{2} \sum_{m=1}^M C_m^2 [U(z e^{-j\omega_m T}) + U(z e^{j\omega_m T})]}{1 + \frac{\mu N}{2} \sum_{m=1}^M C_m^2 [U(z e^{-j\omega_m T}) + U(z e^{j\omega_m T})]} \quad (3.66)$$

הפונקציה  $J(z)$  מתארת סדרה של  $M$  מסננים מעבירי סרט (BPF) שתדריהם המרכזיים  $\{\omega_m\}_{m=1}^M$  וברוחב סרט הנתון ע"פ (3.65).

### 3.4.1 קבוע זמן התכנסות של השגיאה הרבועית הממוצעת

בדרך דומה לזו שבסעיף 3.3, נחשב למקרה הנוכחי את קבוע זמן התכנסות השגיאה הרבועית הממוצעת, במקרה הנוכחי ל- $H(z)$  יש  $M$  קטבים הנתונים ע"פ (3.64), לכן ניתן לראות את מעטפת התגובה  $e(k)$  לדגם יחידה כסכום של  $M$  סדרות גאומטריות שמנת כל אחת מהן נתונה ע"פ:

$$r_m = 1 - \frac{\mu N C_m^2}{2} ; m = 1, \dots, M \quad (3.67)$$

לכל סדרה גאומטרית ניתן להתאים מעטפת אקספוננציאלית עם קבוע זמן  $\tau_{e_m}$ . בדומה לפתוח שבנוסחאות (3.53 - 3.57) נקבל שקבוע זמן ההתכנסות של הסדרה ה- $m$  באות השגיאה הרבועית הממוצעת נתון ע"י:

$$\tau_{mse_m} = \frac{T}{2 \ln \left[ \frac{1}{1 - \frac{BW_m \cdot T}{2}} \right]}$$

(3.68)

$$\approx \frac{1}{BW_m} \text{ sec.} \quad m = 1, \dots, M$$

בשל חשיבות הדיון בסעיף 3.4 להמשך העבודה, נסכם כאן את הנקודות העיקריות שהועלו:

א. כאשר בכניסת היחוס של המסנן האדפטבי קילמים  $M$  אותות סינוסואידליים בתדרים  $\{\omega_m\}_{m=1}^M$  ובמידה ומתקיים:

$$\frac{1}{N} \beta \left( \frac{\omega_m + \omega_n}{2} T, N \right) \ll 1$$

(3.60)

$$\frac{1}{N} \beta \left( \frac{\omega_m - \omega_n}{2} T, N \right) \ll 1$$

עבור כל  $n, m = 1, \dots, M$ ,  $n \neq m$

אזי, ניתן לתאר את המסנן האדפטבי ע"י פונקצית תמסורת לינארית וקבועה בזמן מהכניסה הראשית -  $d(k)$  ליציאת החיזוי -  $y(k)$ . פונקצית תמסורת זו מתארת סדרה של  $M$  מסננים מעבירי סרט עם התכונות הבאות:

1. התדרים המרכזיים של ה-BPF הני"ל הם תדרי אות כניסת היחוס, כלומר  $\{\omega_m\}_{m=1}^M$ .

2. רוחב הסרט של כ"א מה-BPF הני"ל נתון ע"פ:

$$BW_m = \frac{\mu N C^2}{T} \text{ rad/sec} \quad ; \quad m = 1, \dots, M \quad (3.65)$$

ב. קבוע זמן ההתכנסות של הרכיב ה-  $m$  של אות השגיאה הרבועית הממוצעת נתון ע"פ:

$$\tau_{mse_m} \approx \frac{1}{BW_m} \text{ sec. ; } m = 1, \dots, M \quad (3.68)$$

ג. ניתן לקיים את התנאי (3.60) ע"י הגדלת מספר מקדמי המסנן.

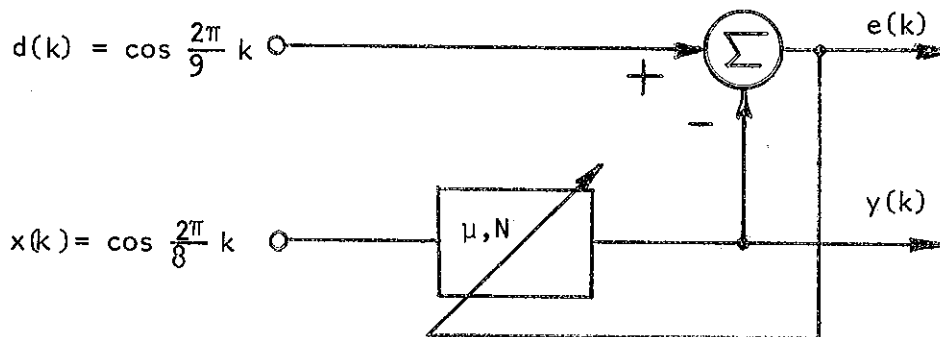
ד. ראוי לציין שהמסקנות הנ"ל נכונות בלי קשר לאופי אות הכניסה הראשית.

3.5 תוצאות סימולציה של סינון אדפטיבי של אותות סינוסואידליים.

התוצאות בסעיפים 3.3, 3.4 התקבלו בהזנחת אבר ה-[TV] המופיע בנוסחאות (3.38) וב-(3.59). לבדיקת השפעת אבר זה על המסקנות שהתקבלו, ביצענו סימולציה של מספר מקרים בהם  $\beta(\cdot)/N \neq 0$ . במיוחד בקשנו לבדוק את הנוסחה לרוחב הסרט (3.65). כמו כן ניתן ללמוד מסימולציות אלו על התנהגות מקדמי המסנן במקרים שונים.

3.5.1 מקרה מס' 1

ציור 3.9 מתאר את המסנן האדפטיבי עם הכניסות המתאימות למקרה זה.



ציור 3.9: סימולציה מס' 1.

Fig. 3.9: Simulation No. 1.



ערכי  $\mu$ ,  $N$  בהם השתמשנו והערך של  $\beta(\cdot)/N$  המתאים להם מתואר בטבלה 3.1.

טבלה 3.1: ערכי  $\mu$ ,  $N$ ,  $\beta(\cdot)/N$  לסימולציה מס' 1.

Table 3.1:  $\mu$ ,  $N$ ,  $\beta(\cdot)/N$  values for simulation No. 1.

	1	2	3	4	5
$N$	6	10	18	33	58
$\mu$	0.0290	0.0174	0.0097	0.0053	0.0030
$\beta(\cdot)/N$	- 0.2357	0.1414	0.0785	0.0303	0.0243

בכל 5 המקרים הנ"ל מתקיים:

$$\frac{BW}{2} = \frac{\mu N}{2} = \frac{2\pi}{8} - \frac{2\pi}{9} \text{ rad.} \quad (3.69)$$

לכן בכל אותם המקרים שעבורם  $\beta(\cdot)/N \ll 1$  צפוי:

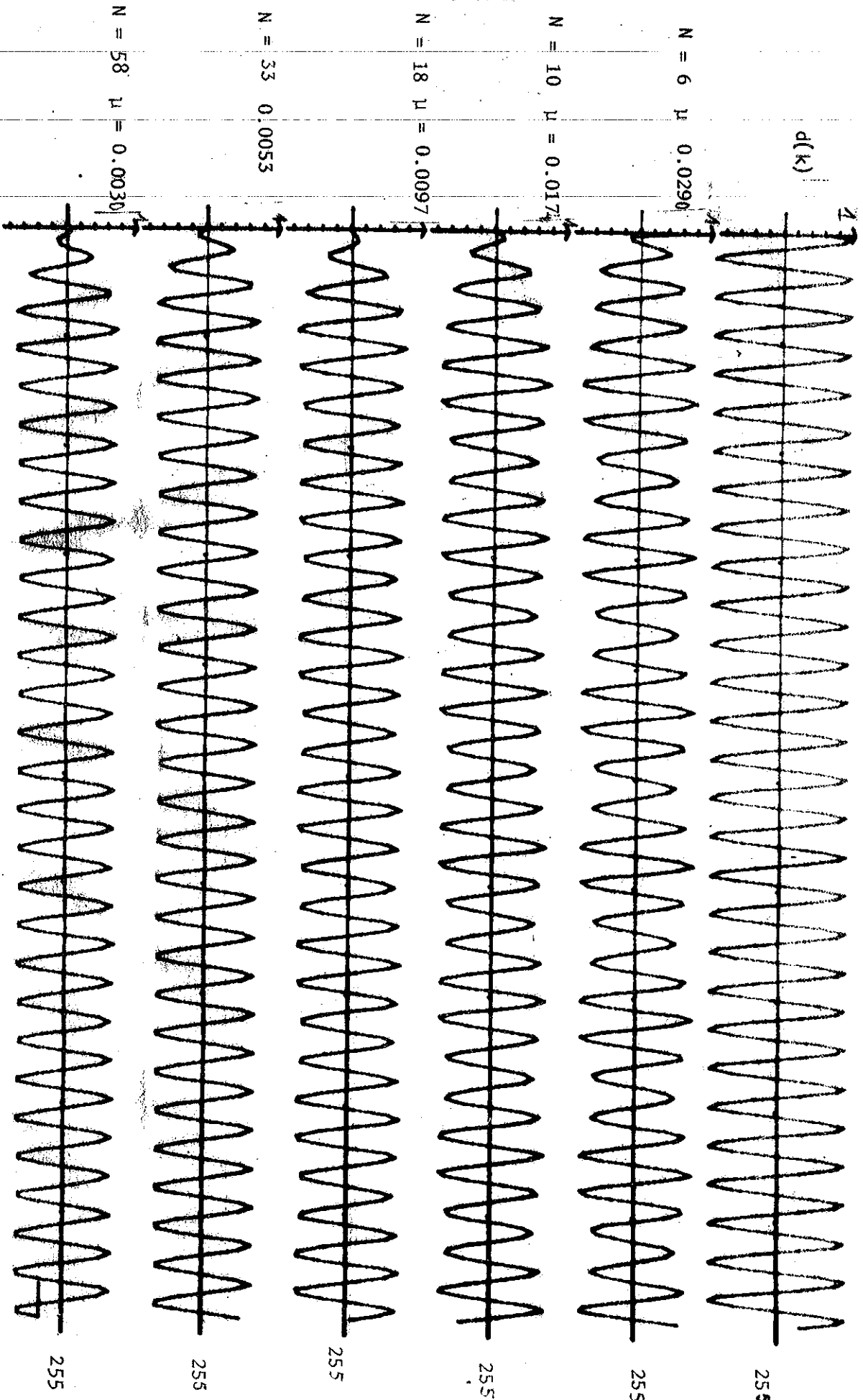
א. רוחב סרט זהה (כיוון ש-  $\mu N = \text{const}$ ).

ב. קבוע זמן  $\tau_{mse}$  זהה.

ג. האות בליציאת החיזוי וביציאת השגיאה יהיה סינוסואידלי בתדר אות הכניסה הראשית ( $2\pi/9$  rad) ובאמפליטודה של  $1/\sqrt{2}$ . (מסקנה זו נובעת מכך שאות הכניסה הראשית נמצא בדיוק בנקודות 3db של ה-BPF או ה-Notch filter שנבנה סביב התדר  $2\pi/8$  rad).

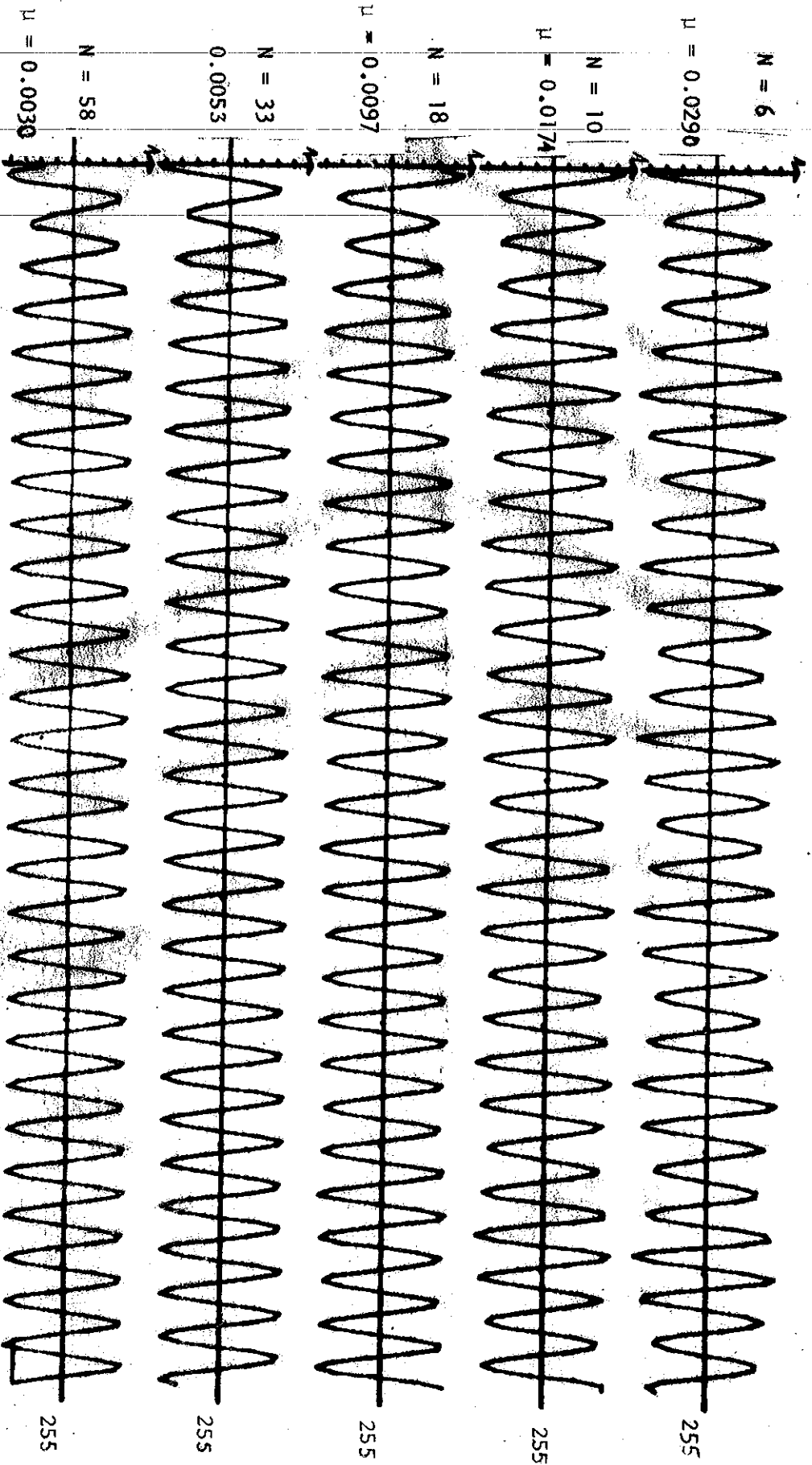
הציורים 3.10, 3.11, מתארים את אותות יציאת החיזוי והשגיאה בהתאמה,

עבור חמשת המקרים המופיעים בטבלה 3.1. התוצאות מורות שעבור 6 מקדמים האות בליציאת החיזוי הוא סינוסואידלי בתדר  $2\pi/9$  rad אך הוא מאופנן באמפליטודה שלו (השפעת אבר ה-TV). עבור 10 מקדמים אפנון זה קטן ואילו עבור 18 מקדמים האפנון נעלם. ביציאת החיזוי מתקבל אות סינוסואידלי בתדר  $2\pi/9$  rad עם אמפליטודה השווה ל-0.75. ז"א, נוסחת רוחב הסרט מתקיימת בקרוב טוב מאוד במקרה זה עבור  $N \geq 18$ .



תור : 3.10 תוצאות סינון אדפטיבי של אותות עם ריבוי ערוץ  $(\mu, N)$  בטבלה 3.1.

Fig. 3.10: Predictor output from the adaptive filter depicted in Fig. 3.9 for various  $(\mu, N)$  listed in Table 3.1.

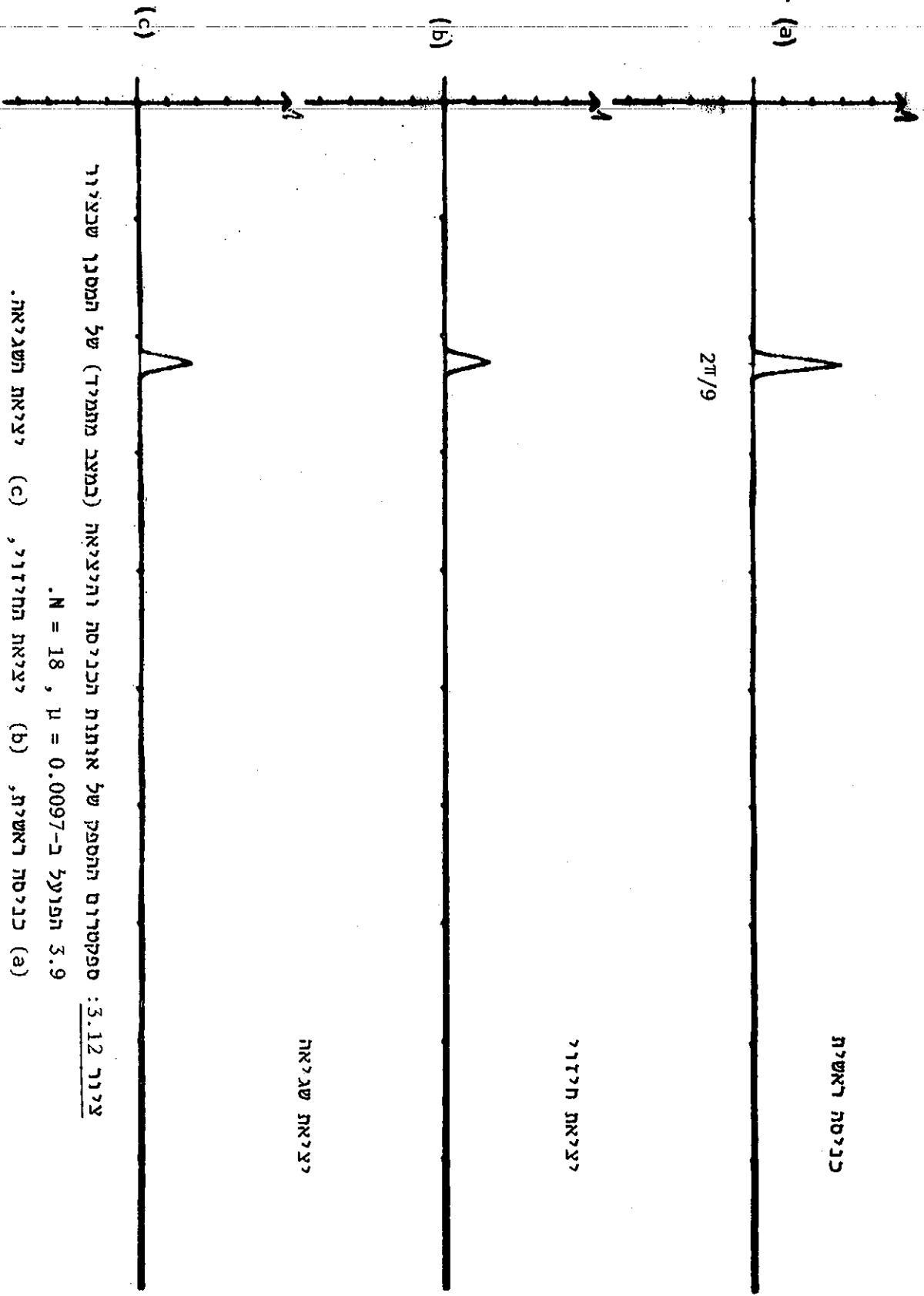


צירוף 3.11: אור השגיאה מהמסנן המתואר בצירוף 3.9 עבור ערכי  $(\mu, N)$  מסבלה 3.1.

Fig. 3.11: Error output from the adaptive filter depicted in Fig. 3.9

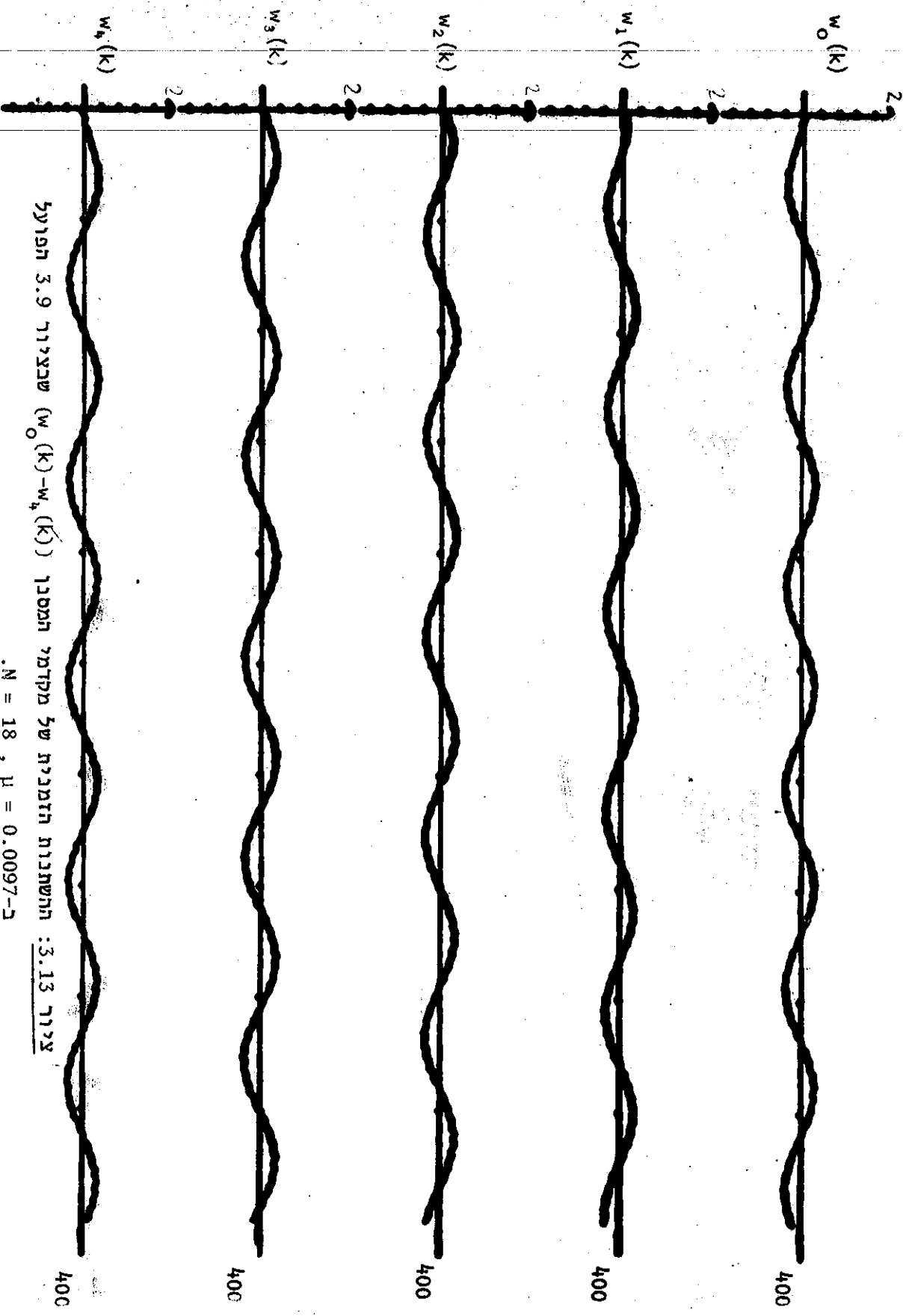
ציור 3.12 מתאר את ספקטרום ההספק של אות הכניסה בתדר  $(2\pi/9 \text{ rad})$  ושל אותות החיזוי והשגיאה (במצב המתמיד) עבור  $N = 18$ ,  $\mu = 0.0097$  מהציור-רואים שהספק האות בליציאת החיזוי וביציאת השגיאה קטן פי 2 לערך מהספקו בכניסה הראשית.

ציור 3.13 מתאר את 5 המקדמים הראשונים של המסנן האדפטיבי. כל מקדם הוא סינוסואידלי בתדר ההפרש שבין תדרי אותות הכניסה  $(2\pi/8 - 2\pi/9) \text{ rad}$ . כאמור, ההשתנות הסינוסואידלית של כל מקדם מאפשרת קבלת אות בליציאת החיזוי שתדרו שונה מתדר אות כניסת היחוס אך שווה לתדר אות הכניסה הראשית.



ציר 3.12: ספקטרום התספק של אותות הכניסה והיצאה (במצב מתמיד) של המסנן שבציר 3.9 הפועל ב- $0.0097-\mu$ ,  $N = 18$ .  
 (a) יציאת ראשית, (b) יציאת החידוי, (c) יציאת השגיאה.

Fig. 3.12: Power spectrum of the input and output signals (in steady state) of the adaptive filter depicted in Fig. 3.9, operating with

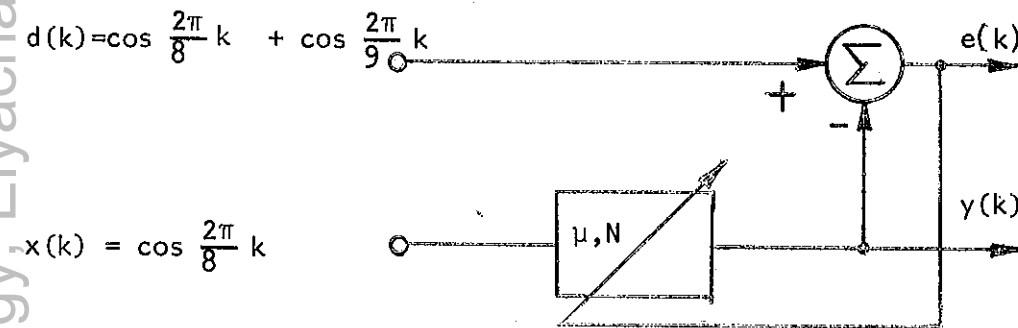


צילוי 3.13: ההשתנות הזמנית של מקדמי המסנן  $w_0(k) - w_4(k)$  שבציור 3.9 הפועל  
 .  $N = 18$ ,  $\mu = 0.0097$ -2

Fig. 3.13: Plots of the time variation of the first five coefficients of

3.5.2 מקרה מס' 2:

ציור 3.14 מתאר את המסנן האדפטיבי והכניסות המתאימות למקרה זה :



ציור 3.14: סימולציה מס' 2.

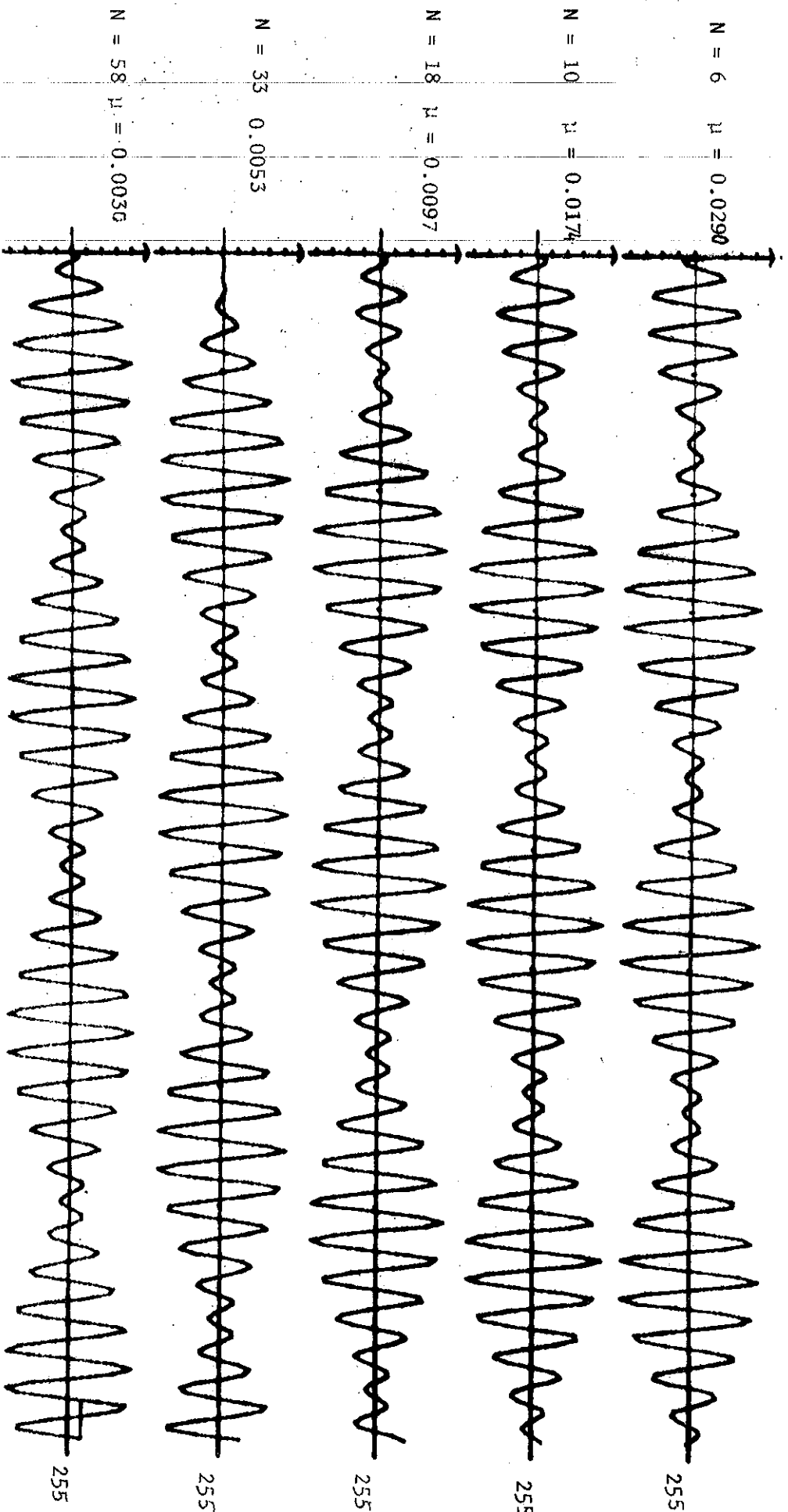
Fig. 3.14: Simulation No. 2.

גם בסימולציה הנוכחית נבדקו חמשת המקרים המתוארים בטבלה 3.1. בסימולציה זו, לכל אותם המקרים עבורם  $\beta(\cdot)/N \ll 1$  צפוי :

- א. רוחב סרט זהה.
  - ב. קבוע זמן  $\tau_{mse}$  זהה.
  - ג. אות יציאת החיזוי יורכב משני אותות סינוסואידליים. האחד בתדר  $2\pi/8$  rad ובעוצמה של יחידה והשני בתדר  $2\pi/9$  rad ובעוצמה של  $1/\sqrt{2}$ . אות השגיאה יהיה סינוסואידלי בתדר  $2\pi/9$  rad ובעוצמה של  $1/\sqrt{2}$ .
- ציורים 3.15, 3.16 מתארים את האותות מיציאות החיזוי והשגיאה בהתאמה.

גם כאן בדומה למקרה הראשון (3.5.1) רואים מציור 3.16 שעבור 6 או 10 מקדמים האות ביציאת השגיאה במצב המתמיד מאופנן באמפליטודה שלו. עבור  $N \geq 18$  אמפליטודת אות השגיאה במצב המתמיד נשארת קבועה ושווה ל-0.7 בקרוב.

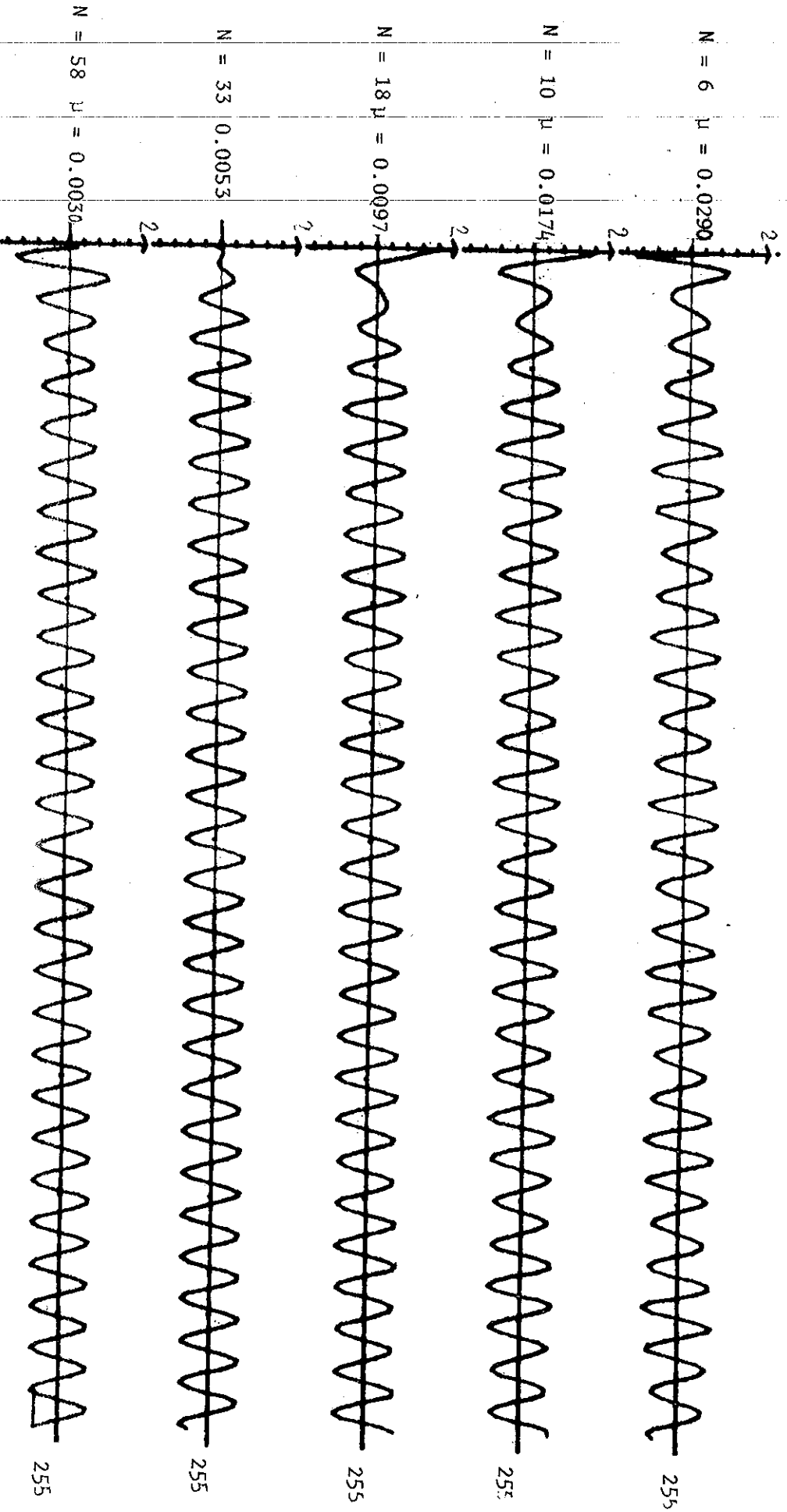
ציור 3.17 מתאר את ספקטרום ההספק של אותות יציאת החיזוי והשגיאה במצב מתמיד עבור המקרה בו  $\mu = 0.0097$ ,  $N = 18$ . מהציור רואים שהאות בתדר  $2\pi/8$  rad (המשותף לשתי הכניסות) מופיע ביציאת החיזוי ללא שנוי בהספקו, בעוד שהספק האות בתדר  $2\pi/9$  rad באותה היציאה, קטן פי 2 ביחס להספקו בכניסה הראשית.



צילור 3.15: אות לצילאת החיזורי מתמסנן המתואר בצירור 3.14 עבור ערכי  $(\mu, N)$  מטבלה 3.1.

Fig. 3.15: Predictor output from the adaptive filter depicted in Fig. 3.14 for various  $(\mu, N)$  Listed in Table 3.1

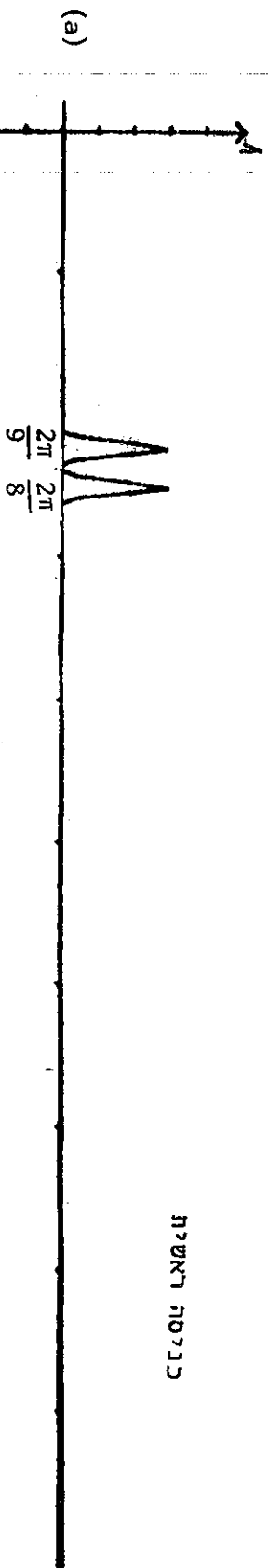




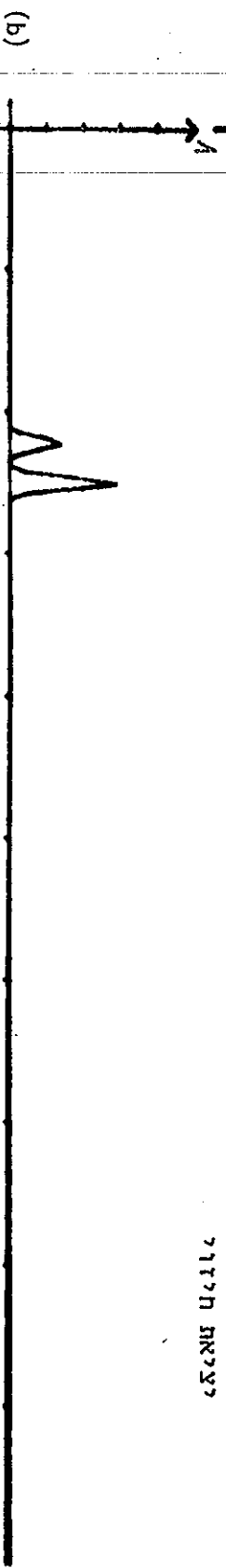
3.16 תוצאת שגיאה מהמסנן המותאם בצורה 3.14 עבור ערכי  $(\mu, N)$  מסבלה 3.1.

Fig. 3.16: Error output from the adaptive filter depicted in Fig. 3.14 for various  $(\mu, N)$  Listed in Table 3.1.

כניסה ראשית



יציאת חילזון



יציאת שגיאה



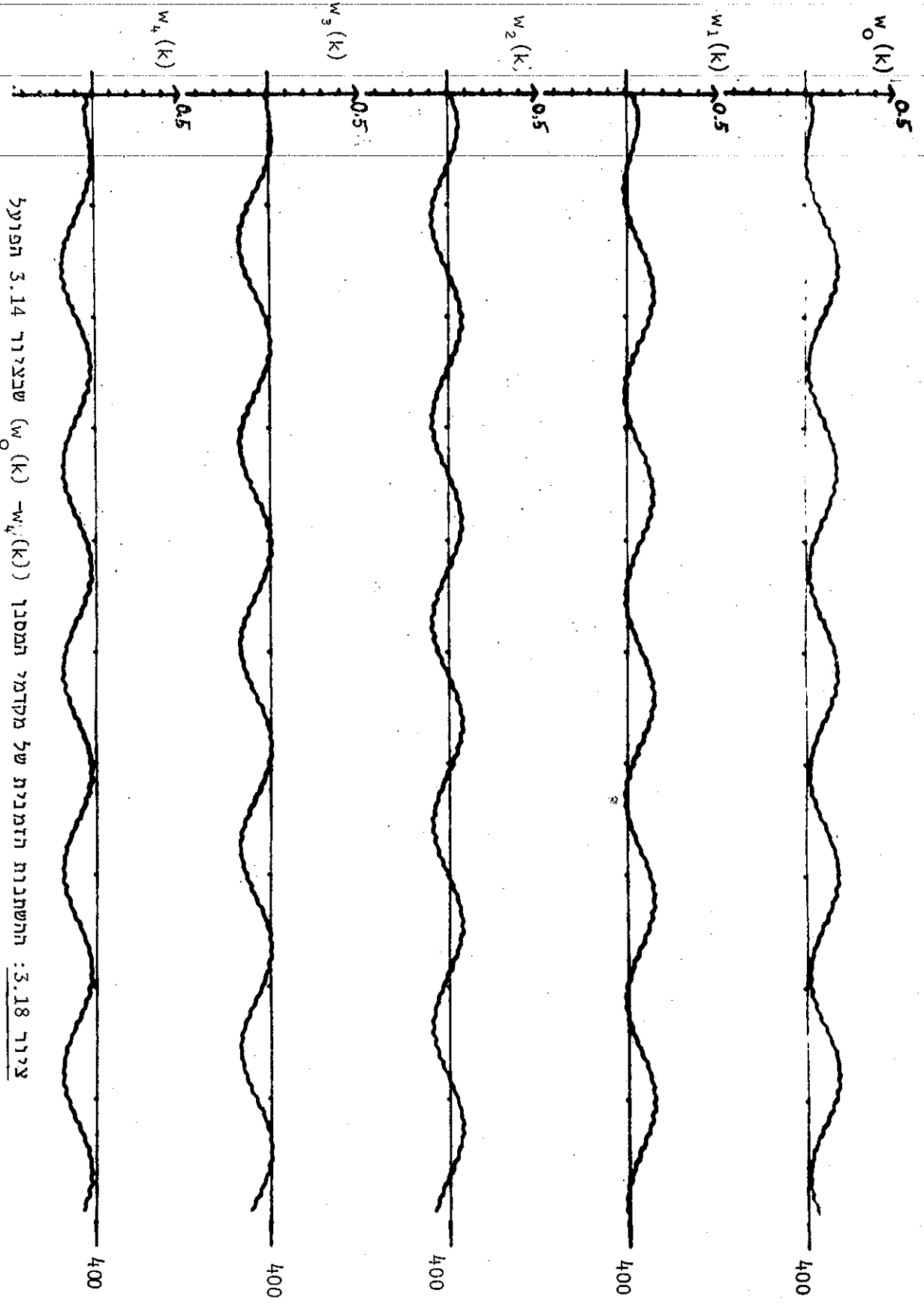
ציר 3.17: ספקטרום ההספק של אותות הכניסה והיציאה (במצב מתמיד) של המסנן שבציר  
ציר 3.14. הפועל ב- $\mu = 0.0097$ ,  $N = 18$ . (a) אותות הכניסה, (b) יציאה

החילזון, (c) יציאת השגיאה.

Fig. 3.17: Power spectrum of the input and output signals (in steady state) of the adaptive filter depicted in Fig. 3.14, operating with

ציור 3.18 מתאר את 5 המקדמים הראשונים עבור המקרה  $\mu = 0.0097$ ,

$N = 18$ . מהציור רואים שכל מקדם הוא סינוסואידלי בתדר  $(2\pi/8 - 2\pi/9)$  rad (הפרש תדרי אותות הכניסה) עם רמת D.C. ההשתנות הסינוסואידלית של כל מקדם מאפשרת קבלת האות בתדר  $2\pi/9$  rad ביציאת החיזור ואילו רמת ה-D.C. מאפשרת קבלת האות בתדר  $2\pi/8$  rad ביציאת החיזור. במקרה מס' 1 (סעיף 3.5.1) לא היתה קיימת רמת D.C. כי המסנן היה צריך ליצור מאות היחוס בתדר  $2\pi/8$  rad רק אות אחד בתדר  $2\pi/9$  rad.



צירוף 3.18: ההשתנות הזמנית של מקדמי המסנן  $w_0(k) - w_4(k)$  שבצירוף 3.14 הפועל

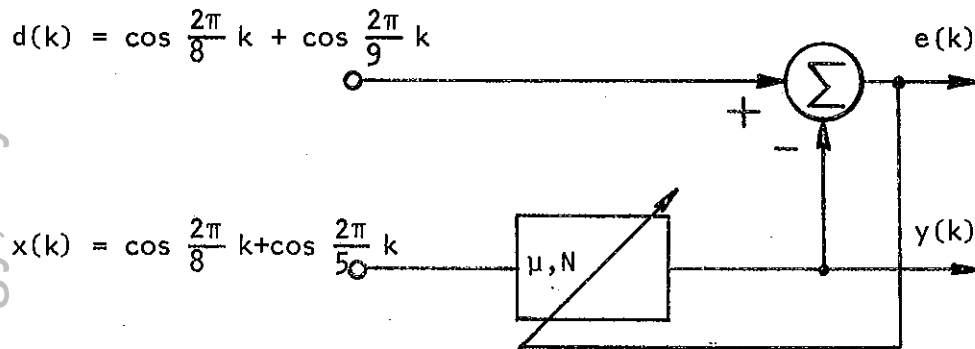
$N = 18$ ,  $\mu = 0.0097$ -2

Fig. 3.18: Plots of the time variation of the first five coefficients

of the adaptive filter depicted in Fig. 3.14, operating with  $\mu = 0.0097$ ,  $N = 18$ .

3.5.3 מקרה מס' 3

ציור 3.19 מתאר את המסנן האדפטיבי עם הכניסות המתאימות למקרה זה.



ציור 3.19: סימולציה מס' 3.

Fig. 3.19: Simulation No. 3.

בסימולציה זו השתמשנו ב- $\mu = 0.0097$ ,  $N = 18$ . בדומה למקרים הקודמים גם כאן

מתקיים:

$$\frac{BW}{2} = \frac{\mu N}{2} = \frac{2\pi}{8} - \frac{2\pi}{9} \quad \text{rad.} \quad (3.70)$$

לכן אילו מתקיימים התנאים שב-(3.60), אזי אות יציאת החיזוי יורכב משני אותות סינוסואידליים, האחד בתדר  $2\pi/8$  rad ובעוצמה של יחידה ואילו השני בתדר  $2\pi/9$  rad ובעוצמה של  $1/\sqrt{2}$ .

עבור הפרמטרים כהם השתמשנו מתקיים:

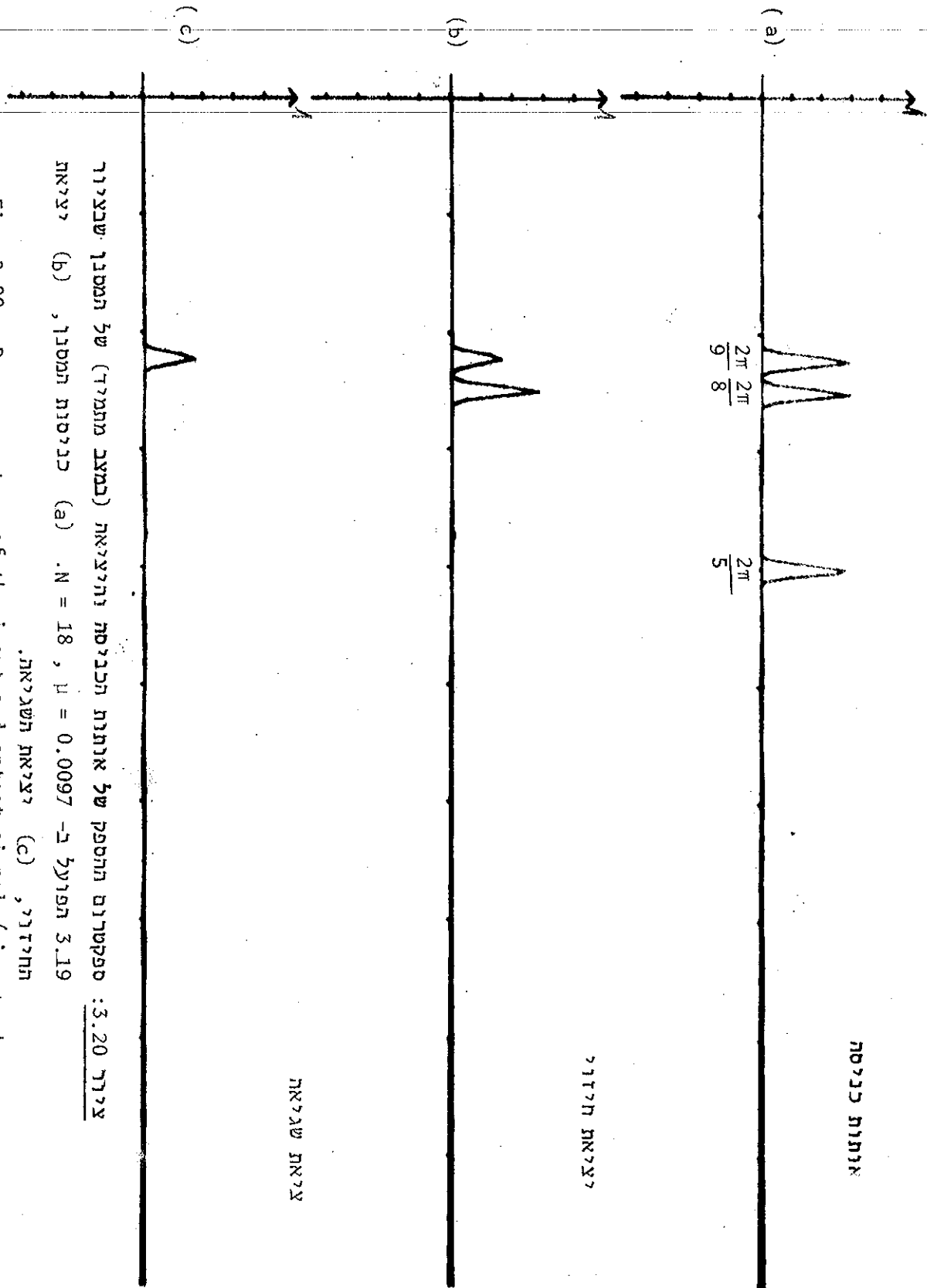
$$\frac{1}{18} \beta \left( \frac{2\pi(\frac{1}{5} + \frac{1}{8})}{2}, 18 \right) = -0.0295 \quad (3.71)$$

$$\frac{1}{18} \beta \left( \frac{2\pi(\frac{1}{5} - \frac{1}{8})}{2}, 18 \right) = -0.2120 \quad (3.72)$$

ציור 3.20 מתאר את ספקטרום החספק של אותות הכניסה ושל יציאות החיזוי והשגאה במצב מתמיד. מהציור רואים שאות הכניסה הראשית המשותף לשתי הכניסות (בתדר  $2\pi/8$  rad) עבר ליציאת החזוי ללא שינוי בהספקו ואילו הספק האות בתדר  $2\pi/9$  rad שווה ל- $3/4$  מהספקו בכניסה הראשית ולא ל- $\frac{1}{2}$  כפי שהיינו מצפים.

ראוי לציין שאות יציאת החיזוי אינו מכיל את הרכיב בתדר  $2\pi/5$  rad למרות שהוא קיים בכניסת היחוס.

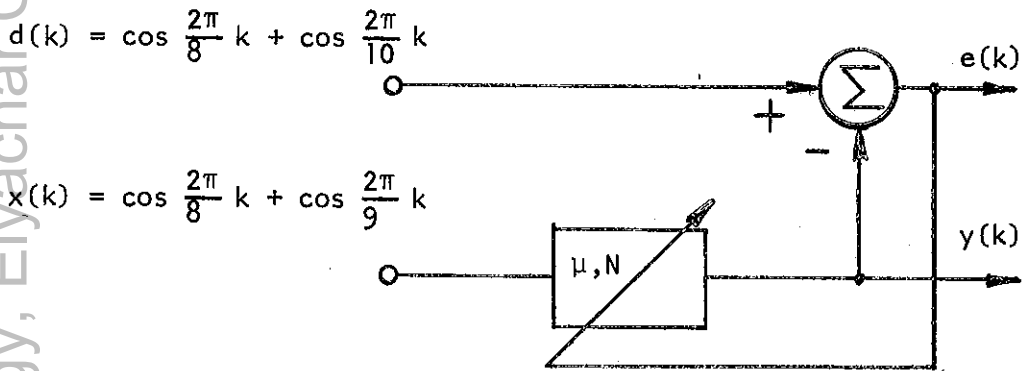
במקרה אחר שבדקנו תדלי אות כניסת היחוס היו סמוכים. ציור 3.21 מתאר מקרה זה.



ציור 3.20: ספקטרום ההספק של אותות הכניסה והיצואת (במצב מתמיד) של המסנן שציור 3.19 הפועל ב-  $\mu = 0.0097$ ,  $N = 18$ . (a) כניסות המסנן, (b) יציאת

החילזון, (c) יציאת השגליאה.

Fig. 3.20: Power spectrum of the input and output signals (in steady state) of the adaptive filter depicted in Fig. 3.19, operating with  $\mu = 0.0097$ ,  $N = 18$ . (a) Input signals



ציור 3.21: סימולציה מס' 4.

Fig. 3.21: Simulation No. 4.

כיוון שתדרי אות כניסת היחוס סמוכים, צפוי  $\beta(\cdot)$  גדול כי אנו קרובים לראשית הצירים בציור 3.4. עבור שמוש ב-  $\mu = 0.0042$ ,  $N = 33$  מתקבל:

$$\frac{1}{33} \beta \left( \frac{2\pi \left( \frac{1}{8} + \frac{1}{9} \right)}{2}, 33 \right) = -0.0273 \quad (3.73)$$

$$\frac{1}{33} \beta \left( \frac{2\pi \left( \frac{1}{8} - \frac{1}{9} \right)}{2}, 33 \right) = 0.6887 \quad (3.74)$$

$N$ ,  $\mu$  הנ"ל מקלימים :

$$\frac{BW}{2} = \frac{\mu N}{2} = \frac{2\pi}{9} - \frac{2\pi}{10} \text{ rad.} \quad (3.75)$$

לכן היינו מצפים לקבל ביציאת החיזוי שני אותות סינוסואידליים, האחד בתדר



$2\pi/8$  rad ובעוצמה של 1 והשני בתדר  $2/10$  rad ובעוצמה של  $1/\sqrt{2}$ . כאמור, כיוון ש- $\beta(\cdot)/N$  אינו זניח ביחס ליחידה התהיה סטייה מהמודל הנ"ל. ציור 3.22 מתאר את ספקטרום ההספק של אותות הכניסה ושל יציאות החיזוי והשגיאה במצב מתמיד. מהציור רואים שהאות בתדר  $2\pi/8$  rad המשותף לשתי הכניסות עובר הנחתה בדרכו ליציאת החיזוי (הספקו קטן פי 4/5) ואילו האות השני שבכניסה הראשית (תדר  $2\pi/10$  rad) מופיע ביציאת החיזוי עם הספק השווה ל-3/5 מהספקו בכניסה הראשית.

**מסקנה:** התוצאות מורות סטייה מהמודל. האות הסינוסואידלי המשותף לשתי הכניסות עובר דרך מערכת שהגברה שונה מיחידה (עוות אמפליטודה) ואילו נוסחת רוחב הסרט אינה מתקימת. הסיבה היא שאבר ה- [TV] במקרה הנ"ל אינו זניח.

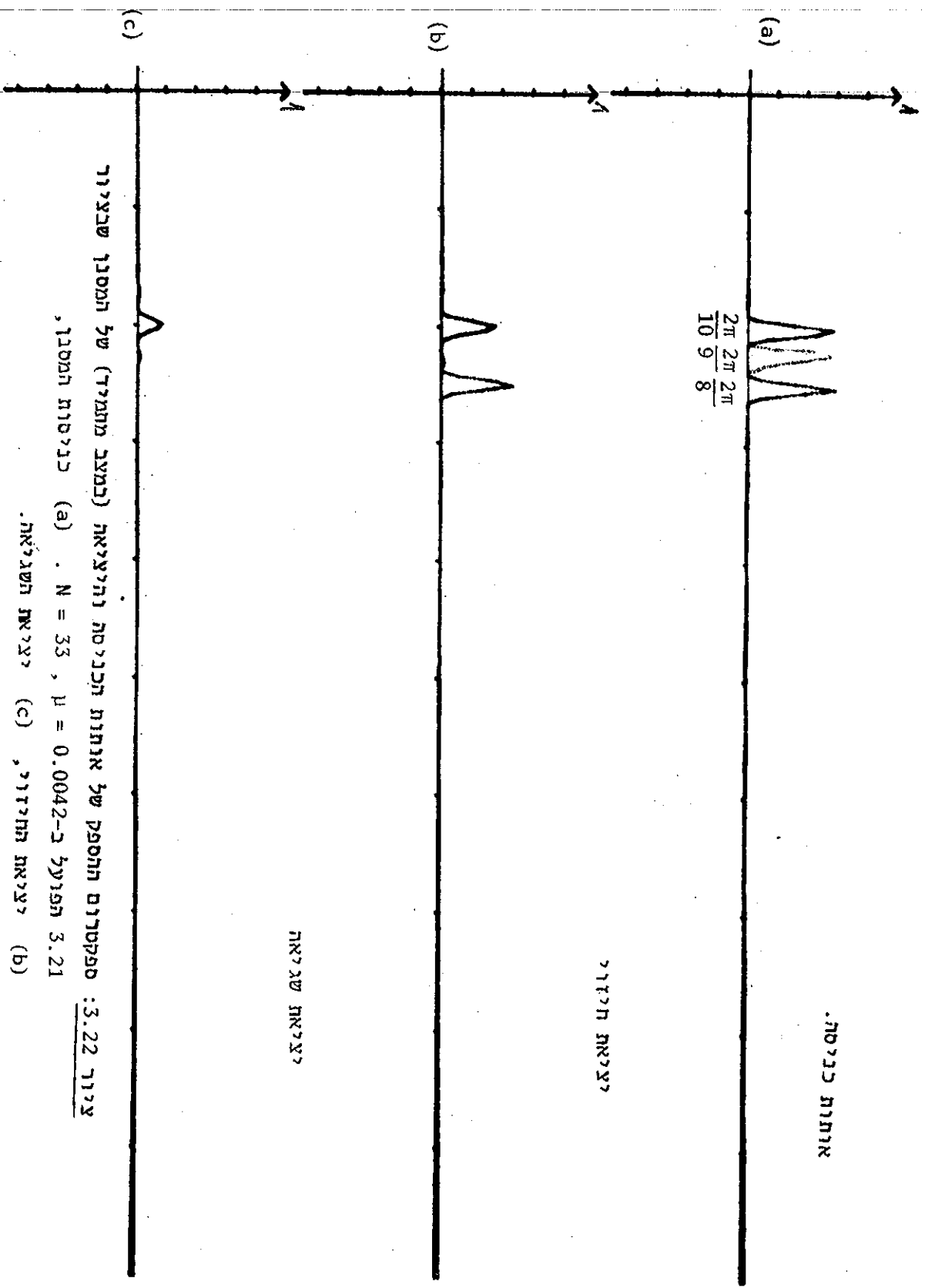
להקטנת השפעת אבר ה- [TV] הגדלנו את מספר המקדמים ל-58. מקדם הצעד נקבע כך שנוסחה (3.75) תתקיים. עבור פרמטרים אלו, ערכי  $\beta(\cdot)/N$  יהיו:

$$\frac{1}{58} \beta \left( \frac{2\pi(\frac{1}{8} + \frac{1}{9})}{2}, 58 \right) = -0.0209 \quad (3.76)$$

$$\frac{1}{58} \beta \left( \frac{2\pi(\frac{1}{8} - \frac{1}{9})}{2}, 58 \right) = 0.2267 \quad (3.77)$$

הקטנת הערך של  $\beta(\cdot)/N$  משפרת את המצב. התוצאות מתוארות בציור 3.23. מהציור רואים שיציאת החיזוי מכילה את האות המשותף לשתי הכניסות (בתדר  $2\pi/8$  rad) ללא שנוי בהספקו, ואת האות בתדר  $2\pi/10$  rad עם הספק השווה ל-2/3 מהספקו בכניסה הראשית.

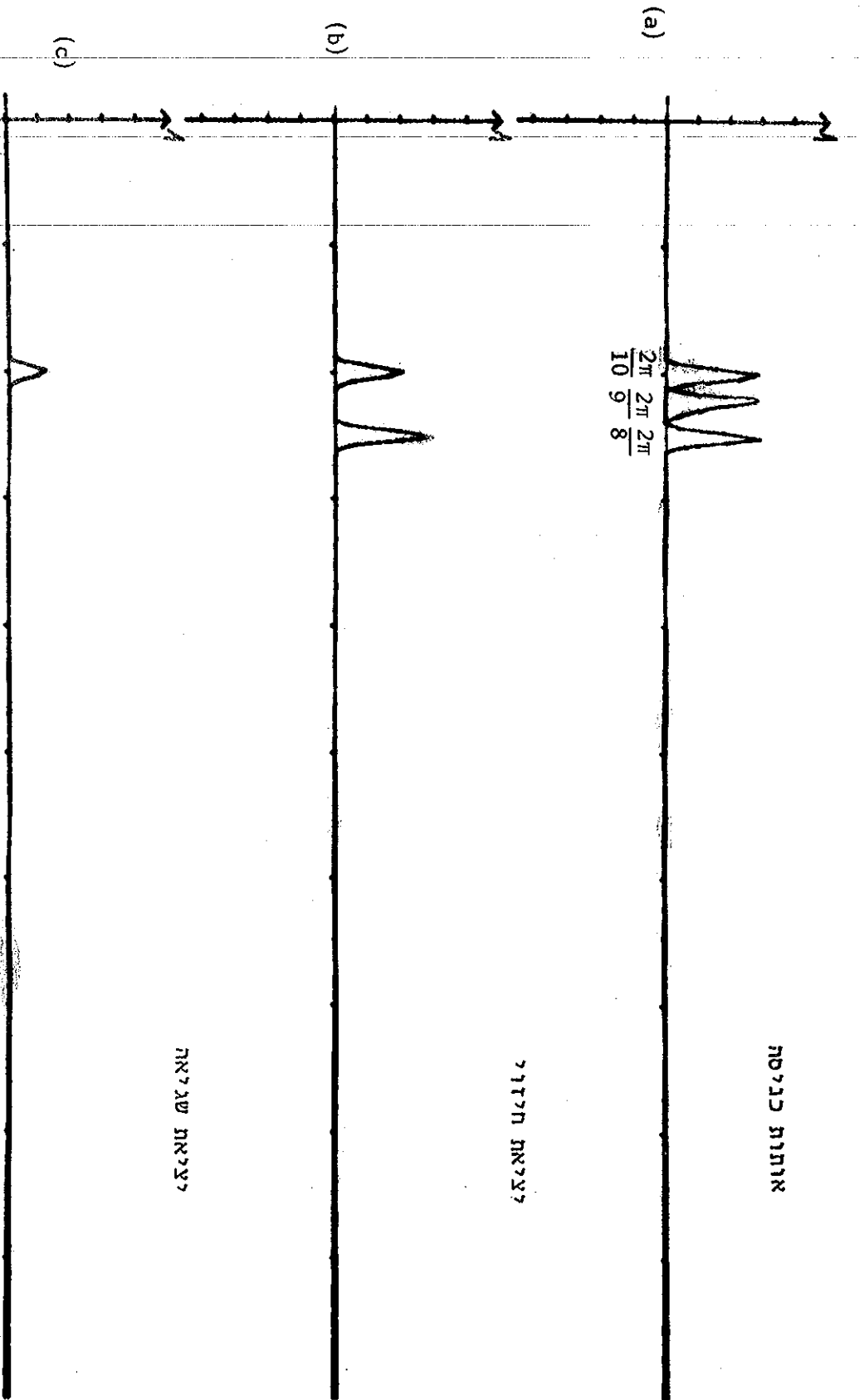
**מסקנה:** הגדלת מספר המקדמים מקרבת אותנו למודל. עוות האמפליטודה של האות המשותף לשתי הכניסות נעלם אם כי נוסחת רוחב הסרט אינה מתקימת במדויק.



ציון 3.22: ספקטרום ההספק של אותות הכניסה והיצירה (במצב מתמיד) של המסנן שבציון 3.21 הפועל ב-0.0042,  $\mu = 0.0042$ ,  $N = 33$ . (a) כניסות המסנן, (b) יצירת החילוץ, (c) יצירת השגיאה.

Fig. 3.22: Power spectrum of the input and output signals (in steady state) of the filter depicted in Fig. 3.21, operating with  $\mu = 0.0042$ ,  $N = 33$ .

(a) Input signals, (b) Predictor output, (c) Error output.



צירוף 3.23: ספקטרום ההספק של אותות הכניסה והלציאה (במצב מתמיד) שבצירוף 3.21 הפועל ב-  $\mu = 0.0024$ ,  $N = 58$ . (a) לציאת תחזוק, (b) לציאת שגיאה, (c) לציאת תחזוק, (d) לציאת שגיאה.

Fig. 3.23: Power spectrum of the input and output signals (in steady

state) of the filter depicted in Fig. 3.21, operating with

$\mu = 0.0024$ ,  $N = 58$ . (a) Input signals, (b) Input signals,

(c) Error output,

(d) Error output.

3.6 סנון אדפטיבי קומפלקסי של אותות סינוסואידליים

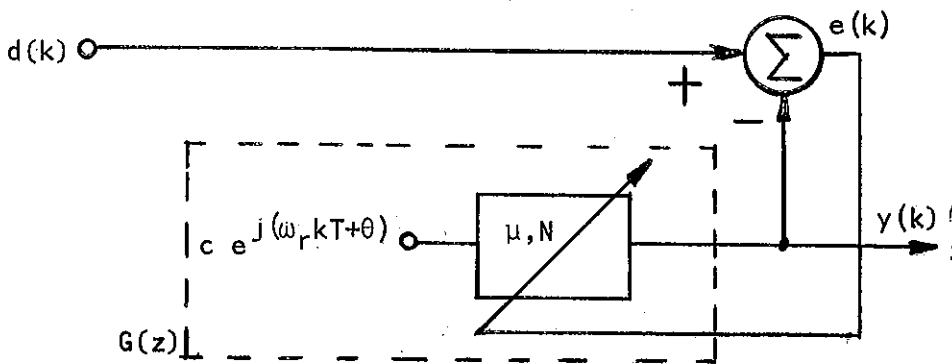
נרחיב את התוצאות מסעיף 3.3 עבור אותות קומפלקסיים. ההתענינות במקרה הקומפלקסי נובעת משמוש במסנן אדפטיבי קומפלקסי לצורך סינון אותות דיבור מהדים כפי שיוסבר בפרק 4.

כאשר אותות הכניסה למסנן האדפטיבי הם קומפלקסיים, אזי משתמשים במקדמים קומפלקסיים והמסנן מבצע למעשה מינימיזציה של  $E\{e(k) \cdot e^*(k)\}$ . ניתן להראות [11] שאלגוריתם ה-LMS למקרה הקומפלקסי נתון ע"י:

$$\underline{w}_{k+1} = \underline{w}_k + 2\mu e(k) \underline{x}_k^* \quad (3.78)$$

בדומה לפתוח שנעשה בסעיף 3.3, נדון תחילה במקרה בו אות כניסת היחוס הוא סינוסואידלי קומפלקסי יחיד ואח"כ נרחיב למקרה בו בכניסת היחוס קיימים M אותות סינוסואידליים קומפלקסיים.

3.7 אות כניסת היחוס מורכב מרכיב סינוסואידלי קומפלקסי יחיד



צור 3.24: מודל למסנן אדפטיבי קומפלקסי.

Fig. 3.24: Model for the complex adaptive filter.

$$x(k) = C e^{\omega_r kT + \theta} \quad (3.79)$$

פתוח דומה לזה שבוצע בנוסחאות (3.30 - 3.38) נותר:

$$W_i(z) = 2\mu U(z) C e^{-j\theta_i} E(z e^{j\omega_r T}) \quad (3.80)$$

כאשר:

$$\theta_i = \theta - i \omega_r T : i = 0, \dots, N-1 \quad (3.81)$$

$$G(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} \quad (3.82)$$

$$= 2\mu NC^2 U(z e^{-j\omega_r T})$$

בנגוד למקרה הממשי, התוצאה ב-(3.82) התקבלה ללא כל הנחות או הזנחות. לכן  $H(z)$  יהיה נתון ע"פ:

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} \quad (3.83)$$

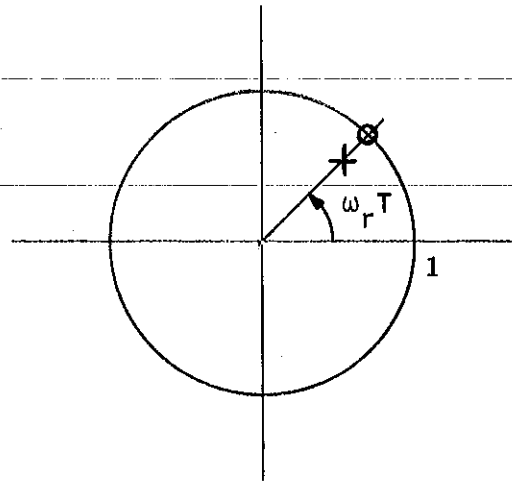
$$= \frac{ze^{-j\omega_r T} - 1}{ze^{-j\omega_r T} - 1 + 2\mu NC^2}$$

ל- $H(z)$  קוטב ואפס הנתונים ע"י (3.84) ו-(3.85) בהתאמה.

$$z_p = (1 - 2\mu NC^2) e^{j\omega_r T} \quad (3.84)$$

$$z_z = e^{j\omega_r T} \quad (3.85)$$

ציר 3.25 מתאר מפת הקטבים והאפסים של  $H(z)$ .



ציור 3.25: מפת קטבים ואפסים של  $H(z)$ .

Fig. 3.25: Pole-zero plot for  $H(z)$ .

פונקציית התמסורת  $H(z)$  מתארת מסנן לינארי קבוע בזמן, מסוג Notch Filter בתדר  $\omega_r$ . עבור קצב אדפטציה נמוך המקיים:

$$2\mu NC^2 \ll 1 \quad (3.86)$$

ערך פונקציית התמסורת ב- $\omega = 0$  כאשר  $\omega_r \neq 0$  יהיה:

$$|H(e^{j0})| \approx 1 \quad (3.87)$$

ורוחב הסרט של ה-Notch בין שתי נקודות 3db יהיה:

$$BW = \frac{4\mu NC^2}{T} \quad \text{rad/sec.} \quad (3.88)$$

פונקציית התמסורת  $J(z)$  נתונה ע"פ:

$$J(z) = \frac{Y(z)}{D(z)} \quad (3.89)$$

$$= \frac{2\mu NC^2}{ze^{-j\omega_r T} - 1 + 2\mu NC^2}$$

$J(z)$  מתארת מסנן מסוג BPF לינארי וקבוע בזמן סביב התדר  $\omega_r$ , עם רוחב סרט הנתון ע"פ (3.88). הערך של  $J(z)$  בתדר  $\omega_r$  שווה ל-1.

### 3.7.1 פתרון המקדמים

כיוון שהתוצאות בסעיף 3.7 התקבלו ללא הנחות, נוכל לחשב במדויק ובקלות יחסית את צורת המקדמים. נוכל להעזר בתוצאה שתקבל לחישוב קבוע זמן התכנסות השגיאה הרבועית הממוצעת.

נציב את (3.88) לתוך (3.80) ונקבל :

$$w_i(z) = 2\mu C e^{-j\theta_i} \frac{1}{z - (1 - 2\mu NC^2)} D(ze^{j\omega_r T}) \quad (3.90)$$

מובן שצורת המקדמים תלויה באופי הכניסה הראשית. עבור המקרה בו :

$$d(k) = C_d e^{j\phi} e^{j\omega_d T k} \quad (3.91)$$

נקבל מהנוסחה (3.90) את :

$$w_i(k) = \frac{2\mu C C_d e^{j(\phi - \theta)}}{e^{j(\omega_d - \omega_r) T} - (1 - 2\mu NC^2)} [e^{j(\omega_d - \omega_r) T k} - (1 - 2\mu NC^2)^k] e^{j\omega_r T i} \quad (3.92)$$

מתוך (3.92) נובע שתנאי להתכנסות האלגוריתם הוא:

$$|1 - 2\mu NC^2| < 1 \quad (3.93)$$

$$0 < \mu < \frac{1}{2C^2 N} \quad (3.94)$$

תנאי זה מקביל לתנאי שב- (3.15).

בהנחה שהתנאי ב- (3.94) מתקיים, פתרון המקדמים במצב המתמיד נתון ע"פ:

$$w_i(k) = \frac{2\mu C C_d e^{j(\phi-\theta)}}{e^{j(\omega_d-\omega_r)T} - (1 - 2\mu NC^2)} e^{j(\omega_d-\omega_r)Tk} e^{j\omega_r Ti}$$

$$= \text{const} \cdot e^{j(\phi-\theta+\omega_r Ti)} e^{j(\omega_d-\omega_r)Tk}; \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (3.95)$$

לפי (3.95), כל אחד מהמקדמים משתנה בצורה סינוסואידלית בתדר ההפרש שבין תדרי אותות הכניסה הראשית וכניסת הליחוס. כל אחד מהמקדמים נבדל מהשני בזווית של  $\omega_r T$  rad. לכן ברגע מסוים התגובה לדגם יחידה של מקדמי המסנן היא סינוסואידלית (קומפלקסית) בתדר  $\omega_r T$ .

### 3.7.2 קבוע זמן ההתכנסות של אות השגיאה הרבועית הממוצעת

את קבוע זמן ההתכנסות ניתן לחשב בדומה למקרה הממשי (ע"פ קטבי  $H(z)$ ), או מהבטוי המפורש ל-  $w_i(k)$  הנתון ב- (3.92). מתוך (3.92) נובע שתגובת המעבר של המקדמים היא בעלת אופי של סדרה גאומטרית עם מנה של  $1 - 2\mu NC^2$ . לכן בדומה לפתוח בסעיף 3.3.2, נקבל שקבוע זמן ההתכנסות של כל מקדם  $\tau_w$  נתון ע"פ:

$$\tau_w = \frac{T}{\ln \frac{1}{1 - \frac{BW \cdot T}{2}}} \quad (3.96)$$

$$\approx \frac{2}{BW} \text{ sec.}$$



כאשר BW נתון ע"פ (3.88).  
 כיוון שהשגיאה הרבועית הממוצעת היא פונקציה רבועית של המקדמים, אזי קבוע  
 זמן התכנסותה נתון ע"פ:

$$\tau_{mse} = \frac{\tau_w}{2} \quad (3.97)$$

$$\approx \frac{1}{BW} \text{ sec.}$$

מסקנה: כאשר בכניסת היחוס של המסנן האדפטיבי הקומפלקסי קיים את סינוסואידלי  
 קומפלקסי יחיד, אזי פונקצית התמסורת מהכניסה הראשית ליציאת החיזורי היא פונקציה  
 של BPF לינארי וקבוע בזמן, שתדרו המרכזי הוא תדר האות בכניסת היחוס ורוחב  
 הסרט שלו נתון ע"פ (3.88). קבוע זמן התכנסות השגיאה הרבועית הממוצעת נתון  
 ע"פ (3.97).

3.8 אית כניסת היחוס מכיל M אותות סינוסואידליים קומפלקסיים

אית כניסת היחוס נתון ע"פ:

$$x(k) = \sum_{m=1}^M c_m e^{j(\omega_m T k + \theta_m)} \quad (3.98)$$

חזרה על שלבי הפתוח ב- (3.30 - 3.38) תיתן:

$$Y(z) = 2\mu N E(z) \sum_{m=1}^M c_m^2 \frac{1}{ze^{-j\omega_m T} - 1} \quad (3.99)$$

$$+ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^M \sum_{n=1}^M \frac{2\mu c_m c_n}{ze^{-j\omega_m T} - 1} \beta \left( \frac{\omega_m - \omega_n}{2} T, N \right) \cdot [TV]$$

במקרה הנוכחי, על מנת שאבר ה-[TV] יהיה זניח יש לדרוש קיום התנאי :

$$\frac{1}{N} \beta \left( \frac{\omega_m - \omega_n}{2} T, N \right) \ll 1 \quad (3.100)$$

לכל  $n \neq m$ ,  $n, m = 1, \dots, M$

במקרה זה עלינו לקיים פחות תנאים בהשוואה למקרה הממשי לבטול אבר ה-[TV] (ראה (3.60)). בהנחה שעובדים עם מספר מקדמים מספיק גדול נקבל שאבר ה-[TV] יהיה זניח ביחס לאבר ה-[TI]. מחזרה על שלבי הפתוח שבסעיף 3.3 נקבל את הנוסחה ל- $J(z)$ .

$$J(z) = \frac{Y(z)}{D(z)} \quad (3.101)$$

$$= \frac{\sum_{m=1}^M 2\mu NC_m^2 \frac{1}{ze^{-j\omega_m T} - 1}}{1 + \sum_{m=1}^M 2\mu NC_m^2 \frac{1}{ze^{-j\omega_m T} - 1}}$$

הפונקציה  $J(z)$  היא לינארית וקבועה בזמן, המתארת סדרה של  $M$  מסננים מעבירי סרט סביב התדרים שבכניסת היחוס. רוחב הסרט של כל מסנן נתון בקירוב ע"פ :

$$BW_m = \frac{4\mu NC_m^2}{T} \text{ rad/sec}; \quad m = 1, \dots, M \quad (3.102)$$

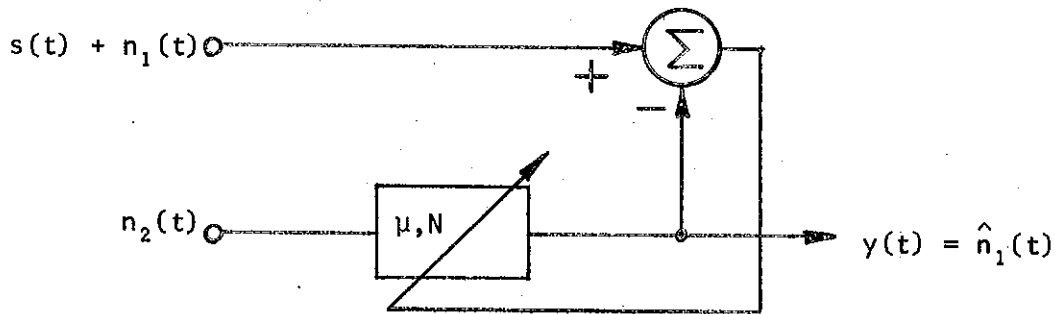
את קבוע זמן התכנסות השגיאה הרבועית הממוצעת ניתן לחשב כפי שעשינו בעבר. גם כאן אות השגיאה מורכב מ- $M$  סדרות גאומטריות. קבוע זמן ההתכנסות של כל אחת מהן נתון ע"פ :

$$\tau_{mse_m} = \frac{T}{2 \ln \frac{1}{1 - \frac{BW_m \cdot T}{2}}} \quad (3.103)$$

$$\approx \frac{1}{BW_m} \text{ sec}; \quad m = 1, \dots, M.$$

### 3.9 סנון אדפטיבי ישיר לבטול הדים ארוכים

עקרון הסנון האדפטיבי לבטול הדים דומה לעקרון הסנון האדפטיבי לבטול רעש אדיטיבי. במקרה של סנון אדפטיבי לבטול רעש [6], מזינים את הכניסה הראשית של המסנן האדפטיבי באות הרועש, ואילו את כניסת היחוס במקור רעש שהוא קורלטיבי לרעש הנלווה לאות, אך אינו קורלטיבי עם האות. ציור 3.26 מדגים זאת.



$n_1(t)$ ,  $n_2(t)$  קורלטיביים.

$s(t)$  אינו קורלטיבי עם  $n_1(t)$ ,  $n_2(t)$ .

ציור 3.26: סנון אדפטיבי לבטול רעש.

Fig. 3.26: Adaptive noise cancelling.

Widrow מראה ב-[6] שבמקרה הנ"ל, אות יציאת החיזוי יהווה את חלק האות הקורלטיבי בין שתי הכניסות. ז.א.  $y(t)$  יהיה המשערך הלינארי הטוב ביותר לפי (mmse - minimum mean square error) של  $n_1(t)$ . תכונה זו מהווה את הבסיס לסנון אדפטיבי לבטול הדים ארוכים. הקונפיגורציה הבסיסית מתוארת בציור 3.27.

מבצעים הקלטה באמצעות שני מיקרופונים, כאשר כל אחד מהם מרוחק במידה שווה מהמקור. כך :

$$x_1(t) = s(t) + n_1(t) \quad (3.104)$$

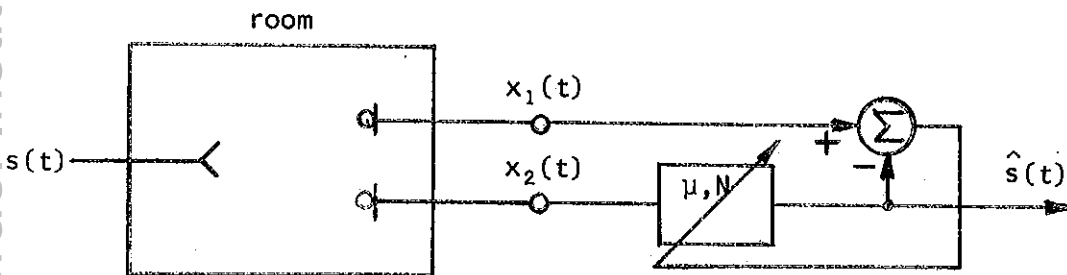
$$x_2(t) = s(t) + n_2(t) \quad (3.105)$$

כאשר  $s(t)$  אות המקור.

ההדים הנקלטים ע"י כל אחד מהמיקרופונים. בהנחה שהאותות  $n_1(t)$ ,  $n_2(t)$ ,  $s(t)$  אינם בקורלציה האחד עם השני, הרי שאות יציאת החיזוי של המסנן האדפטיבי יהיה  $s(t)$  שהוא חלק האות הקורלטיבי בין שתי הכניסות. הנחה זו אפשרית אך ורק כאשר דנים בהדים ארוכים. הסיבות לכך הן:

א. ההדים הארוכים כשני המיקרופונים אינם בקורלציה (ראה סעיף 2.1).

ב. בגלל האופי הלא סטציונרי והמבנה הספקטרלי של אות הדבור, אות המקור נמצא בקורלציה נמוכה עם הדיו הארוכים. יתכן למשל מצב בו אות המקור הוא מסוג Voiced ואילו ההד הוא מסוג Unvoiced, או במצב אחר, אות המקור הנו מסוג Voiced בעל תדר יסודי (Pitch) מסוים, אך ההד הארוך הוא מסוג Voiced בעל תדר יסודי אחר (עקב שינויי ה-Pitch ע"י הדובר). בשתי הדוגמאות הנ"ל אין קורלציה בין אות המקור להדיו הארוכים.



צור 3.27: סנון אדפטיבי לבטול הדים.

Fig. 3.27: Adaptive filtering approach for removing echoes from speech.

כמובן שמעשית אות יציאת החיזוי של המסנן האדפטיבי לא יהיה בדיוק  $s(t)$  אלא משערך שלו וזאת מהסיבות הבאות:

א. תכונת חוסר הקורלציה בין  $s(t)$  להדיו הארוכים אינה מוחלטת ויתכנו מצבים בהם קילמת קורלציה מסוימת.

ב. בכל הקלטה יתלוו לאות המקור גם הדים קצרים שהמסנן האדפטיבי לא יוכל לסלקם, כיוון שההדים הקצרים בשני המיקרופונים הם בקורלציה זה עם זה וגם בקורלציה עם אות המקור.

ג. תכונות (מגבלות) של המסנן האדפטיבי.

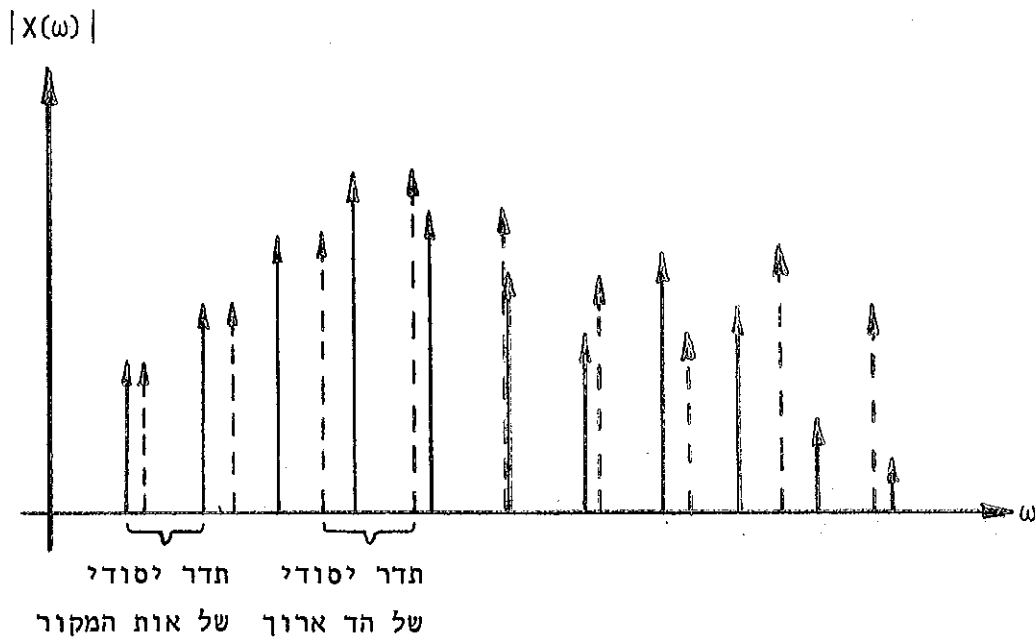
בגלל האופי הקוורזיסטטציונרי של אות הדבור ובגלל קיום זמן התכנסות סופי למסנן האדפטיבי, תוצר בעית עקיבה. הגדלת ערכו של מקדם הצעד  $(\mu)$  תקטין את קבוע זמן ההתכנסות אך תגדיל את ה- misadjustment (ראה (3.68), (3.27)). כמו כן כפי שנוכח בהמשך, גדול  $\mu$  לא רצוי כי הוא גורר הגדלת הספק ההד ביציאת החיזוי.

על מנת לענות על השאלה מהם פרמטרי המסנן  $(\mu, N)$  האופטימליים לבטול הדים ארוכים נעזר בתוצאות סעיף 3.4. מתוצאות אלו נוכל להסיק על התנהגות המסנן האדפטיבי עבור אותות מסוג Voiced.

כאמור, כאשר לאות מסוג Voiced נלווה הד ארוך שאף הוא מסוג Voiced, אזי התדרים היסודיים של שני האותות שונים. בנוסף, כיוון שההדים הארוכים בשני המיקרופונים אינם בקורלציה, נובע שהתדרים היסודיים שלהם שונים. לכן ניתן לסכם ולומר שכל אחד מהמיקרופונים קולט את הרמוניות המקור ועוד הרמוניות השליכות להדים. התדר היסודי של הרמוניות ההדים בשני המיקרופונים שונה, והוא גם שונה מזה של אות המקור.

ציור 3.28 מתאר ספקטרום (לזמן קצר) של אות היציאה מאחד המיקרופונים הקולט את מקור מסוג Voiced והד ארוך אחד אף הוא מסוג Voiced.

ראוי לציין שהמרחק בין הקווים הספקטראליים משתנה בצורה מחזורית (כל זמן שתדרי ה-Pitch קבועים) ולכן תתכן חפיפה בין קווים ספקטראליים של אותות המקור וההד.



\_\_\_\_\_ מסמן קו ספקטרום של ספקטרום אות המקור.

----- מסמן קו ספקטרום של ספקטרום ההד.

ציור 3.28: ספקטרום אות היציאה של אחד המיקרופונים.

Fig. 3.28: Spectrum of the output signal from one of the microphones.

מהאמור לעיל נובע שלשם סנון יעיל של אות המקור, נזדקק למערכת שפונקצית התמסורת שלה היא דמוי מסרק שהמרחק בין "שיניו" הוא התדר היסודי של אות הדבור המקורי ועובי כל "שן" הוא אפסי. במילים אחרות, דרושה מערכת בעלת פונקצית תמסורת המתארת סדרה של מסננים מעבירי סרט, זהים, צרים ככל האפשר ושתדריהם המרכזיים הם תדרי אות המקור. מספר המסננים הדרושים הוא כמספר ההרמוניות המשמעותיות באות הדבור המקורי. למערכת צריכה להיות היכולת לשנות את התדרים המרכזיים של ה-BPF הנ"ל בהתאם לשנויי ה-Pitch של אות הדבור המקורי.

אם נזין את המערכת (התאורטית הנ"ל) באות היציאה של אחד המיקרופונים, נקבל ביציאתה את הרמוניות אות המקור בלבד.

מהדיון בסעיף 3.4 נובע שהמסנן האדפטיבי כשהוא מוזן מיציאת שני המיקרופונים בהתאם לציור 3.27, מסוגל למלא תפקידי המערכת הנ"ל. היות ואות כניסת היחוס מכיל אותות סיננסואידליים בלבד (הרמוניות המקור וההדים), אזי פונקציית התמסורת  $J(z)$  (בהנחה שעובדים עם מספר מקדמים  $N$  מספיק גדול) תתאר סדרה של מסנני BPF לינאריים וקבועים בזמן, שתדריהם המרכזיים הם תדרי הרמוניות אות המקור וההדים. רוחב הסרט של כל אחד מה-BPF יקבע ע"פ פרמטרי המסנן  $(\mu, N)$ , קצב הדגימה  $T$  והספק של ההרמוניות השונות בהתאם לנוסחה (3.65). אות היציאה מהמיקרופון המזין את הכניסה הראשית יעבור סנון דרך המערכת הנ"ל. תאורטית צפוי שכל ההרמוניות של אות המקור יעברו ליציאת החיזוי ללא שינוי ואילו הרמוניות ההדים יונחתו. לשם סנון יעיל נזדקק לרוחב סרט מינימלי, אולם כיוון שאות הדבור הוא קוויזיסטטציונרי, נצטרך לבחור  $\tau_{mse}$  מספיק קטן וזה גורר רוחב סרט גדול (ראה נוסחה (3.68)). לכן כמסקנה נוכל לומר שצפוי דכוי מסוים של ההדים ע"י המסנן האדפטיבי אך לא מוחלט.

בחירת פרמטרי המסנן לאור תוצאות אלו תהיה כדלקמן: נבחר מספר מקדמים  $N$  מספיק גדול כך שנוכל להניח קיום המודל שהוצג בסעיף 3.4. נבחר  $\mu$  קטן ככל האפשר להקטנת רוחב הסרט, אך לא קטן מדי על מנת להשיג  $\tau_{mse}$  קטן.

בחירת  $N$ ,  $\mu$  תקבע את רוחב הסרט של כל אחד מה-BPF. סביב ההרמוניות בעלות ההספק הגבוה (הפורמנטים) רוחב הסרט יהיה גדול ואילו סביב ההרמוניות בעלות ההספק הנמוך רוחב הסרט יהיה קטן.

הבחירה הסופית של פרמטרי המסנן נעשתה בעזרת סימולציות עם אותות דבור ותוך הסתייעות בקריטריון ההתאמה הספקטרלית שיתואר בסעיף 3.11.

3.10 מספר פעולות החישוב הדרושות לסנון אדפטיבי ישיר

עבור כל דגם כניסה, יש צורך לחשב את  $\gamma(k)$  לפי (3.4), את  $e(k)$  לפי (3.5) ואת וקטור המשקלים  $\underline{w}$  לפי (3.23). פעולות אלו דורשות  $2N+1$  מכפלות ו- $2N$  חיבורים.

3.11 קריטריון ההתאמה הספקטרלית

לצורך קביעה אובייקטיבית של הפרמטרים האופטימליים למסנן האדפטיבי  $(\mu, N)$ , השתמשנו בקריטריון ההתאמה הספקטרלית. קריטריון זה מבוסס על חישוב "מרחק משוקלל" בין מעטפות ספקטרום ההספק של שני אותות דבור אותם רוצים להשוות. במקרה הנדון, אות הדבור המקורי ואות הדבור שעבר סינון אדפטיבי. השמוש בקריטריון ההתאמה הספקטרלית נובע מהעובדה שהאוזן רגישה לשנויים במעטפת הספקטרלית של אות הדבור. חישוב המרחק המשוקלל שיתואר להלן מסתמך על מאמרו של Klatt [12].

על מנת שהקריטריון יהיה מהימן, יצוג אות הדבור באמצעות הספקטרום שלו (לזמן קצר) רצוי שיהיה בעל יתרות (redundancy) נמוכה (כל עוד אין מפסידים אינפורמציה פונטית) וחליב לשקף שנויים פונטיים באות הדבור. לכן, קיימת חשיבות בבחירת אורך קטע אות הדבור לפיו משערכים את הספקטרום וכן בקביעת הרזולוציה של הספקטרום המשוערך. לפי [12] יש לחשב את המרחק המשוקלל עבור frames של אותות הדבור, החופפים אחד לשני ב-128 דגמים ואורך כל אחד 256 דגמים (עבור קצב דגימה של 10kHz). מספר הדגימות של הספקטרום המשוערך יהיה אף הוא 256. עבור קטע דבור נקבל פונקציה זמנית של המרחק המשוקלל. כל נקודה השייכת לפונקציה זו, תתאר את המרחק המשוקלל בין המעטפות הספקטרליות המתאימות ל-frame מסוים.

לצורך חישוב המרחק המשוקלל עבור frame מסוים, מחלקים את תחום התדרים של כל אחד משני האותות לפסי תדר, שתרומת כל אחד מהם למובנות אות הדבור זהה. (עבור אות דבור בעל רוחב סרט של 5kHz יהיו 30 פסי תדר). המרחק המשוקלל מוגדר לפי :

$$d = \sum_{n=1}^{30} W(n) (S_1(n) - S_2(n))^2 \tag{3.106}$$



כאשר  $S_1(n)$ ,  $S_2(n)$  הם "השטחים" תחת מעטפות ספקטרום ההספק (המנורמלות כל אחת לפי המכסימום שלה) בפס התדר ה- $n$ .  $W(n)$  היא פונקצית שקלול שערכה נקבע לפי :

$$s(n) = \max\{S_1(n), S_2(n)\} ; n=1, \dots, 30 \quad (3.107)$$

פונקציה זו נותנת משקל יתר לאותות ה-Voiced בתדרים נמוכים (רב אנרגית אותות ה-Voiced מרוכזת בתדרים נמוכים), ולאותות ה-Unvoiced בתדרים גבוהים (רב אנרגית אותות ה-Unvoiced מרוכזת בתדרים גבוהים). החלוקה לפסי תדר נעשית ע"י חישוב ה-DFT (Discrete Fourier Transform) של מכפלת פונקצית חלון (Hamming למשל) באות הדבור שב-frame הנדון. כל אחד מפסי התדר הנ"ל כוללים מספר דגימות של ה-DFT. טבלה 3.2 מתארת את רוחב הסרט, את התדר המרכזי ואת דגימות ה-DFT של כל אחד מפסי התדר, עבור אות דבור בעל רוחב סרט של 5kHz שנדגם ב-10kHz.

ניתן ליצג את המרחק המשוקלל בין שני אותות דבור ע"י הערך הממוצע של פונקצית המרחק. נקרא למרחק זה מרחק ממוצע.

בנספח ב' מצורפת תוכנית מחשב PDISTK המבצעת חישוב של פונקצית המרחק המשוקלל ושל המרחק הממוצע בדרך שתוארה לעיל.

טבלה 3.2: תכונות פסי החדר.

Table 3.2: Filter bank characteristics.

מסנן	תדירות מרכזיות	רוחב סרט	DFT
Filter	Center frequency	Bandwidth	DFT Samples
1	273	273	5-11
2	351	273	7-13
3	429	273	9-15
4	507	273	11-17
5	585	273	13-19
6	664	273	15-21
7	742	273	17-23
8	820	273	19-25
9	898	273	21-27
10	976	273	23-29
11	1054	273	25-31
12	1152	312	27-34
13	1269	312	30-37
14	1367	351	32-40
15	1484	351	35-43
16	1582	390	37-46
17	1699	390	40-49
18	1835	429	43-53
19	1992	429	47-57
20	2128	468	50-61
21	2285	468	54-65
22	2460	507	58-70
23	2656	507	63-75
24	2871	546	68-81
25	3105	546	74-87
26	3398	585	81-95
27	3671	585	88-102
28	3964	625	95-110
29	4277	625	103-118
30	4589	625	111-126

3.12 בחירת  $\mu, N$  אופטימליים

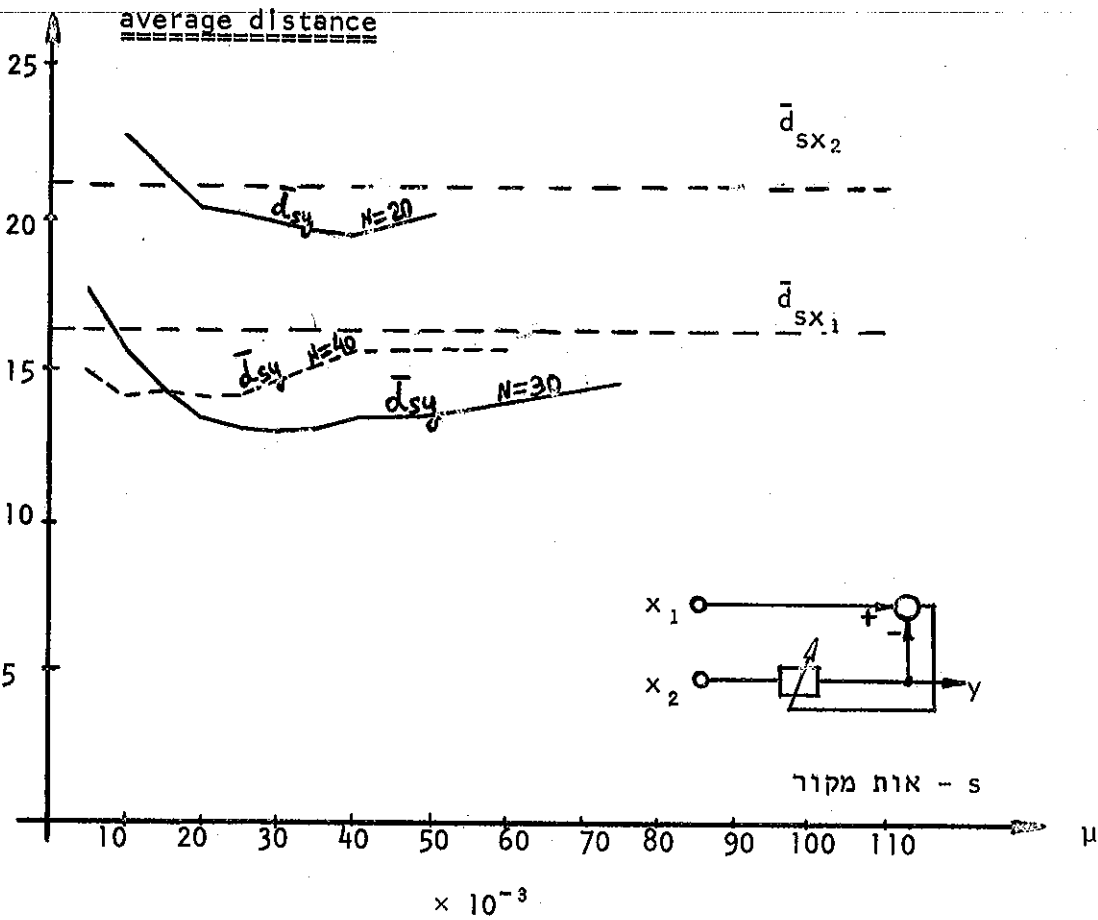
לצורך קביעת  $N$ ,  $\mu$  האופטימליים, חישבנו את המרחק הממוצע  $(\bar{d}_{sy})$  בין מעטפת ספקטרום ההספק של אות הדבור המקורי  $s(k)$ , לבין מעטפת ספקטרום ההספק של אות הדבור המסונן  $\gamma(k)$  (לאחר שחלפו תופעות המעבר הקשורות בהתכנסות המסנן), כפונקציה של הפרמטרים  $\mu, N$ .

אותות הכניסה למסנן האדפטיבי  $(x_1(k), x_2(k))$ , התקבלו מתוצאת הקונבולוציה של אות דבור (מקור) עם התגובות לדגם יחידה של החדר  $h(k)$ ,  $g(k)$ , המתוארות בציור 2.5. לעבודה עם אותות שהתקבלו בדרך זו שלושה יתרונות:

- א. ניתן לשלוט על יחס אות להד בכניסה למערכת בצורה נוחה.
- ב. ניתן להבטיח שאותות הכניסה למערכת אינם מכילים רעש אלא הדים בלבד (בנוסף לאות המקור כמובן).
- ג. ניתן להבטיח שכל אחד מהמיקרופונים מרוחק במידה שווה מהמקור.

ציור 3.29 מתאר את תלות המרחק הממוצע  $\bar{d}_{sy}$  ב-  $\mu$  עבור  $N = 20, 30, 40$ . כמו כן, בציור זה מצוינים המרחקים  $\bar{d}_{sx_1}$ ,  $\bar{d}_{sx_2}$ , המתארים את המרחק הממוצע בין מעטפת ספקטרום ההספק של אות המקור, לבין מעטפת ספקטרום ההספק של כל אחד מאותות הכניסה למסנן.

מציור 3.29 מסיקים שהמרחק הממוצע המינימלי מתקבל עבור  $N = 30$ ,  $\mu = 0.03$ . בנקודת המינימום הנ"ל, מעטפת ספקטרום ההספק של אות המקור "קרובה" יותר (בממוצע) למעטפת ספקטרום ההספק של האות המסונן, מאשר למעטפת ספקטרום ההספק של כל אחד מאותות הכניסה למסנן. כלומר מתקיים  $\bar{d}_{sy} < \bar{d}_{sx_1}$ ,  $\bar{d}_{sy} < \bar{d}_{sx_2}$ . ראוי לציין שערכו של  $\mu$  תלוי בהספק אות כניסה היחוס ולכן אין לראותו כערך מוחלט (ראה (3.15)). המרחק הממוצע המינימלי עבור  $N = 40$  גדול מזה המתקבל ב-  $N = 30$ , כיוון שהגדלת מספר המקדמים מגדילה את הזכרון של המסנן האדפטיבי וע"י כך מאפשרת לו לתאם השהיות בין הדים קצרים המופיעים בשתי כניסותיו. פרוש הדבר, הגדלת כמות ההדים הקצרים ביציאת החיזוי ולכן אי התאמה ספקטרלית עם אות המקור. בנוסף, יתכן שהשפור הנתרם ע"י הגדלת מספר המקדמים מ-30 ל-40, קטן מהקלקול הנוסף עקב גידול ב- misadjustment. (ראה (3.27)).



צירור 3.29: מרחק ממוצע בין מעטפת ספקטרום ההספק של אות המקור לבין :  
 (א) מעטפת ספקטרום ההספק של כל אחד מאותות הכניסה למערכת.  
 (ב) מעטפת ספקטרום ההספק של האות המעובד כפונקציה של  $\mu$   
 עבור  $N = 20, 30, 40$ .

Fig. 3.29: Average distance between the power spectral envelope of the source signal and:

- (a) The power spectral envelope of each input signal.
- (b) The power spectral envelope of the processed speech as a function of  $\mu$  and for  $N = 20, 30, 40$ .

התוצאות בציר 3.29 התקבלו עבור סדר כניסות מסוים למסנן האדפטיבי. (ראה ציור 3.29). מאופי המסנן ברור שפעולתו אינה סימטרית ביחס לשתי כניסותיו ולכן בכל מקרה יש לבחון את סדר הכניסות עבורו התוצאות אופטימליות.

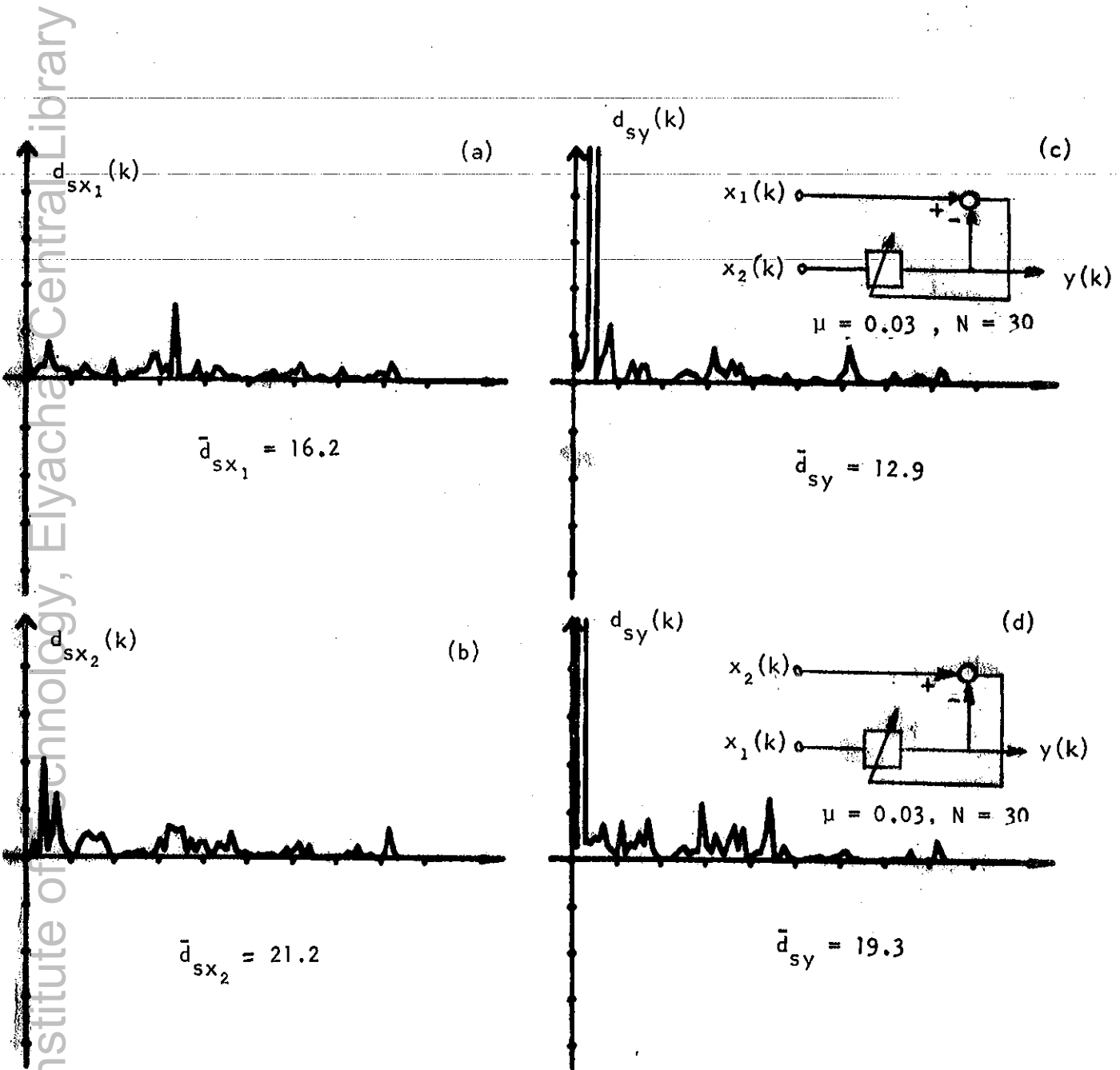
ציור 3.30 מתאר את הפונקציות הזמניות של המרחק המשוקלל עבור המקרים הבאים. (a) -  $d_{sx_1}(t)$ , (b) -  $d_{sx_2}(t)$ , (c) , (d) מתארים את  $d_{sy}(t)$  כאשר המסנן פועל בפרמטרים אופטימליים ( $\mu = 0.03$ ,  $N = 30$ ) ובסדר כניסות שונה.

לאשור התוצאות שהתקבלו בסעיף זה (פרמטרים וסדר כניסות אופטימליים), האזנו לאותות המעובדים כאשר הפרמטרים היו בסביבות האופטימום הנ"ל ועבור סדר כניסות שונה למסנן האדפטיבי. תוצאות השמיעה אשרו המסקנות שהתקבלו על סמך קריטריון ההתאמה הספקטרלית.

ציור 3.31 מתאר תוצאות העבוד (בצורת ספקטרוגרמות) של המשפט "שלום-על ישראל", במסנן אדפטיבי הפועל בפרמטרים וסדר כניסות אופטימליים. אותות הכניסה למסנן התקבלו מתוצאת הקונבולוציה של המשפט הנ"ל עם התגובות לדגם יחידה של החדר המתוארות בציר 2.5.

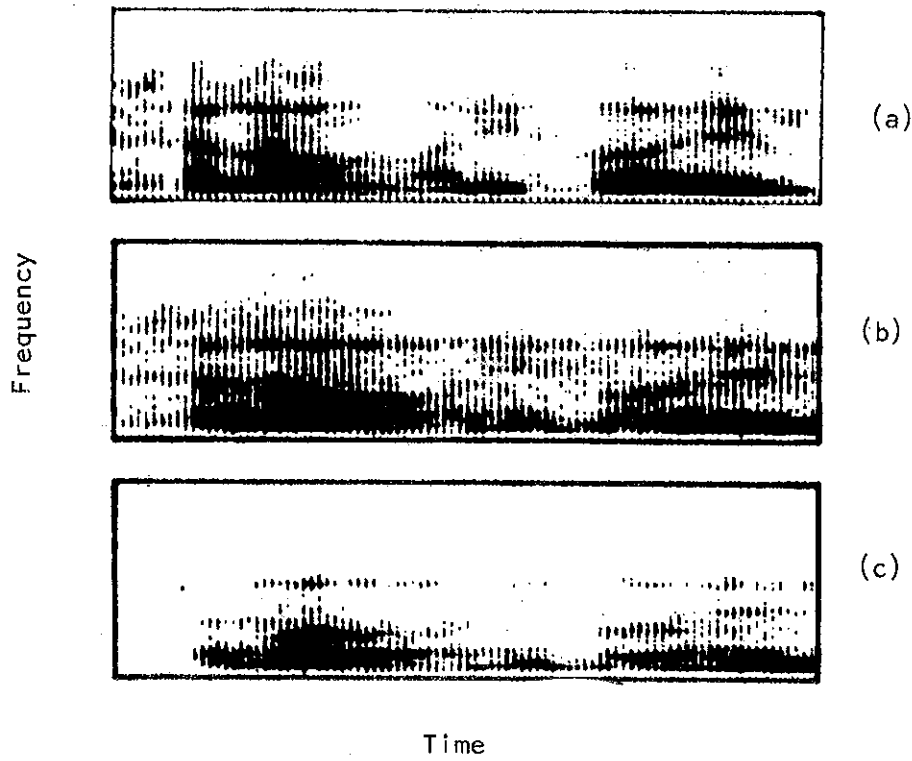
מהספקטרוגרמות מסיקים שהמסנן האדפטיבי מסלק בצורה טובה את ההדים, אך קלימת פגיעה באות הרצוי (המקור), המתבטאת בהחלשת העוצמה של הפורמנטים השני והשלישי באות המעובד בהשוואה לעוצמתם באות המקור. שמיעת האות המעובד מעידה אף היא על סילוק רציני של ההדים תוך ירידה מסוימת באיכות אות הדבור. תוצאות אלו מאשרות תכונה ידועה של המסנן האדפטיבי להנעל על ההרמוניות החזקות. בפרק 5 הדין בסכום ומסקנות יתוארו תוצאות שהתקבלו מסנן אות דבור שהוקלט בחדר.

בנספח ב' מצורפת התוכנית PADLMS המבצעת סימולציה למסנן האדפטיבי. (התוכנית נכתבה ע"י ד"ר דוד מלאך).



צילור 3.30: פונקציות המרחק בין מעטפת ספקטרום ההספק של אות המקור לבין : (a), (b) - מעטפת ספקטרום ההספק של כל אחד מאותות הכניסה למסנן. (c), (d) - מעטפת ספקטרום ההספק של אות היציאה מהמסנן עבור פרמטרים אופטימליים ועבור סדר כניסות שונה.

Fig. 3.30: Distance functions between the power spectral envelop of the source signal and : (a), (b) The power spectral envelop of each input signal to the filter. (c), (d) The power spectral envelop of the filtered signal for optimal parameters and for different inputs ordering.



ציר 3.31: ספקטרוגרמות של :

- (a) אות המקור
- (b) אחד מאותות הכניסה למסנן האדפטיבי
- (c) אות המסונן

Fig. 3.31: Speech spectrograms :

- (a) source
- (b) reverberant
- (c) processed

פרק 4 : סנון אדפטיבי קומפלקסי בפסי תדר נפרדים

בפרק זה מתוארת גישה חדשה לסנון אדפטיבי של אות דבור מהדים ארוכים. גישה זו מנצלת במיוחד את האופי הרמוני של אות הדבור הקולי ומאפשרת בחירת רוחב סרט של ה-BPF הנבנה סביב כל הרמוניה של אות הדבור בנפרד (ראה סעיף 3.9).

השיטה מבוססת על חלוקת תחום תדרי אות הדבור למספר פסי תדר, כך שבכל אחד מהם תופיע הרמוניה אחת של אות הדבור המקורי. הסנון האדפטיבי יבוצע בנפרד לכל אחד מפסי התדר הנ"ל. בדרך זו, ניתן יהיה לקבוע באופן בלתי תלוי פרמטרים אופטימליים לכל אחד מהמסננים האדפטיביים בפסי התדר השונים, שיבטיחו שיפור מכסימלי ביחס אות להד ביציאת החיזור שלו.

המחיר שמשלמים כאן לעומת הסנון האדפטיבי הישיר, מתבטא בהגדלת הסיבוכיות של המערכת, דבר שגורר הגדלת מספר החישובים לכל דגם כניסה וממילא הגדלת זמן העיבוד.

4.1 מבנה המערכת

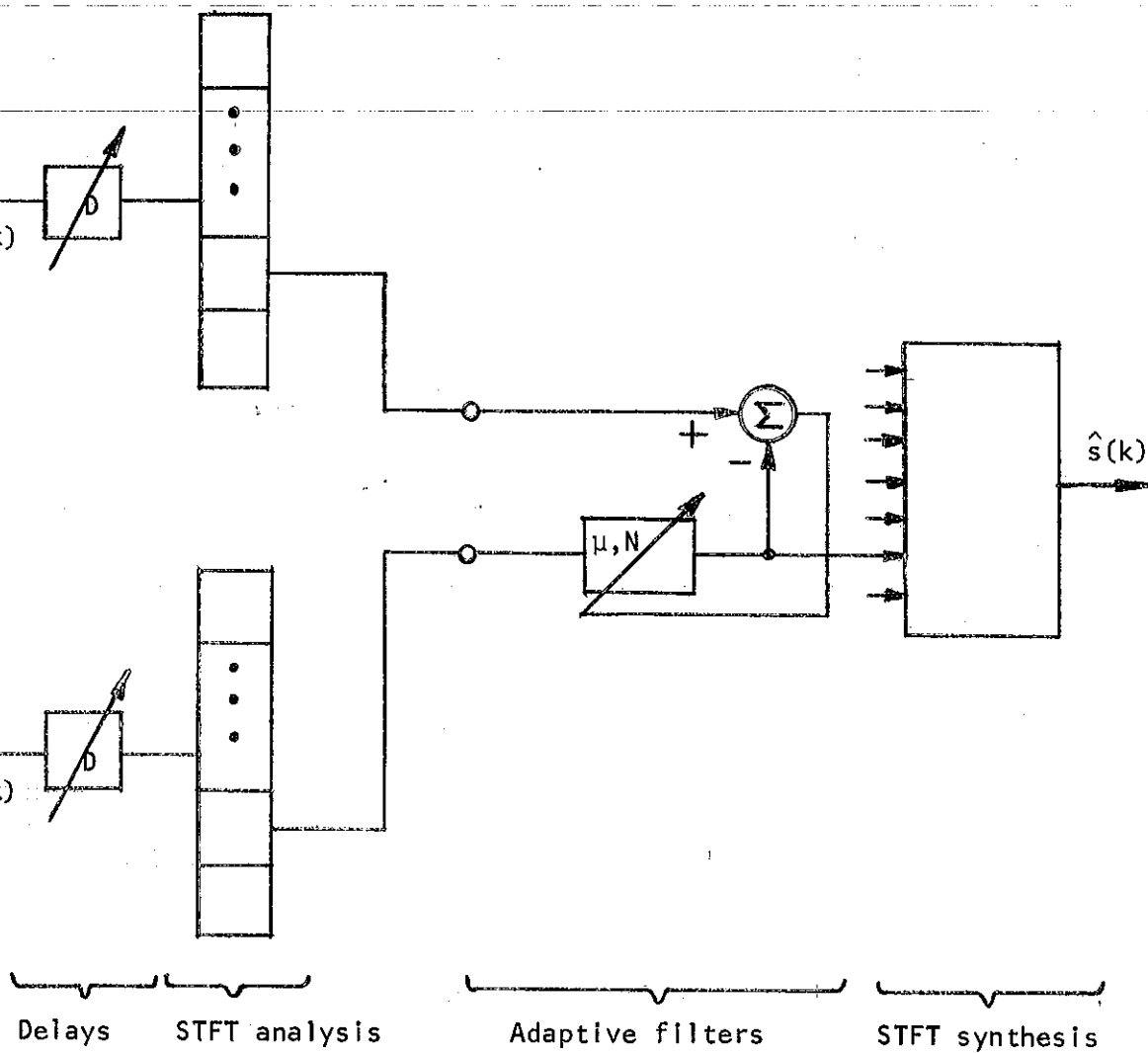
ציור 4.1 מתאר דיאגרמת בלוקים של המערכת.

המערכת פועלת ב-3 דרגות : אנליזה, עיבוד אדפטיבי, סינטזה.

4.1.1 אנליזה

בדרגה זו, עבור כל אחד מהמיקרופונים מתבצעת חלוקה אחידה של ספקטרום תדרי אות היציאה שלו לפסי תדר והזזה ספקטרלית של כל אחד מפסי תדר אלו ל-baseband. עקב ההזזה הספקטרלית הנ"ל, ניתן לדגום את אותות היציאה בכל פס תדר בקצב נמוך יותר מקצב דגימת אותות הכניסה למערכת. (תבצע כאן דצימציה ביחס 1:D). פעולות אלו ניתן לבצע ביעילות ע"י שימוש באנליזת פוריה לזמן קצר ( Short Time Fourier Transform - STFT) ונצול אלגוריתם ה-FFT בהתאם למתואר ב-[13].





צילור 4.1: דיאגרמת בלוקים של מערכת אדפטיבית לסנון אות דבור מהדים.  
Fig. 4.1: Adaptive speech dereverberation system - block diagram.

4.1.2 סנון אדפטיבי

דרגה זו מכילה בנק של מסננים אדפטיביים קומפלקסיים, שמספרם כמספר פסי התדר המכסים את תחום תדרי אות הכניסה למערכת. עבור פס תדר מסוים, אות היציאה מאחד המיקרופונים משמש ככניסה הראשית ואילו אות היציאה מהמיקרופון השני משמש ככניסת היחוס. במדה ורוחב הסרט של כל אחד מפסי התדר הוא כתדר היסודי של אות הדבור (Pitch), הרי שעבור אותות מסוג Voiced אות היציאה של כל אחד מהמיקרופונים בכל אחד מפסי התדר, יכיל הרמוניה אחת של אות הדבור המקורי ועוד הרמוניות המתאימות להדים הארוכים. כפי שהוסבר בסעיף 3.9, תדרי ההרמוניות של ההדים הארוכים בשני המיקרופונים שונים וכן הם שונים מתדרי ההרמוניות של אות הדבור המקורי. המסנן האדפטיבי "יבנה" סדרה של מסנני BPF סביב ההרמוניות שבכניסת היחוס (הרמונית אות המקור והרמוניות ההדים). אות היציאה מהמיקרופון (בפס התדר הנדון) המזין את הכניסה הראשית יעבור דרך מערכת מסנני ה-BPF הנ"ל. הרמונית אות המקור בפס תדר זה, המשותפת לשתי הכניסות, תעבור ליציאת החיזוי ללא שנוי ואילו הרמוניות ההדים יונחתו. השפור המתקבל ביחס אות להד (עבור אותות מסוג Voiced) יחושב בסעיף 4.2.

ניתן להצביע על שני יתרונות חשובים של המערכת הנ"ל לעומת הסנון האדפטיבי הישיר.

1. המערכת מאפשרת בחירת רוחב סרט לכל אחד ממסנני ה-BPF הנבנים סביב הרמוניות אות המקור בנפרד.
2. החלוקה לפסי תדר גזרמת לכך שאות כניסה היחוס של כל אחד מהמסננים האדפטיביים, יכיל מספר קטן יחסית של הרמוניות ולזה שני יתרונות:
  - א. הקטנת מספר ההרמוניות בכניסת היחוס, פרושה הקטנת מספר מסנני ה-BPF. כיוון שה-BPF הנ"ל אינם אידיאליים, הקטנת מספרם תגרום להקטנת הספק ההד (ש"מסתנן" ליציאת החיזוי דרכם) ביציאת החיזוי. מצב זה מודגם בסעיף 4.2.
  - ב. ככל שמספר ההרמוניות בכניסת היחוס קטן, כך יש צורך לקיים פחות תנאים ב-(3.100). לעובדה זו השפעה על מספר המשקלים הדרוש לכל מסנן אדפטיבי. במקרה הגבולי בו אות כניסת היחוס מכיל הרמוניה אחת בלבד, הרי שהמודל שתואר בסעיף 3.7

מתקיים ללא קשר עם מספר המקדמים. במקרה כזה ניתן לבחור מקדם קומפלקסי אחד. בנוסף לאמור לעיל, קיים יתרון לעצם השימוש במסנן אדפטיבי קומפלקסי כי הוא דורש פחות תנאים ב-(3.100) לעומת (3.60).

### 4.1.3 סינטזה

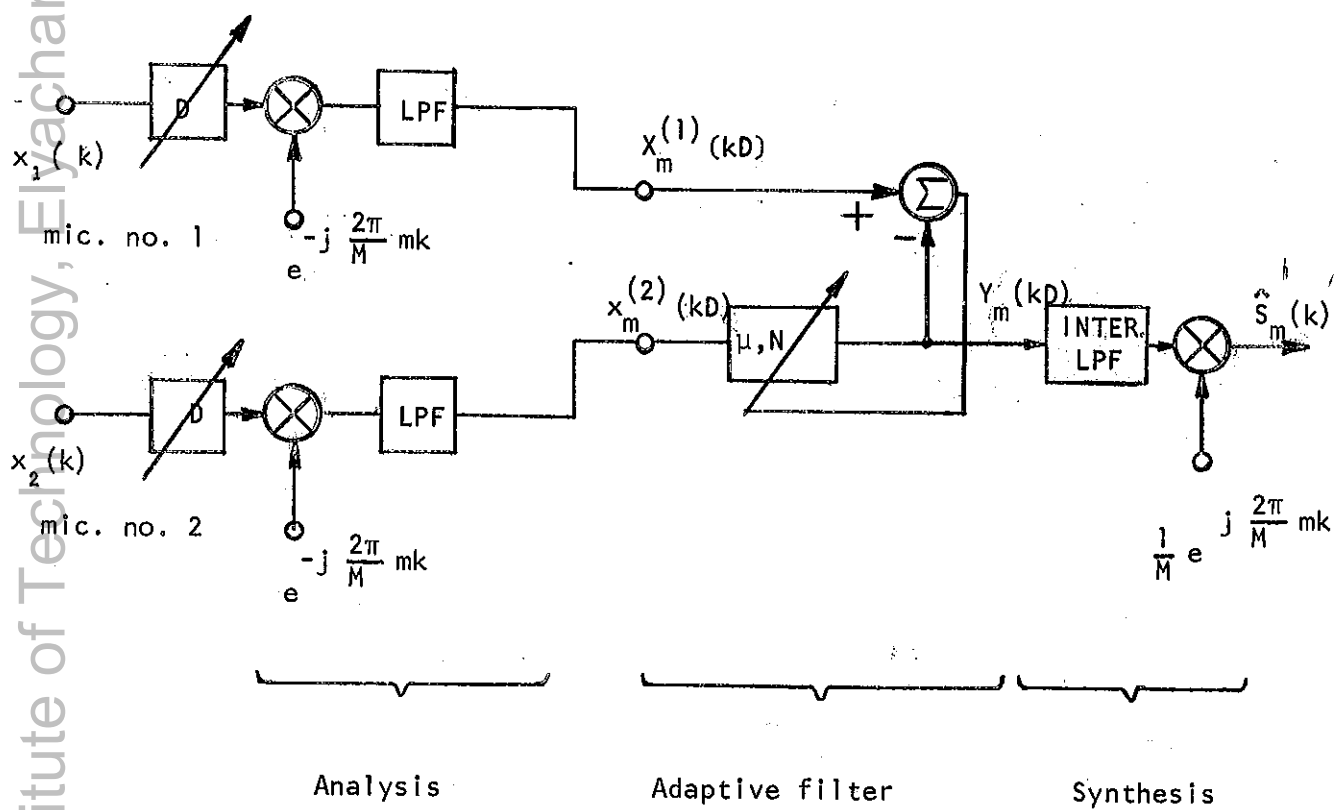
אותות הכניסה לדרגת הסינטזה הם אותות יציאות החיזורי מהמסננים האדפטיביים. בדרגה זו מתבצעות שלוש פעולות:

- א. שינוי תדר הדגימה של אותות הכניסה (ע"י אינטרפולציה) מ- $(1/DT)Hz$  ל- $(1/T)Hz$ . (T - מחזור הדגימה של אותות הדבור בכניסה למערכת).
  - ב. הזזה ספקטרלית של האותות המתקבלים לאחר האינטרפולציה. כל אחד מפסי התדר מוחזר מה- baseband למקומו.
  - ג. מסכמים את האותות מפסי התדר השונים לקבלת האות המסונן.
- בישום דרגה זו מנצלים את אלגוריתם ה-FFT כפי שמתואר ב-[13] ויוסבר להלן.

### ציור 4.2 מתאר את הערוץ ה-m של המערכת.

מציור 4.2 רואים שהתדר המרכזי של פס התדר ה-m נתון על ידי  $2\pi m/M rad$ . רוחב הסרט של ה-LPF יקבע את רוחב הסרט של כל פס תדר. בישום שלנו רוחב הסרט (בנקודות 3db) של כל פס תדר נקבע ל-  $2\pi/M rad$ . ז.א. אין כמעט חפיפה בין תחומי התדירות של פסי התדר השונים. (למעשה קימת חפיפה מסוימת בין "זנבות" תגובת התדר של המסננים. חפיפה זו נובעת מכך שמסנן ה-LPF אינו אידיאלי).

תפקיד יחידות ההשהיה הקימות בכניסה למערכת, להשהות את אות היציאה מאחד המיקרופונים ביחס לשני, במקרה שהמרחק בין כל אחד מהמיקרופונים למקור היה שונה בעת ההקלטה.



ציור 4.2: תאור הערוץ ה-m במערכת.

Fig. 4.2: m-th channel description.

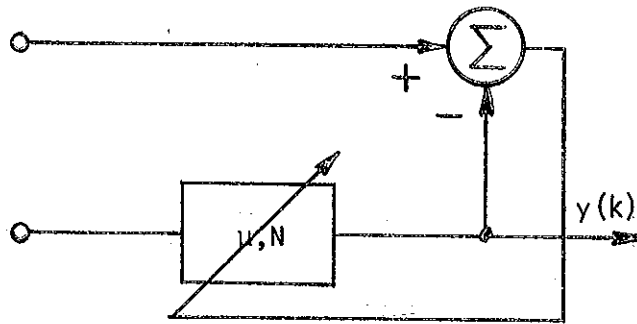
4.2 יחס אות להד במסנן אדפטיבי קומפלקסי

בסעיף זה נבחן את השפור המתקבל ביחס אות להד (עבור אותות מסוג Voiced) ביציאת החיזור של המסנן האדפטיבי (בערוץ ה-m), בהשוואה לאותו יחס בכניסה הראשית של המסנן האדפטיבי.

נניח שאות הכניסה הראשית מורכב מהרמוניה של אות המקור בתדר  $\omega_1$  ומהרמוניה של אחד ההדים בתדר  $\omega_e$ . כמו כן נניח שאות כניסת היחוס מורכב מ-NS אותות סינוסואידליים בעלי אמפליטודה זהה C. הרמונית אות המקור משותפת לשתי הכניסות אך הרמונית ההד לא. ציור 4.3 מדגים זאת. ההנחה שלאותות כניסת היחוס אותה אמפליטודה אינה פוגעת בכלליות ולמעשה מתארת את המקרה הגרוע ביותר, בו אמפליטודת הרמוניות ההדים זהה לזו של הרמונית המקור. הנחה זו תפשט את החישוב בהמשך. האותות בציור 4.3 דגומים במחזור של TD sec עקב הדצימציה בדרגת האנליזה.

$$c_e e^{j(\omega_1 kTD + \theta_1)} + c_e e^{j(\omega_e kTD + \theta_e)}$$

$$\sum_{m=1}^{NS} c_e e^{j(\omega_m kTD + \theta_m)}$$



ציור 4.3: אותות הכניסה למסנן אדפטיבי קומפלקסי לצורך חישוב יחס אות להד.  
 Fig. 4.3: Input signals to a complex adaptive filter for signal to echo ratio computation.

יחס אות להד בכניסה הראשית נתון ע"י :

$$\begin{aligned} \gamma_{in} &\triangleq \left( \frac{S}{E} \right)_{in} \\ &= \frac{C^2}{C_e^2} \end{aligned} \tag{4.1}$$

יחס אות להד בליציאת החיזוי נתון ע"י :

$$\gamma_{out} \triangleq \left( \frac{S}{E} \right)_{out} \quad (4.2)$$

$$= \frac{[C |J(e^{j\omega_1 TD})|]^2}{[C_e |J(e^{j\omega_e TD})|]^2}$$

כאשר  $J(e^{j\omega TD})$  הוא פונקציית החמסורת מהכניסה הראשית ליציאת החיזוי לפי (3.101). כיוון שהאות בתדר  $\omega_1$  משותף לשתי הכניסות,  $|J(e^{j\omega_1 TD})| = 1$  ולכן:

$$\gamma_{out} = \frac{C^2}{C_e^2 |J(e^{j\omega_e TD})|^2} \quad (4.3)$$

השפור ביחס אות להד ( $\gamma$ ) יתקבל בעזרת (3.101), (4.1), (4.3)

$$\gamma \triangleq \frac{(S/E)_{out}}{(S/E)_{in}} \quad (4.4)$$

$$= \frac{1}{|J(e^{j\omega_e TD})|^2}$$

$$= \frac{(1 - \mu NC^2 NS)^2 + (\mu NC^2)^2 \sum_{m=1}^{NS} \sum_{n=1}^{NS} \operatorname{ctg} \left( \frac{\omega e^{-\omega} n}{2} TD \right) \operatorname{ctg} \left( \frac{\omega e^{-\omega} m}{2} TD \right)}{(\mu NC^2 NS)^2 + (\mu NC^2)^2 \sum_{m=1}^{NS} \sum_{n=1}^{NS} \operatorname{ctg} \left( \frac{\omega e^{-\omega} n}{2} TD \right) \operatorname{ctg} \left( \frac{\omega e^{-\omega} m}{2} TD \right)}$$

הבטוי ל-  $\gamma$  הנו פונקצייה של המכפלה  $\mu NC^2$  ולמעשה הוא פונקצייה של  $\tau_{mse}$  (ראה (3.102), (3.103)). כאשר לכל האותות שבכניסת היחוס אותה אמפליטודה נקבל מ- (3.103) :

$$\tau_{mse} = \tau_{mse_m} \quad (4.5)$$

$$= \frac{TD}{4\mu NC^2} \text{ sec.}$$

הצבת (4.5) לתוך (4.4) חיתוך :

$$= \frac{\left(1 - \frac{TD}{4\tau_{mse}} NS\right)^2 + \left(\frac{TD}{4\tau_{mse}}\right)^2 \sum_{m=1}^{NS} \sum_{n=1}^{NS} \text{ctg}\left(\frac{\omega_e - \omega_n}{2} TD\right) \text{ctg}\left(\frac{\omega_e - \omega_m}{2} TD\right)}{\left[\frac{TD}{4\tau_{mse}} NS\right]^2 + \left(\frac{TD}{4\tau_{mse}}\right)^2 \sum_{m=1}^{NS} \sum_{n=1}^{NS} \text{ctg}\left(\frac{\omega_e - \omega_n}{2} TD\right) \text{ctg}\left(\frac{\omega_e - \omega_m}{2} TD\right)} \quad (4.6)$$

ציור 4.4 מתאר את  $\gamma$  בתלות ב- $\tau_{mse}$  עבור D כפרמטר. ציורים 4.4(a), 4.4(b), מתארים מקרה בו בכניסת היחוס קלים הד אחד בלבד (סינוסואידלי) בתדר  $\omega_1$ , בנוסף להרמוניית המקור בתדר  $\omega_2$ .

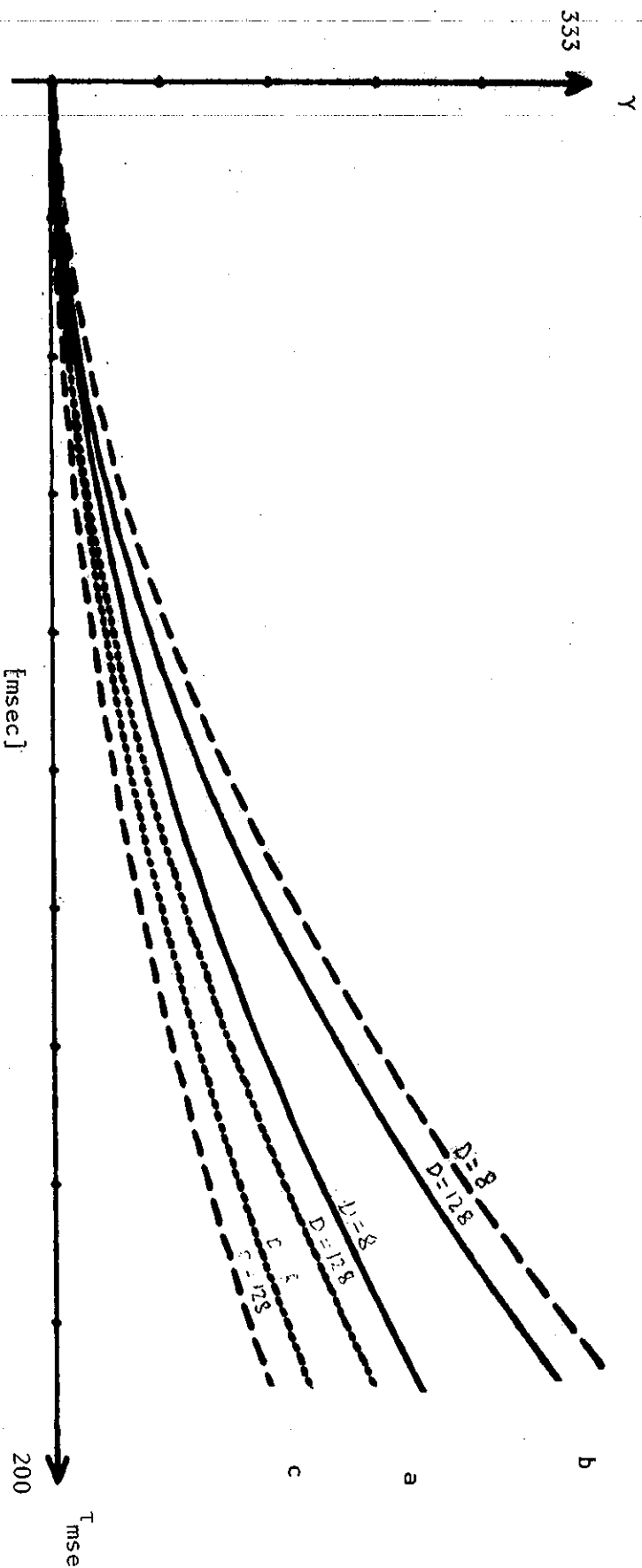
ציור 4.4(a) מתאים למקרה בו  $\omega_e - \omega_2 = 30\pi$  rad/sec,  $\omega_e - \omega_1 = 20\pi$  rad/sec.  
 ציור 4.4(b) מתאים למקרה בו  $\omega_e - \omega_1 = 20\pi$  rad/sec,  $\omega_e - \omega_2 = 60\pi$  rad/sec.

מהציור מסיקים שלוש מסקנות:

א. ככל ש- $\tau_{mse}$  גדל, כך השיפור ביחס אות להד בליציאת המסנן גדל. מסקנה זו ברורה, כי במקרה הנדון (לכל אותות כניסת היחוס אותה אמפליטודה), סביב כל הרמוניה שבכניסת היחוס המסנן האדפטיבי "בונה" BPF שרוחב הסרט שלו שווה ל- $1/\tau_{mse}$ . כיוון שדנים כאן באותות סטציונרלים, אין חשיבות לזמן ההתכנסות של המסנן ( $\tau_{mse}$ ) וניתן תאורטית להשיג שפור ביחס אות להד כרצוננו. כאשר נדון באות דבור, המצב יהיה שונה ותהיה הגבלה על  $\tau_{mse}$  המכסימלי המותר.

ב. השפעת הדצימציה על השפור המתקבל זניחה.

ג. ככל שהפרש תדרי הרמוניות ההדים שבשתי הכניסות גדל, כך גדל גם השיפור ביחס אות להד עבור  $\tau_{mse}$  מסוים.



ציור 4.4: השפור בקיטת אות לחד (  $\gamma$  ) בתלות ב-  $T$  עבור פרמטר  $D$ .

Fig. 4.4: Signal to Echo ratio improvement ( $\gamma$ ) as a function of  $T$  msec and for parameter  $D$ .

- (a)  $NS = 2, \omega_e - \omega_1 = 20\pi$  rad/sec,  $\omega_e - \omega_2 = 30\pi$  rad/sec
- (b)  $NS = 2, \omega_e - \omega_1 = 20\pi$  rad/sec,  $\omega_e - \omega_2 = 60\pi$  rad/sec
- (c)  $NS = 3, \omega_e - \omega_1 = 20\pi$  rad/sec,  $\omega_e - \omega_2 = 30\pi$  rad/sec,  $\omega_e - \omega_3 = 60\pi$  rad/sec.



ציור 4.4(c) מתאר מקרה בו בכניסת היחוס קימים שני הדים (סינוסואידליים). הפרשי תדרי אותות הכניסה הם :

$$\begin{aligned}\omega_e - \omega_1 &= 20\pi \text{ rad/sec} \\ \omega_e - \omega_2 &= 30\pi \text{ rad/sec} \\ \omega_e - \omega_3 &= 60\pi \text{ rad/sec}\end{aligned}\tag{4.7}$$

מהשוואת הציור 4.4(c) לציורים 4.4(a,b) נובע, שהגדלת מספר התדרים שבכניסת היחוס (מ-1 ל-2) מקטינה את השפור ביחס אות להד עבור  $\tau_{mse}$  מסוים. הסיבה (כפי שהוסבר בסעיף 4.1) היא, שהגדלת מספר האותות שבכניסת היחוס מגדילה את מספר מסנני ה-BPF ובכך מאפשרת להד הקיים בכניסה הראשית, להסתנן ליציאת החיזוי דרך מספר גדול יותר של מסנני BPF. (יש לזכור שמסנני BPF אלו אינם אידיאליים).

נזכיר שוב שהדיון הנ"ל נכון רק עבור אותות סטציונריים ויכול לשמש כקו מנחה בלבד למקרה של אותות דבור מסוג Voiced. כפי שהוזכר (בסעיף 3.9), במקרה של אותות דבור מסוג Voiced, ערכו של  $\tau_{mse}$  יקבע כערך המכסימלי המאפשר למסנן לעקוב אחרי שנוי ה-Pitch של אות הדבור המקורי. מדידת השפור המתקבל במערכת עבור אותות דבור נעשתה בעזרת קריטריון ההתאמה הספקטרלית ותואר בסעיף 4.5.

### 4.3 ישום המערכת

דרגות האנליזה והסינטזה של המערכת המתוארת בציור 4.1 מהוות למעשה (PV) Phase Vocoder. PV הוא אמצעי נוח לכווץ מידע ולשם שנוי הפרמטרים הבסיסיים של אות הדבור. במערכת המוצעת מנצלים את התכונה השניה שלו. שנוי פרמטרי אות הדבור בפסי התדר השונים נעשה ע"י המסננים האדפטביים. יצוג אות הדבור נעשה בעזרת אנליזת פוריה לזמן קצר שלו (STFT). המערכת אליזה-סינטזה מהווה מערכת יחידה.

נתאר בפרק זה בקצרה את הישום של דרגות האנליזה והסינטזה תוך שמוש באלגוריתם ה-FFT כפי שמתואר ב-[13]. השיטה נקראת שיטת ה-FBS (Filter Bank Synthesis) להבדיל משיטת מימוש אחרת הנקראת OLA - (Overlap and Add) המתוארת ב-[14].

סיומנים

יהי  $x(k)$  אות הכניסה למערכת STFT של  $x(k)$  מוגדר ע"י :

$$X_m(k) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(r)h(k-r)w_M^{-rm} ; m = 0, \dots, M-1 \quad (4.8)$$

כאשר

$$w_M \triangleq e^{j \frac{2\pi}{M}} \quad (4.9)$$

ו- $h(k)$  הוא פונקצית חלון.

$X_m(k)$  מתאר  $M$  דגימות של ספקטרום המשתנה בזמן. אינדקס התדר הוא  $m$  ואינדקס הזמן הוא  $k$ . עבור כל  $k$ ,  $X_m(k)$  מתקבל ע"י ביצוע התמרת פוריה דיסקרטית של המכפלה  $x(r)h(k-r)$ .

בעזרת בחירה נכונה של  $h(k)$  (ראה (4.14)), ניתן לקבל את  $x(k)$  מתוך  $X_m(k)$  ע"י התמרת פוריה הפוכה לפי (4.10).

$$x(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X_m(k) \cdot w_M^{km} \quad \forall k \quad (4.10)$$

הנוסחה (4.8) מהווה את הבסיס לאנליזה ואילו (4.10) את הבסיס לסינטזה.

4.3.1 STFT והקשר עם בנק של מסננים

נראה את הקשר בין נוסחאות האנליזה והסינטזה לבין מימוש בנק של  $M$  מסנני BPF זהים עם תחומי תדירות סמוכים.

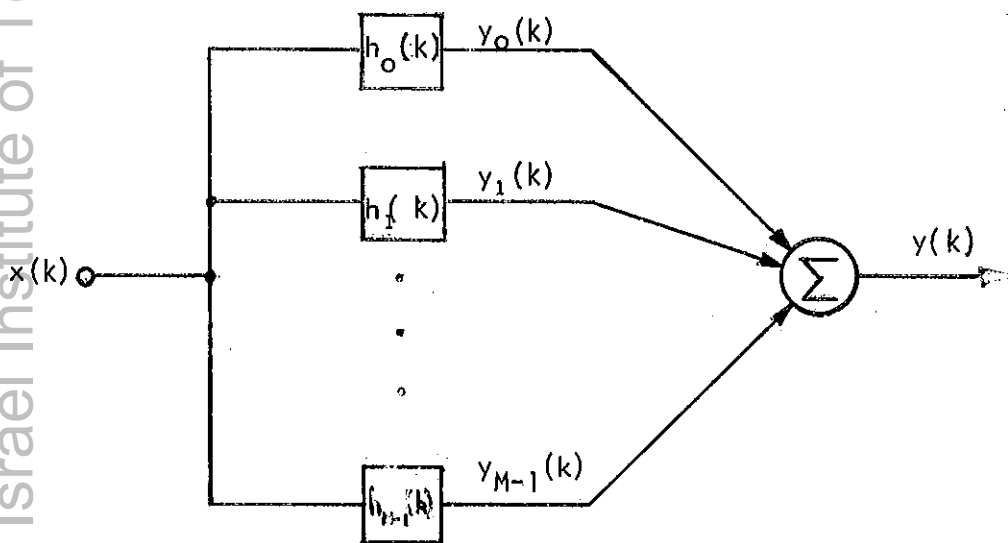
תהי  $\{h_m(k)\}_{m=0}^{M-1}$  סדרה של  $M$  מסנני BPF ספרתיים קומפלקסיים (בעלי תגובה לדגם יחידה קומפלקסית) שתדריהם המרכזיים מרוחקים האחד מהשני ב-  $2\pi/M$  rad. התגובה לדגם יחידה של כל אחד מהם נתונה ע"י :

$$h_m(k) = \frac{1}{M} h(k) W_M^{km} ; \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (4.11)$$

כאשר  $h(k)$  היא התגובה לדגם יחידה של מסנן אבטיפוס מסוג LPF. אם נזין את כל הכניסות של  $M$  המסננים הנ"ל באות  $x(k)$  כפי שמתואר בציור 4.5, אות היציאה של כל אחד מהם  $y_m(k)$  יהיה:

$$\begin{aligned} y_m(k) &= \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(r) h_m(k-r) \\ &= \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(r) \left\{ \frac{1}{M} h(k-r) W_M^{(k-r)m} \right\} \end{aligned} \quad (4.12)$$

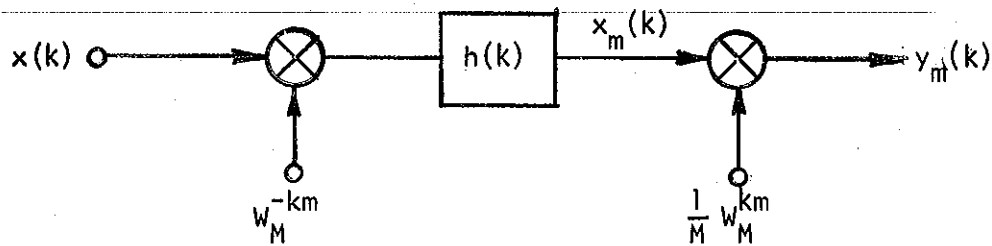
$$= \frac{1}{M} W_M^{km} X_m(k)$$



ציור 4.5: בנק של מסנני BPF ספרתיים, אנלוגיה ל- STFT דיסקרטי.

Fig. 4.5: Digital filter bank analog for discrete STFT.

מתוך (4.8) ו-(4.12) ניתן לתאר את הערוץ ה- $m$  שבנק באופן הבא:



צילור 4.6: תאור הערוץ ה- $m$  של בנק המסננים שבצילור 4.5.

Fig. 4.6: Description of the  $m$ -th channel of the filter bank depicted in Fig. 4.6.

אות היציאה מבנק המסננים נתון ע"י :

$$\begin{aligned}
 y(k) &= \sum_{m=0}^{M-1} y_m(k) \\
 &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X_m(k) \cdot W_M^{km}
 \end{aligned}
 \tag{4.13}$$

כיוון שהמערכת שבצילור 4.5 היא מערכת יחידה,  $y(k)$  הנתון ב-(4.13) חייב להיות שווה ל- $x(k)$ . ב-[13] מוכח שדרישה זו מתקיימת אם ורק אם  $h(k)$  מקיים את התנאי הבא:

$$h(k) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k = \pm M, \pm 2M, \pm 3M, \dots \end{cases}
 \tag{4.14}$$

התנאי (4.14) אקוויולנטי לכך שסכום  $M$  תגובות התדר של מסנני ה-BPF שבנק (צילור 4.5) שווה ליחידה בכל התדרים, למרות ש- $h(k)$  אינו מסנן LPF אידיאלי.

דרך נוחה לתכנון מסנן האבטיפוס היא לפי שיטת ה- Windowing [15]. לפי שיטה זו,  $h(k)$  מתקבל ע"י כפל התגובה לדגם יחידה של מסנן LPF אידיאלי בפונקצית חלון (למשל Hanning, Hamming, Kaiser וכו'). בישום שלנו השתמשנו בפונקצית Hamming. תגובת התדר של פונקצית חלון זו מצטיינת ב- sidelobes נמוכים. התגובה לדגם יחידה של מסנן LPF סיבתי המתוכנן בדרך הנ"ל תהיה:

$$h(k) = \frac{\sin \left( \frac{\pi}{M} \left( k - \frac{L-1}{2} \right) \right)}{\frac{\pi}{M} \left( k - \frac{L-1}{2} \right)} \left\{ 0.54 - 0.46 \cos \frac{2\pi k}{L-1} \right\} \quad k=0, \dots, L-1 \quad (4.15)$$

$L$  הוא איזוגי ומהווה את אורך התגובה לדגם יחידה של המסנן. נקודות הקטעון של המסנן  $h(k)$  תהיינה נקודות הקטעון של מסנן LPF אידיאלי ז.א.  $\Omega_c = \pm \pi/M$  rad. רוחב אזור המעבר (transition band) של המסנן נקבע ע"פ האורך  $L$ . כיוון ש- $h(k)$  סימטרי ו-FIR (Finite Impulse Response) אזי הפזה שלו ליניארית.

$X_m(k)$  מהווה אם כן יצוג של אות הדבור. עבור  $m$  מסוים,  $X_m(k)$  מהווה אות יציאה ממסנן LPF (ראה ציור 4.6). על פי משפט הדגימה, ניתן לדגום את  $X_m(k)$  פעם אחת עבור כל  $D$  דגמים של אות הכניסה  $x(k)$  בתנאי ש- $D \leq M$ . כלומר מתבצעת כאן דצימציה של  $D:1$ . בדרגת הסינטזה נבצע אינטרפולציה של  $X_m(rD)$  לפי היחס ההפוך  $1:D$ . את מסנן האינטרפולציה אפשר לתכנן בדרך דומה לזו של מסנן האנליזה. התגובה לדגם יחידה שלו נתונה ע"י:

$$f(k) = \frac{\sin \left( \frac{\pi}{D} \left( k - \frac{L-1}{2} \right) \right)}{\frac{\pi}{D} \left( k - \frac{L-1}{2} \right)} \left\{ 0.54 - 0.46 \cos \frac{2\pi k}{L-1} \right\} \quad k=0, \dots, L-1 \quad (4.16)$$

המסנן  $f(k)$  מקיים את התנאים הנדרשים ממסנן אינטרפולציה לפי [16].

$X_m(k)$  עבור  $k$  מסוים מהווה  $M$  דגימות במרווחים שווים של התמרת פוריה של  $x(r)h(k-r)$ . כיוון שמכפלה זו ממשית, קיים:

$$X_m(k) = X_{((M-m))_M}^*(k) \quad (4.17)$$

כאשר  $(k)_M$  מסמן  $k$  מודולו  $M$ , לכן כאשר  $M$  זוגי, ניתן ליצג את  $x(k)$  ע"י  $M/2+1$  פרמטרים של  $X_m(k)$ .  
 $(X_0(k), \dots, X_{\frac{M}{2}}(k))$

4.3.2 ישום האנליזה באמצעות אלגוריתם ה-FFT

$X_m(k)$  מהווה  $M$  דגימות של התמרת פוריה של  $x(r)h(k-r)$ . לקבלת הדגימות הנ"ל בעזרת אלגוריתם ה-FFT (בהנחה ש- $M$  הוא חזקה של 2), יש צורך להפעיל את אלגוריתם ה-FFT על הסדרה המחזורית המתקבלת מהמשכה מחזורית של  $x(k)$  במחזור  $M$ .

לפי [13] ניתן לרשום את (4.8) באופן הבא:

$$X_m(k) = \sum_{n=0}^{M-1} x_n(k) W_M^{-nm} \quad (4.18)$$

כאשר

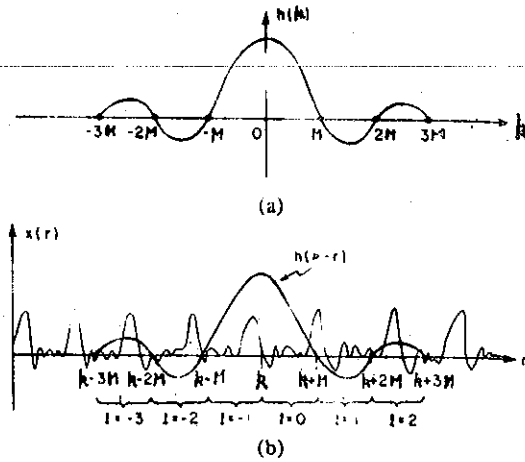
$$x_n(k) = \tilde{x}_{((n-k))_M}(k) \quad (4.19)$$

$$\tilde{x}_n(k) = \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} x(k+\ell M+n) h(-\ell M-n) \quad (4.20)$$

לכן קבלת  $X_m(k)$  בעזרת אלגוריתם ה-FFT תעשה כדלקמן (ראה ציור 4.7. הציור לקוח מ-[13]).

א. מבצעים הכפל  $x(r)h(k-r)$  (מניחים שהאורך של  $h(k)$  הוא כפולה של  $M$  ועוד אחד).

ב. מחלקים את הסדרה המתקבלת מ- (א) לתתי סדרות שאורך כל אחת מהן  $M$ , כך שהדגם  $x(k)$  (עבור  $k$  המסוים בו דנים) הוא נקודת ההתחלה של אחת הסדרות. מתקבלות תתי הסדרות  $x_n^{(\ell)}(k)$ .



ציוור 4.7: (a) תגובה לדגם יחידה של מסנן LPF. (b)  $h(k)$  מוזז ביחס לאות הכניסה  $x(r)$ .

Fig. 4.7: (a) Typical unit-sample response for prototype low-pass filter.

(b)  $h(k)$  shifted and superimposed on input sequence  $x(r)$ .

ג. מסכמים את תוצאות הסדרות  $x_n^{(\ell)}(k)$  לקבלת  $\tilde{x}_n(k)$  לפי:

$$\tilde{x}_n(k) = \sum_{\ell} x_n^{(\ell)}(k) \quad (4.21)$$

ד. מבצעים חזרה ציקלית (באורך  $k$ ) של הסדרה  $\tilde{x}_n(k)$  ומתקבלת הסדרה  $x_n(k)$ .

$$x_n(k) = \tilde{x}_n((n-k))_M(k) \quad (4.22)$$

ה. מפעילים אלגוריתם ה-FFT על  $M$  הנקודות של הסדרה  $x_n(k)$  לקבלת (4.8).

4.3.3 ישום הסינטזה באמצעות אלגוריתם ה-FFT

כאמור אם  $h(k)$  מקיימת את (4.14) ניתן לקבל את  $x(k)$  מתוך :

$$x(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X_m(k) W_M^{km} \quad (4.23)$$

לפי (4.23),  $x(k)$  מתקבל ע"י הזזה ספקטרלית של כל אחד מ- $M$  האותות  $X_m(k)$  שב- $\text{baseband}$  לסביבות החדר  $\Omega_m = \frac{2\pi m}{M}$  rad, וסכום האותות המתקבלים.

כיוון שבדרגת האנליזה מבצעים דצימציה ביחס  $D:1$ , אזי האותות בכניסת דרגת הסינטזה יהיו  $X_m(rD)$  ולא  $X_m(r)$ . ברור שניתן לקבל את  $x(k)$  ע"י אינטרפולציה (ביחס  $1:D$ ) של  $X_m(rD)$  והפעלת הנוסחה (4.23). כיוון ש- $X_m(k)$  שבנוסחה (4.23) תלוי ב- $k$ , לבטוי (4.23) אין צורה של התמרת DFT הפוכה.

ב- [13] מתוארת שיטה לישום הנוסחה (4.24) תוך ניצול אלגוריתם ה-FFT. בשיטה זו, בנוסף לחסכון במספר החישובים המתקבל מעצם השימוש ב-FFT, מספר החישובים הדרוש לביצוע האינטרפולציה קטן בפקטור של  $M$ .

נסמן ב- $S_m(r)$  את אותות הכניסה לדרגת הסינטזה.

$$S_m(r) = X_m(rD) \quad \forall r, m=0, \dots, M-1 \quad (4.24)$$

תהי  $f(k)$  התגובה לדגם יחידה של מסנן אינטרפולציה  $1:D$  מסוג FIR שאורכו  $2QD+1$ . האות לאחר האינטרפולציה נתון ע"י :

$$X_m(k) = \sum_{r=L^-}^{L^+} f(k-rD) S_m(r) \quad (4.25)$$

גבולות הסכימה ב-(4.25) נקבעו ע"פ האורך של  $f(k)$  ונתונים ע"פ:

$$\begin{aligned} L^+(k) &= \left\lceil \frac{k}{D} \right\rceil + Q \\ L^-(k) &= \left\lfloor \frac{k}{D} \right\rfloor - Q + 1 \end{aligned} \quad (4.26)$$



[N] מצילין את הערך השלם של N.

הצבת (4.25) לתוך (4.23) תתן :

$$x(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \sum_{r=L^-}^{L^+} f(k-rD) s_m(r) \right\} W_M^{km} \quad (4.27)$$

החלפת סדר הסכימה בביטוי (4.27) תתן :

$$x(k) = \sum_{r=L^-}^{L^+} f(k-rD) s_k(r) \quad (4.28)$$

כאשר

$$s_k(r) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} s_m(r) W_M^{km} \quad (4.29)$$

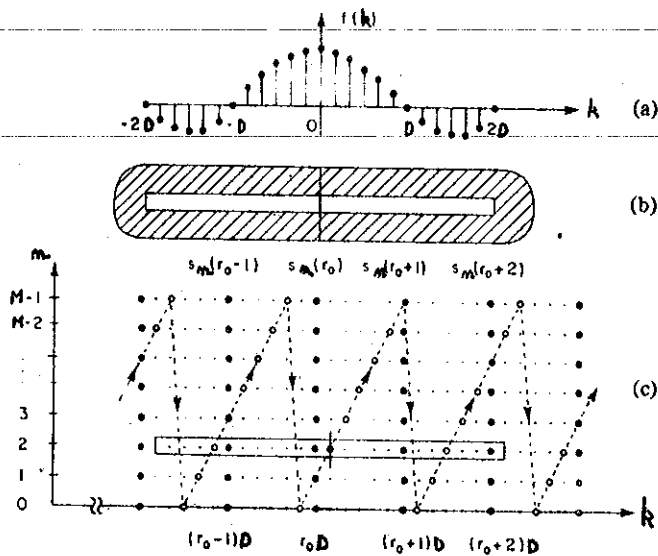
לכן עבור ערך מסוים של  $r$ ,  $s_k(r)$  הוא התמרה DFT הפוכה ולכן ניתנת לחישוב בעזרת אלגוריתם FFT.  $s_k(r)$  היא סדרה מחזורית ב- $k$  עם מחזור - $M$ . כיוון שאלגוריתם ה-FFT מחשב ערכי מחזור אחד בלבד ( $k=0, \dots, M-1$ ), יש להבין את האינדקס  $k$  שבבטוי (4.29) כ- $((k))_M$ .

הנוסחאות (4.29), (4.28) מהוות את הבסיס לסינטזה. הדרך לקבלת  $x(k)$  מתוך  $X_m(rD)$  תהיה כדלקמן:

א. מחשבים את  $s_n(r)$  מתוך  $S_m(r)$  בעזרת FFT בהתאם ל-(4.29).

ב. מבצעים אינטרפולציה על התוצאה בהתאם ל-(4.28).

תהליך זה מודגם בציור 4.8 (הציור לקוח מ-[13]). עבור כל ערך יציאה, נדמיין מסיכה שמוציאה  $2Q$  ערכים של  $s_n(r)$ . מערכים אלו ומ-(4.28) מקבלים את  $x(k)$ . ערכים עוקבים של  $x(k)$  יחושבו ע"י הזזת המסיכה צעד אחד בכל פעם לאורך הקו  $n = k \bmod M$  ושימוש ב-(4.28).



- ציור 4.8: (a) תגובה לדגם יחידה של מסנן אינטרפולציה (1:D). (b) "מסיכה" להוצאת ערכי  $s_n(r)$  הדרושים לאינטרפולציה. (c) מטריצה המתארת וקטורי הכניסה  $s_n(r)$  (לאחר הפעלת FFT). • מסמנת נקודות עבור  $s_n(r) = x_n(rD)$ . • מסמנת נקודות עבור  $x(k) = x_k(k)$ .

**Fig. 4.8:** (a) Typical unit-sample response for  $l:D$  FIR digital interpolating filter. (b) Mask to extract values required for interpolation using  $f(k)$ . (c) Net associated with  $s_n(r)$ .  
 • indicates points representing  $s_n(r) = x_n(rD)$ .  
 • indicates points representing  $x(k) = x_k(k)$ .

4.4 מספר פעולות החישוב במערכת (ציור 4.1) לסנון אות דבור מהדים

בסעיף זה נחשב את מספר הכפלים והחיבורים הדרושים לשם סינון אות דבור מהדים, בעזרת המערכת שתוארה בסעיף 4.1.

החישוב נעשה בהנחה שהאנליזה והסינטזה מבוצעים כהתאם למתואר בסעיפים 4.3.2, 4.3.3. כמו כן, כל אחד מהמסננים האדפטיביים פועל על פי אלגוריתם

LMS קומפלקסי הנתון ב-(3.78). מספר פעולות החישוב יהיה פונקציה של פרמטרי המערכת הבאים:

$L_a$  - אורך התגובה לדגם יחידה של מסנן ה-LPF שבאנליזה.

$L_s$  - אורך התגובה לדגם יחידה של מסנן האינטרפולציה.

$M$  - אורך סדרת ה-FFT.

$D$  - יחס הדיצימציה באנליזה.

$N$  - מספר מקדמי המסנן האדפטיבי (השתמשנו באותו מספר מקדמים עבור כל המסננים האדפטיביים כפי שמוסבר בסעיף 4.5.5).

$NF$  - מספר המסננים האדפטיביים.

טבלה 4.1 מתארת את מספר הפעולות הנדרשות בכל דרגה.

טבלה 4.1: מספר פעולות החישוב לדגם כניסה בדרגות השונות של המערכת לסנון אות דבור מהדים שבציור 4.1.

Table 4.1: No. of computations (per input sample) at various stages of the dereverberation system depicted in Fig. 4.1.

הדרגה stage	מספר מכפלות לדגם כניסה No. of multiplications per-input sample	מספר חיבורים לדגם כניסה No. of additions per input sample
אנליזה analysis	$\frac{1}{D} (L_a + 2M \log_2 M)$	$\frac{1}{D} (L_a - M - 1 + 2M \log_2 M)$
אדפטיבית adaptive	$\frac{NF}{D} (8N + 2)$	$\frac{NF}{D} (4N)$
סינתזה synthesis	$\frac{1}{D} (L_s - 1 + 2M \log_2 M)$	$\frac{1}{D} (L_s - D - 1 + 2M \log_2 M)$

סה"כ מספר המכפלות לדגם כניסה יהיה:

$$\# M = \frac{1}{D} (4M \log_2 M + (8N+2)NF + La + Ls - 1) \quad (4.30)$$

סה"כ מספר החיבורים לדגם כניסה יהיה:

$$\# A = \frac{1}{D} (4M \log_2 M + 4NNF + La + Ls - M - D - 2) \quad (4.31)$$

#### 4.5 שיקולים בבחירת פרמטרי המערכת

נתאר בסעיף זה את השיקולים המנחים בבחירת פרמטרי המערכת לאור הדיון בסעיפים הקודמים. הפרמטרים (לפי הסימון שבסעיף 4.4) הם:  $\mu$ ,  $\tau_{mse}$ ,  $N$ ,  $D$ ,  $NF$ ,  $La$ ,  $Ls$ ,  $M$ .

$(\mu, \tau_{mse}, N)$  מתיחסים לכל אחד מהמסננים האדפטיביים. בכל הדיון  $T$  יסמן את מחזור הדגימה של אותות הכניסה למערכת. השתמשנו ב-  $T = 0.1 \text{ msec}$  עבור אותות בעלי רוחב סרט  $0.2 - 3.2 \text{ kHz}$ .

##### 4.5.1 אורך סדרת ה-FFT - $M$

$M$  קובע את רוחב הסרט  $\Delta\omega$  של כל אחד מפסלי התדר לפי:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{MT} \text{ rad/sec} \quad (4.32)$$

לכן  $M$  יקבע לפי שתי דרישות. האחת להשגת  $\Delta\omega$  מסוים והשניה  $M$  חייב להיות מספר שניתן לבטוי כחזקה של 2 (עקב השמוש ב-FFT).

בסעיף 4.1 דרשנו שבכל אחד מפסלי התדר תופיע הרמוניה אחת של אות הדבור. בהנחה שהתדר היסודי של אות הדבור הוא  $100\text{Hz}$ , רוחב הסרט  $\Delta\omega$  הדרוש יהיה  $200\pi \text{ rad/sec}$ . עבור  $T = 0.1 \text{ msec}$ ,  $M = 128$ , נקבל  $\Delta\omega \approx 156 \text{ rad/sec}$ .

הערה: הצורך ש- $M$  יהיה מספר שהוא חזקה של 2 אינו מגבלה רצינית כי ניתן לקבל  $\Delta\omega$  רצוני ע"י הגדלת קצב הדגימה.

## 4.5.2 מסנן האנליזה

מסנן האנליזה  $h(k)$  חייב לקיים שני תנאים :

א. בסעיף 4.3.1 דרשנו :

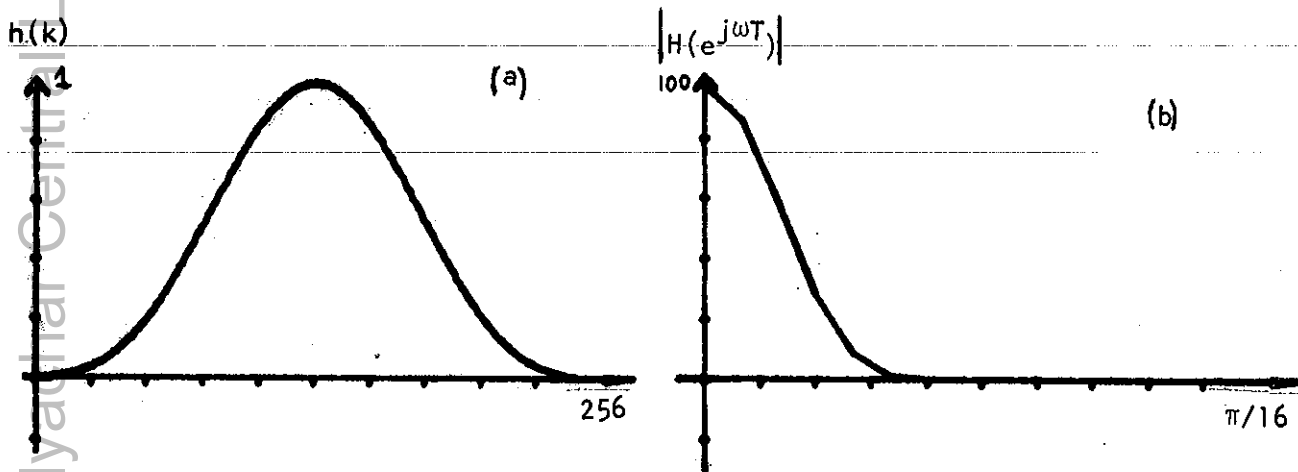
$$h(k) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k = \pm M, \pm 2M, \pm 3M \end{cases} \quad (4.14)$$

ב. לקבלת פסי תדר שאינם חופפים, נקודות הקטעון של  $h(k)$  צריכות לחמץ ב-  
 $\Omega_c = \pm\pi/M \text{ rad}$

מסנן שתגובתו לדגם יחידה נתונה ב-(4.15) מקיים שני תנאים אלו. מ-(4.14)  
 נובע שהאורך הזמני של המסנן  $(L_a)$ , חייב לקיים :

$$L_a = 2QM + 1 \quad (Q - \text{שלם}) \quad (4.33)$$

$L_a$  קובע את רוחב אזור המעבר (transition band) של המסנן. ככל ש- $L_a$   
 גדול כך רוחב זה קטן אך מספר החישובים באנליזה גדל, בנוסף כליון שעובדים עם  
 אותות דבור (אותות קוודזיסטטציונרליים),  $LaT$  חייב להיות מספיק קצר  
 (10-15msec לפי [12]) על מנת שאותות ה-STFT ישקפו שינויים מהירים באות  
 הדבור (עבור אותיות כמו  $P, b$  (וכו!)) ומאידך, על מנת שאמפליטודת הספקטרום לא  
 תושפע מעובדת המצאותו או אי-המצאותו של ה-Pitch בתוך התחום שבו  $h(k)$  שונה  
 מאפס, רצוי ש- $LaT$  יהיה לפחות 15msec [12]. בדרך כלל עבור אותות דבור נהוג  
 לבחור  $LaT \approx 25 \text{ msec}$ . ניתן לסכם ולומר שעבור  $M = 128$ ,  $T = 10^{-4} \text{ sec}$ ,  
 בחירת  $L_a = 257$  עונה על תדרישות שהוצגו לעיל. ציור 4.9 מתאר את התגובה לדגם  
 יחידה ואת תגובת התדר של מסנן האנליזה בו השתמשנו.



ציור 4.9: (a) תגובה לדגם יחידה של מסנן האנליזה. (b) תגובת התדר של מסנן האנליזה.

Fig. 4.9: (a) Impulse response of the analysis filter. (b) Frequency response of the analysis filter.

4.5.3 מסנן האינטרפולציה

לפי [16] רצוי שמסנן האינטרפולציה  $f(k)$  יהיה מסנן FIR ושתגובתו לדגם יחידה תקיים:

$$f(k) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k = \pm D, \pm 2D, \pm 3D, \dots \end{cases} \quad (4.34)$$

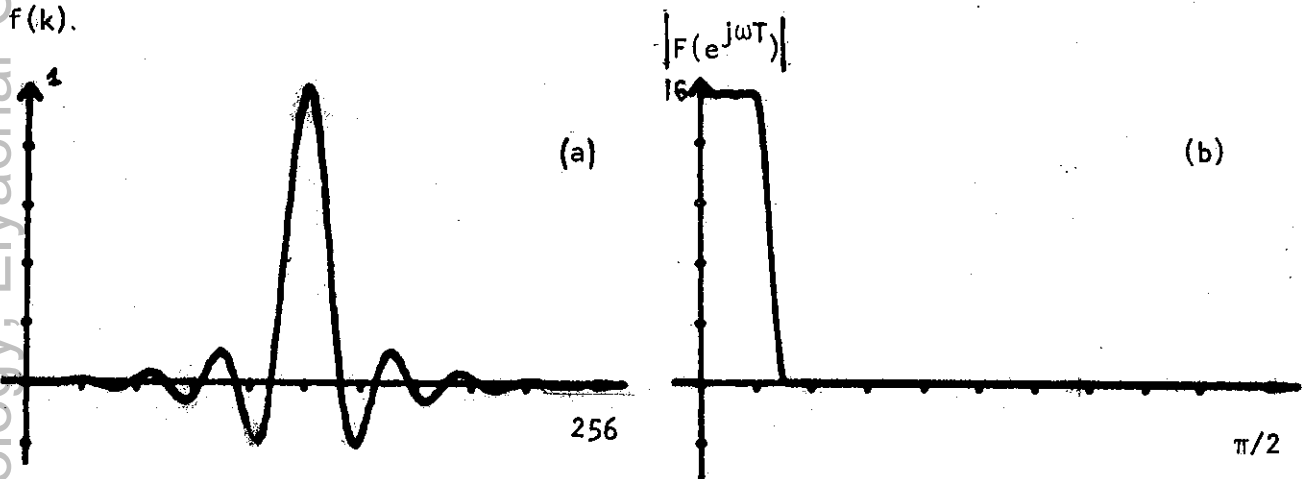
מ-(4.34) נובע שהאורך של  $f(k)$ ,  $L_s$ , חייב לקיים:

$$L_s = 2QD + 1 \quad (Q \text{ שלם}) \quad (4.35)$$

מסנן שתגובתו לדגם יחידה נתונה ב-(4.16) מקיים תנאים אלו. גם כאן  $L_s$  קובע באיזו מידה המסנן  $f(k)$  קרוב ל-LPF אידיאלי. ככל ש- $L_s$  ארוך יותר כך המסנן קרוב יותר למסנן אידיאלי אך מספר החישובים בדרגת הסינטז גדל. כיוון שבישום

שלנו נשתמש ב- $D \ll M$  (ראה סעיף 4.5.6), אין דרישות חמורות על מסנן זה. אנו בחרנו להשתמש ב- $L_s = 257$ .

ציור 4.10 מתאר את התגובה לדגם יחידה ואת תגובת התדר של מסנן האינטרפולציה.



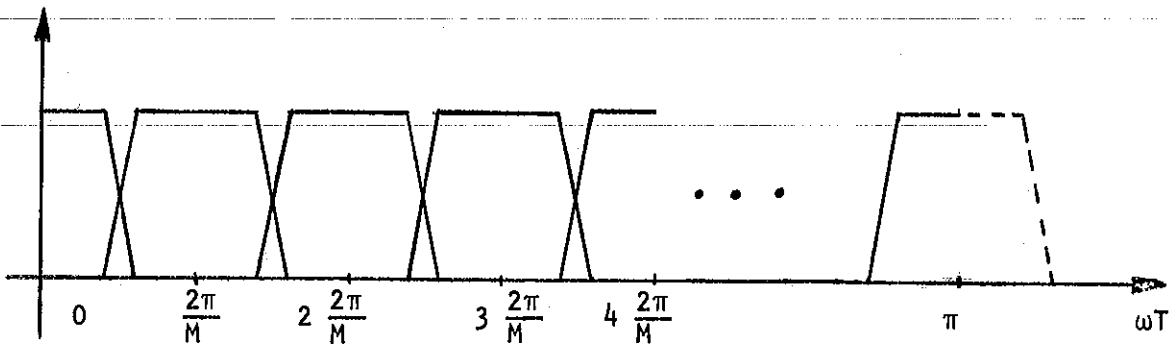
ציור 4.10: (a) תגובה לדגם יחידה של מסנן האינטרפולציה. (b) תגובת התדר של מסנן האינטרפולציה.

Fig. 4.10: (a) Impulse response of the interpolation filter. (b) Frequency response of the interpolation filter.

#### 4.5.4 מספר מסננים אדפטיביים - NF

בסעיף 4.3.1 נאמר שניתן ליצג את  $x(k)$  באמצעות הערכים  $\{X_0(k), X(k), \dots, X_{\frac{M}{2}}(k)\}$ . לכן, כאשר קצב הדגימה של אות המקור שווה לקצב

ניקוויסט, נזדקק ל- $(M/2 + 1)$  מסננים אדפטיביים. (נצול מלא של כל תחום התדרים), אולם כאשר קצב הדגימה גדול מקצב ניקוויסט ניתן להסתפק בפחות מסננים. ציור 4.11 מתאר את מיקום פסי התדר  $(0, \dots, M/2)$  בציר התדירות.



ציור 4.11: מיקום פסי התדר בציר התדירות.

Fig. 4.11: Location of the frequency bands.

את מספר המסננים ואת פסי התדר עליהם יפעלו, ניתן לקבוע מתוך רוחב הסרט של אותות הכניסה למערכת ובעזרת ציור 4.11. עבור אות דבור בעל רוחב סרט 0.2 - 3.2 kHz הדגום בקצב של 10 kHz ועבור  $M = 128$ , נזדקק ל-39 מסננים אדפטיביים שיפעלו על פסי התדר 41 - 2.

#### 4.5.5 מספר מקדמי המסנן האדפטיבי - $N$

מהדיון בסעיף 3.8 נובע שיש צורך לבחור לכל מסנן אדפטיבי מספר מקדמים "מספיק גדול" כך שהתנאים שב-(3.100) יתקיימו. כיוון שאין סיבה מיוחדת לבחור לכל מסנן מספר מקדמים שונה, בחרנו אותו מספר מקדמים לכל אחד מהמסננים. הבחירה הסופית של מספר המקדמים נעשתה בסימולציות תוך שימוש בקריטריון ההתאמה הספקטרלית שתואר בסעיף 3.11. סעיף 4.5.8 דן בנושא זה.

#### 4.5.6 יחס תדצימציה - $D$

ערכו של  $D$  נקבע מהשיקולים הבאים:

א.  $D \leq M$  (ראה סעיף 4.3.1).

ב. מספר החישובים לדגם כניסה יחסי ל- $1/D$ , לכן רצוי לעבוד ב- $D$  גדול ככל האפשר.



ג. כיוון שדנים באותות דבור שהם קוודזיסטטציונריים, ככל ש-D גדול יותר כך האותות  $X_m(k)$  (תמהווים את אותות הכניסה למסנן האדפטיבי ה-m) יחיו פחות סטטציונריים, דבר שיקשה על התכנסות המסנן האדפטיבי. כיוון שאופי האותות משפיע על הערך הרצוי של D, בחירתו נעשתה מתוך סימולציות ובעזרת קריטריון ההתאמה הספקטרלית. תוצאות הסימולציה מתוארות בסעיף 4.5.8.

4.5.7 קבוע זמן התכנסות של המסנן האדפטיבי -  $\tau_{mse}$

קבוע זמן ההתכנסות של המסנן האדפטיבי הוא פרמטר דומיננטי במערכת. מעשית, רצוי לבחור לכל מסנן את קבוע זמן ההתכנסות המתאים לו ביותר, בהתאם לאופי האותות באותו פס תדר עליו הוא פועל. נקיטת דרך זו מגדילה את מספר דרגות החופש במערכת ועל כן קשה לישום. אנו בחרנו להפעיל את כל המסננים עם אותו ערך של  $\tau_{mse}$ .

מהדיון בסעיף 4.2 קשה להסיק מסקנות על קבוע זמן ההתכנסות הרצוי, כיוון שהדיון נעשה עבור אותות סטטציונריים בלבד.

עבור אות דבור קולי, יש לבחור את  $\tau_{mse}$  של כל מסנן, כך שהוא יצליח לעקוב אחרי שנויי ה-Pitch של אות המקור. כידוע, ה-Pitch משתנה בגבולות 10-50Hz ולכן  $\tau_e$  חייב להמצא בגבולות 20-100 msec.  $\tau_{mse}$  יהיה בגבולות (10-50msec).

גם במקרה זה בחירת  $\tau_{mse}$  האופטימלי נעשתה בעזרת סימולציות ותוך שימוש בקריטריון ההתאמה הספקטרלית. תוצאות הסימולציה מתוארות בסעיף 4.5.8.

4.5.8 קביעת N,  $\tau_{mse}$ , D על פי קריטריון ההתאמה הספקטרלית

לצורך קביעת ערכי N,  $\tau_{mse}$ , D האופטימליים, חישבנו את המרחק הממוצע בין מעטפת ספקטרום ההספק של אות הדבור המקורי לבין מעטפת ספקטרום ההספק של האות המעובד (לאחר שחלפו תופעות המעבר הקשורות בהתכנסות המסננים האדפטיביים) בתלות בערכי N,  $\tau_{mse}$ , D. שאר הפרמטרים במערכת נקבעו בהתאם לשיקולים שהוסברו לעיל וערכם היה:

$$La = 257, \quad Ls = 257, \quad M = 128, \quad NF = 39.$$

אותות הכניסה למערכת התקבלו מתוצאת הקונבולוציה של אות המקור עם התגובות לדגם יחידה של החדר  $h(k)$ ,  $g(k)$  הנתונות בציור 2.5. (ראה סעיף 3.12).

ציור 4.12 מתאר את תלות המרחק הממוצע  $\bar{d}_{sy}$  כפונקציה של  $\tau_{mse}$  עבור ערכי דצימציה 16,  $D = 8$  ועבור  $N = 4$ . ציור 4.13 מתאר את תלות המרחק הממוצע כפונקציה של  $\tau_{mse}$  עבור  $D = 16$  ועבור  $N = 2, 4, 6$ .

מתוך הציורים 4.12, 4.13 מסיקים שערכי  $\tau_{mse}$ ,  $N$ ,  $D$  האופטימליים הם:

$$\tau_{mse} = 53 \text{ msec}, D = 16, N = 4$$

עבור ערכים אלו, המעטפת הספקטרלית של האות המעובד "קרובה" ביותר (בממוצע) לזו של אות המקור. מציור 4.13 רואים שהמרחק הממוצע המינימלי המתקבל משמוש ב-6 מקדמים גדול מזה המתקבל משמוש ב-4 מקדמים וזאת מסיבות דומות לאלו שהוסברו במקרה של סנון אדפטיבי ישיר בסעיף 3.12.  $\tau_{mse}$  של המסנן האדפטיבי נמדד למעשה במספר איטרציות. ערכו יהיה:

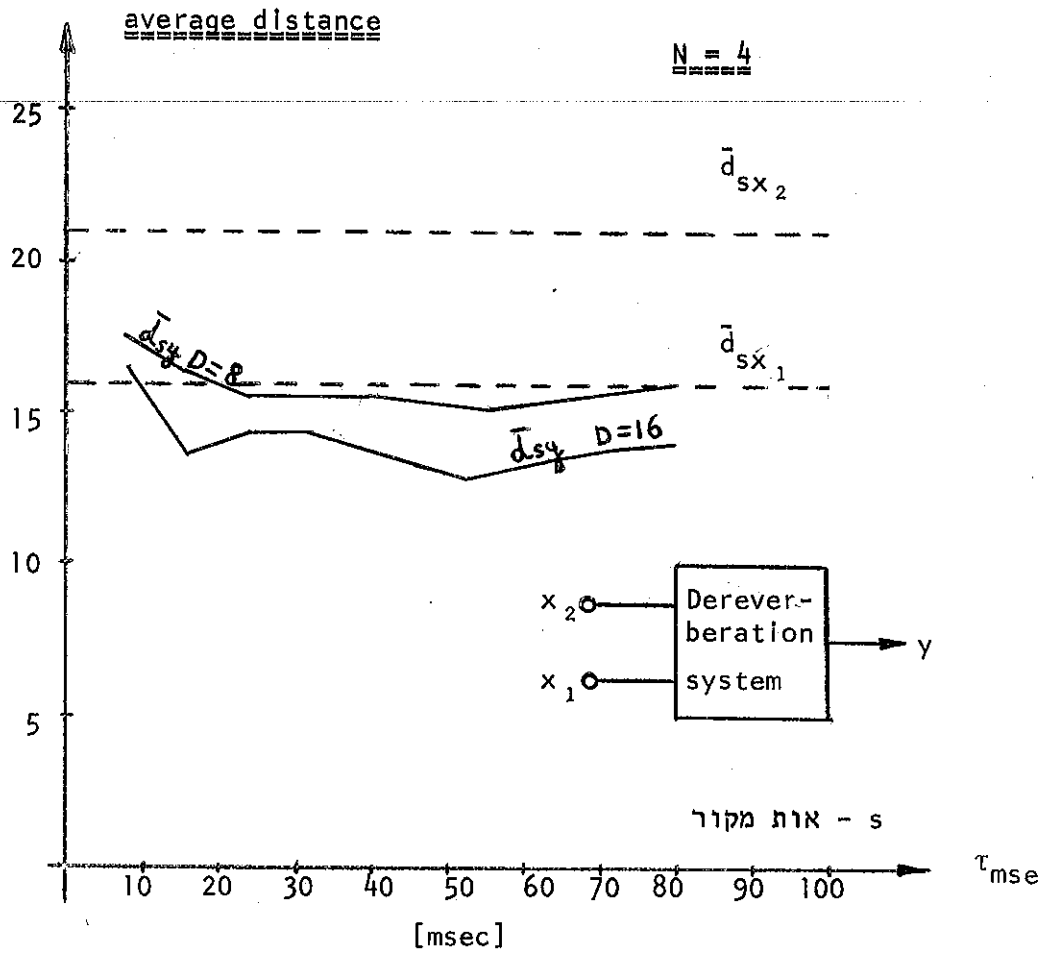
$$\tau_{mse} [\text{iterations}] = \frac{\tau_{mse} [\text{sec}]}{DT} \quad (4.36)$$

כאשר  $T$  - הוא מחזור הדגימה של אותות הכניסה למערכת ו-  $D$  יחס הדצימציה. עבור  $T = 0.1 \text{ msec}$ ,  $D = 16$ ,  $\tau_{mse} = 53 \text{ msec}$ , נקבל  $\tau_{mse} = 33 \text{ iterations}$ .

בדומה למקרה של סנון אדפטיבי ישיר, גם כאן קיימת חשיבות לסדר הכניסות למערכת. בכל הסימולציות שבצענו (עבור האותות ששמשו לבדיקה הנ"ל ועבור אותות שהוקלטו) הסתבר שמתקבלות תוצאות טובות יותר כאשר האות המכיל יותר הדים (עבורו המרחק הממוצע גדול יותר) מזין את הכניסה הראשית. במקרה הנוכחי סדר הכניסות האופטימלי מתואר בציור 4.12 (במקרה זה  $\bar{d}_{sx_2} > \bar{d}_{sx_1}$ ).

ציור 4.14 מתאר את פונקציות המרחק הבאות: (a)  $d_{sx_1}(t)$  - (b)  $d_{sx_2}(t)$  - (c), (d) מתארים את  $d_{sy}(t)$  עבור סדר כניסות שונה בתנאים של הפרמטרים האופטימליים.

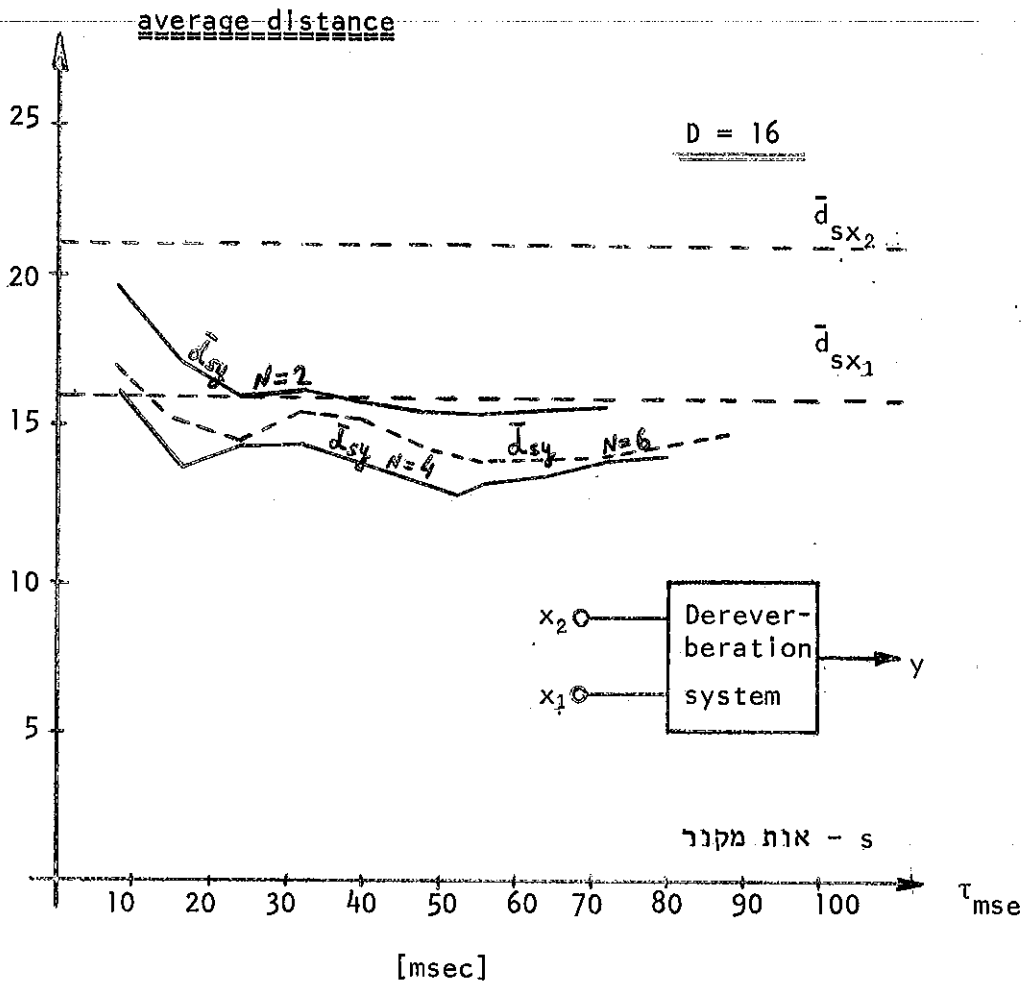
לאשור התוצאות שהתקבלו בסעיף זה (פרמטרים וסדר כניסות אופטימליים), האזנו לאותות המעובדים כאשר הפרמטרים היו בסביבות האופטימום הנ"ל ועבור סדר כניסות שונה למערכת. תוצאות השמיעה אשרו המסקנות שהתקבלו על סמך קריטריון ההתאמה הספקטרלית.



ציר 4.12: מרחק ממוצע בין מעטפת ספקטרום ההספק של אות המקור לבין:  
 א. המעטפת הספקטלית של כל אחד מאותות הכניסה למערכת.  
 ב. המעטפת הספקטלית של האות המעובד כפונקציה של  $\tau_{msec}$  עבור  $N=4$  ו עבור  $D=8,16$ .

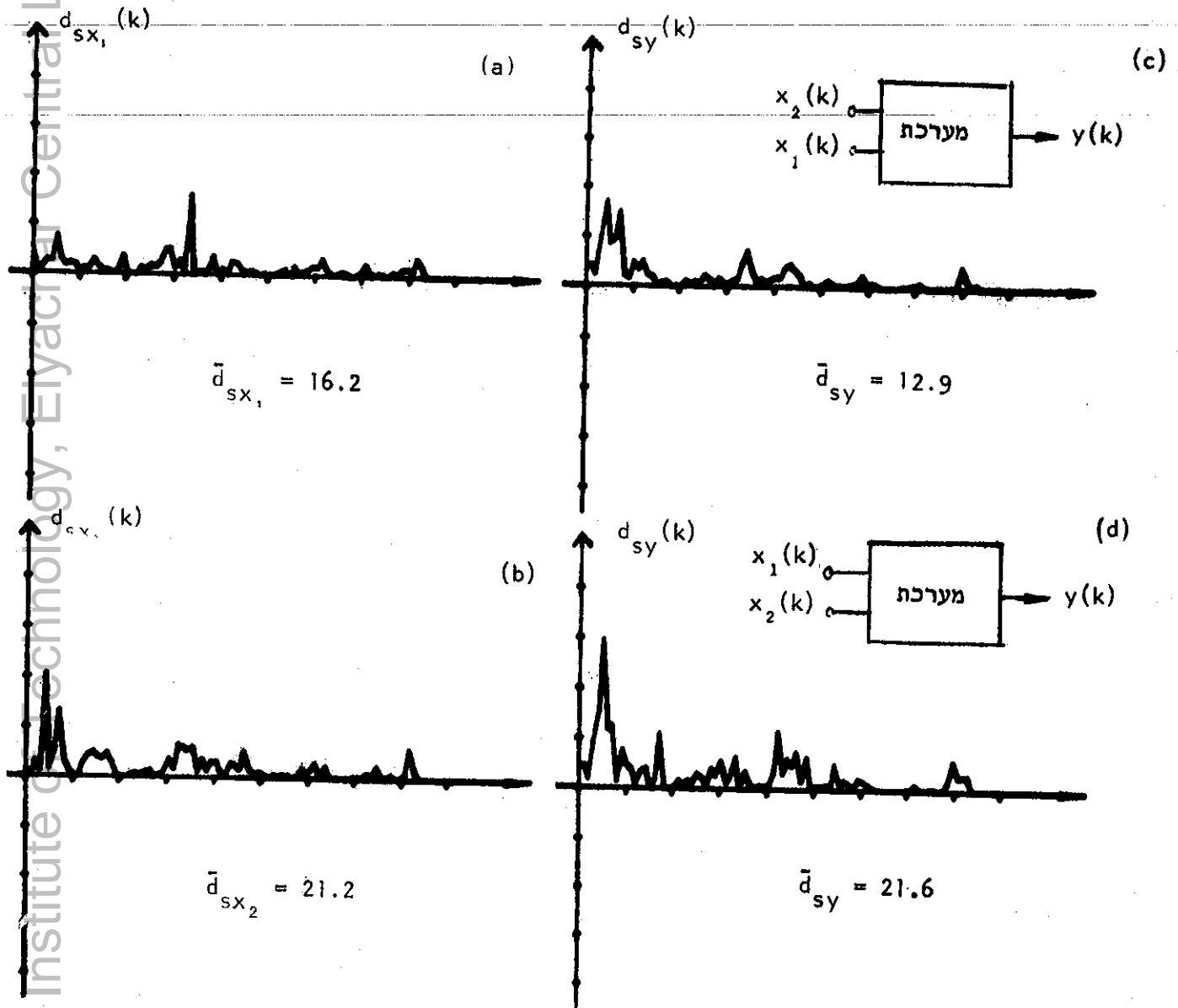
Fig. 4.12: Average distance between the power spectral envelop of the source signal and:

- (a) The power spectral envelop of each input signal.
- (b) The power spectral envelop of the processed speech, as a function of  $\tau_{msec}$  for  $D=8,16$  and for  $N=4$ .



צור 4.13: מרחק ממוצע בין מעטפת ספקטרום ההספק של אוח המקור לבין  
 א. מעטפת ספקטרום ההספק של כל אחד מאוחות הכניסה למערכת.  
 ב. מעטפת ספקטרום ההספק של האוח המעובד כפונקציה של  $\tau_{mse}$   
 עבור  $D = 16$  ועבור  $N = 2, 4, 6$ .

Fig. 4.13: Average distance between the power spectral envelop of the source signal and:  
 (a) The power spectral envelop of each input signal.  
 (b) The power spectral envelop of the processed speech as function of  $\tau_{mse}$  for  $D = 16$  and for  $N = 2, 4, 6$ .



ציור 4.14: פונקציות המרחק בין מעטפת ספקטרום ההספק של אות המקור לבין :

(a), (b) - מעטפת ספקטרום ההספק של כל אחד מאותות הכניסה למערכת

(c), (d) - מעטפת ספקטרום ההספק של אות היציאה מהמסנן עבור

פרמטרים אופטימליים ועבור סדר כניסות שונה.

Fig. 4.14: Distance functions between the power spectral envelope of the source signal and : (a), (b) The power spectral envelope of each system input signal. (c), (d) The power spectral envelope of the filtered signal for optimal parameters and for different inputs ordering.

4.5.9 מקדם הצעד  $\mu$

מקדם הצעד של המסנן האדפטיבי הפועל בפס התדר ה- $m$ ,  $\mu_m$ , יחושב מתוך הערך של  $\tau_{mse}$  האופטימלי.

בסעיף 3.8 ראינו שאות השגיאה הרבועית הממוצעת מורכב ממספר סדרות גאומטריות (מספרם כמספר האותות הסינוסואידליים שבכניסת היחוס), כאשר קבוע זמן ההתכנסות של הסדרה ה- $p$  נתון לפי (3.103) והוא:

$$\tau_{mse_p} = \frac{1}{4\mu_m N C_p^2} \text{ iterations} \quad (4.37)$$

בהנחה שהספק הרמונית אות המקור בפס התדר הנדון גדול מהספק הרמוניות ההדים באותו פס תדר, אפשר לומר שהשפעת הרמונית אות המקור על קבוע זמן התכנסות המסנן היא הדומיננטית. נוכל לרשום:

$$\tau_{mse} = \frac{1}{4\mu_m N C_m^2} \text{ iterations} \quad (4.38)$$

כאשר  $\tau_{mse}$  הוא קבוע זמן ההתכנסות של המסנן האדפטיבי בפס התדר ה- $m$ ,  $C_m^2$  הספק הרמונית אות המקור באותו פס תדר. באותה הנחה שהוזכרה לעיל, ניתן לומר שהספק הממוצע של אות כניסת היחוס בפס התדר ה- $m$ ,  $\bar{P}_m$ , שווה בקירוב להספק הרמונית אות המקור באותו פס תדר, כלומר:

$$\bar{P}_m = \frac{1}{LW} \sum_{kD=1}^{LW} |X_{2_m}(kD)|^2 \quad (4.39)$$

$$\approx C_m^2$$

$X_{2_m}(kD)$  הוא אות כניסת היחוס, המתקבל מה-STFT של אות היציאה מהמיקרופון המתאים.  $LW$  הוא האורך של חלון מיצוע מלבני (נסביר בהמשך את השיקולים בבחירתו). מתוך (4.38), (4.39), (3.103) נקבל:

$$\begin{aligned} \mu_m &= \frac{1}{4N\bar{P}_m \tau_{mse}} \\ &= \frac{BW}{4N\bar{P}_m} \end{aligned} \quad (4.40)$$

כיוון שאות הדבור אינו סטטציונרי, נראה היה שרצוי למצג את הספק אות כניסת היחוס על פני קטעי אות דבור קצרים יחסית (למשל 512 נקודות עבור קצב דגימה של 10kHz) ולחשב לכל קטע כזה את  $\mu_m$  של המסנן האדפטיבי לפי (4.40). נקיטת דרך זו היתה מחליפת עבודה עם  $\mu_m$  המשתנה בזמן. חקירת המסנן האדפטיבי עבור  $\mu$  המשתנה בזמן חורגת ממסגרת עבודה זו. (מספר סימולציות שבוצעו עם  $\mu_m$  משתנה בזמן לא נתנו תוצאות טובות). מנסיוננו נוכחנו לדעת שתוצאות אופטימליות מתקבלות כאשר מיצוע ההספק נעשה על פני קטע ארוך יחסית של אות הדבור (בערך כ-1sec) ועבודה עם  $\mu$  קבוע בזמן לכל אחד מהמסננים האדפטיביים. בהתחשב בדצימציה הערך של LW יתקבל לפי:  $LW = 1sec/DT$ .

מעשית נחשב את  $\bar{P}_m$  על סמך קטע התחלתי של אות הדבור אותו מעונינים לעבד ונחשב את  $\mu_m$  עבור כל אחד מהמסננים האדפטיביים לפי (4.40). כיוון שהפעולות הכרוכות בחישוב ערכי  $\mu_m$  נעשות פעם אחת בלבד עבור אות דבור נתון, המספר הממוצע של פעולות החישוב לדגם כניסה הדרושות למטרה זו זניח ביחס למספר הכולל של פעולות החישוב הנדרשות לכל דגם כניסה. (ראה סעיף 4.4). במקרה הגבולי בו המיצוע נעשה על פני כל קטע אות הדבור הנתון, נזדקק ל-8 כפלים ול-8 חיבורים (לדגם כניסה) לצורך חישוב  $\{\bar{P}_m\}_{m=0}^{M/2}$ .

#### 4.6 פרמטרים אופטימליים להפעלת המערכת

לאור הדיון בסעיף 4.5, ניתן להמליץ על סט הפרמטרים הבא כפרמטרים אופטימליים.

$$T = 10^{-4} \text{ sec} - \text{ מחזור הדגימה של אותות הכניסה למערכת.}$$

$L_a = 257 \text{ samples}$  - אורך התגובה לדגם יחידה של מסנן האנליזה. התגובה לדגם יחידה נתונה ב-(4.15).

$L_s = 257 \text{ samples}$  - אורך התגובה לדגם יחידה של מסנן האינטרפולציה. התגובה לדגם יחידה נתונה ב-(4.16).

$M = 128$  - אורך סדרת ה-DFT.

$D = 16$  - יחס-הדצימציה.

$NF = 39$  - מספר המסננים האדפטיביים הפועלים על פסי תדר בתחום

0.2 - 3.2kHz.

המסננים האדפטיביים יפעלו על פסי התדר 41 - 2.

$\tau_{mse} = 33$  iterations - קבוע זמן ההתכנסות לכל אחד מהמסננים האדפטיביים.

$N = 4$  - מספר מקדמים לכל אחד מהמסננים האדפטיביים.

$\mu_m (m=2, \dots, 41)$  - מקדם הצעד למסנן האדפטיבי הפועל בפסי התדר ה-m.

$\mu_m$  מחושב לפי (4.39), (4.40).

ניתן לראות פרמטרים אלו כפרמטרים מכסימליים ויתכן שבמקרים קלים יחסית (יחס אות להד בכניסת המערכת גדול) ניתן לחסוך במספר החישובים על ידי שימוש ב-  $M = 64$  למשל. עבור פרמטרים אלו, מספר המכפלות לדגם כניסה (לפי (4.30)) הוא 339 ואילו מספר החיבורים לדגם כניסה (לפי (4.31)) הוא 286.

ציור 4.15 מתאר תוצאות העבוד (בצורת ספקטרוגרמות) של המשפט "שלום על ישראל" במערכת שתוארה לעיל, עבור פרמטרים וסדר כניסות אופטימליים. אותות הכניסה למערכת התקבלו מתוצאת הקונבולוציה של המשפט הנ"ל עם התגובות לדגם יחידה של החדר המתוארות בציור 2.5.

מתוך הספקטרוגרמות רואים לרידה ניכרת בכמות ההדים באות המסונן לעומת זו של אות הכניסה. כמו כן המבנה הספקטראלי של אות המקור נשמר בקירוב די טוב באות המסונן. האזנה למשפט המעובד מאשרת מסקנות אלו.

בנספח ב' מצורפות 3 תוכניות מחשב שמבצעות סימולציה למערכת שהוצגה בפרק זה.

התוכנית PSTFTA מבצעת סימולציה לדרגת האנליזה.

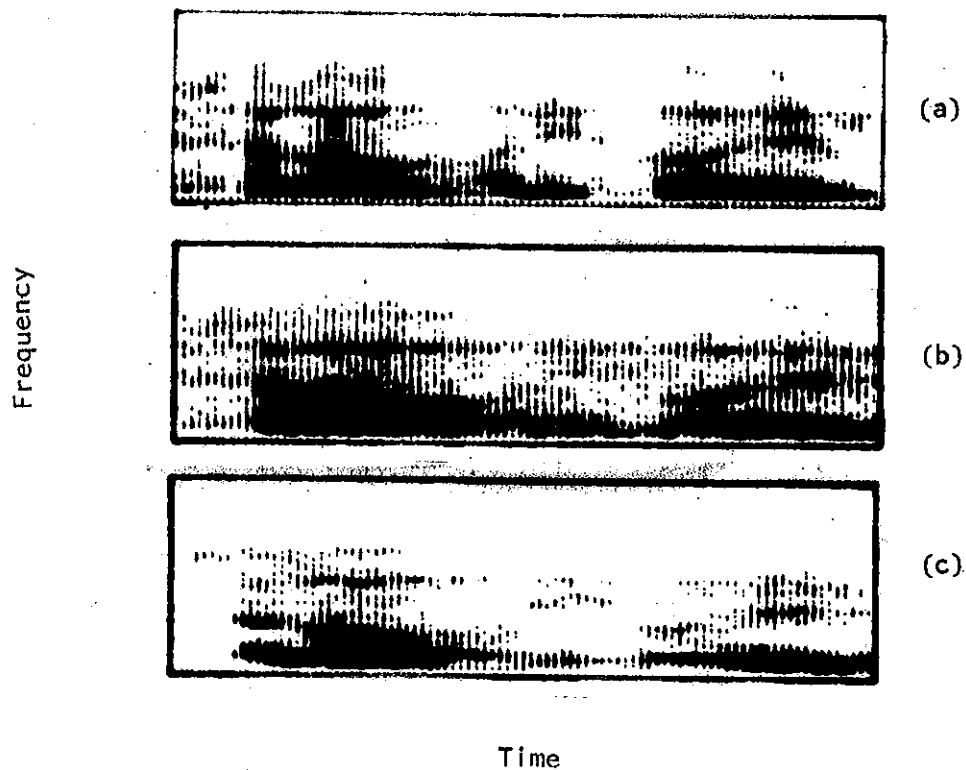
התוכנית PBCAF מבצעת סימולציה לבנק של מסננים אדפטיביים קומפלקסיים.

התוכנית PSTFTS מבצעת סימולציה לדרגת הסינטזה.

השגרה ULPFH משמשת לחישוב התגובה לדגם יחידה של מסנן האנליזה ומסנן האינטרפולציה.



התוכניות מקבלות כפרמטרי כניסה את הפרמטרים המתוארים לעיל. ממוש  
 האנליזה והסינטזה נעשה בעזרת FFT לפי הדרך שתוארה בסעיפים 4.3.2 ו-4.3.3,  
 בהתאמה.



ציור 4.15: ספקטרוגרמות אותות הדבור הבאים.

(a) - מקור (b) אות הכולל הדים (שימש כאחת הכניסות למערכת).  
 (c) מעובד.

Fig. 4.15: Speech spectrograms : (a) Source , (b) Reverberant,  
 (c) Processed.

במסגרת עבודה זו הוצגו שתי שיטות עבוד אותות אדפטיביות לסנון אות דבור מהדים ארוכים, מתוך הקלטה שבוצעה באמצעות שני מיקרופונים. שתי השיטות מנצלות את המסנן האדפטיבי לבטול רעש הפועל על פי אלגוריתם ה-LMS. השימוש במסנן האדפטיבי למטרה זו נובע מתכונתו לספק ביציאת החיזוי שלו את חלק האות הקורלטיבי שבין שתי כניסותיו. כיוון שההדים הארוכים (המאופינים ע"י זמן השהיה הגדול מ-60msec ביחס לאות המקור) בשני המיקרופונים אינם בקורלציה האחד עם השני ובעלי קורלציה נמוכה עם אות המקור, הם לא יופיעו ביציאת החיזוי. אות יציאת החיזוי יכיל בעיקר את אות המקור המשותף לשתי הכניסות והדים קצרים. (ההדים הקצרים מאופינים על ידי זמן השהיה הקטן מ-60msec ביחס לאות המקור. הדים אלו קורלטיביים בשני המיקרופונים ונמצאים בקורלציה עם אות המקור).

בשיטה הראשונה מבצעים סנון אדפטיבי ישיר על זוג האותות המוקלטים. האות המסונן מתקבל ביציאת החיזוי. השיטה השנייה מבוססת על חלוקת תחום התדרים של כל אחד מהאותות המוקלטים לפסי תדר, שרוחב כל אחד מהם הוא כתדר היסודי של אות המקור. (באופן כזה כל פס תדר יכיל הרמוניה אחת של אות המקור). כל אחד מפסי תדר אלו מועבר ל-baseband על ידי מודולציה קומפלקסית. כל זוג אותות שב-baseband השליכים לאותו פס תדר באותות המוקלטים, עוברים סינון אדפטיבי קומפלקסי. אותות יציאת החיזוי של המסננים האדפטיביים בפסי התדר השונים עוברים דמודולציה קומפלקסית מתאימה (על ידי כך כל פס תדר מוחזר מה-baseband למקומו) ומסוכמים יחד ליצירת האות המעובד. החלוקה לפסי תדר נעשית בשליטת ה-FBS [13]. שיטת הסנון האדפטיבי בפסי תדר נפרדים מנצלת בצורה טובה יותר (בהשוואה לסנון האדפטיבי הישיר) את האופי ההרמוני של אות הדבור ומאפשרת הפעלה יעילה יותר של הסנון האדפטיבי. השיטה מצטיינת בגמישות מירבית בבחירת הפרמטרים המאפיינים את המערכת. כמוכן השיטה זו מורכבת יותר מהסנון האדפטיבי הישיר ודורשת יותר פעולות חישוב לכל דגם כניסה.

להבנת פעולת המסנן האדפטיבי (הממשי והקומפלקסי) בבעיה זו, בחנו את התנהגותו עבור אותות סינוסואידליים (המלצגים אותות דבור מסוג Voiced) על בסיס התאוריה שפותחה על ידי Glover [10]. מנתוח אנליטי זה הוצאנו מסקנות לגבי השפעת פרמטרי המסנן האדפטיבי  $(\mu, N)$  על קבוע זמן ההתכנסות שלו וכן על השיפור הצפוי ביחס אות להד.

לצורך קביעת ערכם של הפרמטרים האופטימליים הדרושים להפעלת כל שיטה, בעזרנו בקריטריון ההתאמה הספקטרלית. קריטריון זה מבוסס על חישוב "מרחק משוקלל" בין מעטפות ספקטרום ההספק של אות המקור ושל האות המעובד. עבור כל שיטה חישבנו את המרחק הממוצע הנ"ל כפונקציה של הפרמטרים השונים שלה. (ראה ציורים 3.29, 4.12, 4.13). הפרמטרים עבורם התקבלה התאמה ספקטרלית מירבית (אקוילנטי למרחק ממוצע מינימלי) בין אות המקור לאות המעובד, שלמשו כנקודת מוצא לקביעה סופית של הפרמטרים האופטימליים. קביעה זו נעשתה על ידי האזנה לאותות המעובדים ושינוי הפרמטרים בסביבות נקודות האופטימום שהתקבלו לעיל. תוצאות ההאזנה אישרו המסקנות שהתקבלו על סמך הקריטריון הנ"ל. האותות שעובדו בשלב זה התקבלו מקונבולוציה של אות מקור עם התגובות לדגם יחידה של חדר המתוארות בציור 2.5. השימוש באותות שהתקבלו בדרך זו איפשר לשנות בצורה נוחה וקלה את יחס אות להד באותות שבכניסה למערכות השונות. כמו כן בשיטה זו מובטח שהאותות נקיים מרעש הנלווה בדרך כלל לכל הקלטה.

להערכת ביצועי שתי השיטות האדפטיביות שהוצגו לעיל, נבחנה שיטה אדפטיבית שלישית (הפועלת בחוג פתוח ואינה מבוססת על אלגוריתם ה-LMS) שפותחה לאחרונה במעבדות Bell ע"י J.B. Allen [3]. שיטה זו משמשת בעיקר לסלוק הדים ארוכים וגם היא פועלת בפסי תדר. החלוקה לפסי חדר נעשית בשיטת OLA [17] כפי שמתואר בנספח א'.

להשוואת שלוש השיטות שהוזכרו (סנון אדפטיבי ישיר, סנון אדפטיבי בפסי חדר נפרדים, שיטת Allen) הפעלנו כל שיטה בפרמטרים האופטימליים שלה לצורך סינון של מספר משפטים שהולקטו בחדר. מימדי החדר היו (4.0, 6.0, 5.6) מטרים. רדיוס וקטור למקור היה (1.5, 4.0, 4.8) מטרים, רדיוס וקטור לכל אחד מהמיקרופונים היה (1.8, 3.9, 3.6), (1.8, 4.1, 3.6) מטרים. ארבעת משפטים שהוקלטו הם:

- (1) A king ruled the state in the early days.
- (2) The ship was torn apart on the sharp reef.
- (3) Sickness kept him home the third week.
- (4) The wide road shimmered in the hot sun.

יש לציין שמשפטים אלו מאוזנים מבחינה פורטית. אותות ארבעת המשפטים הנ"ל הועברו דרך BPF בעל רוחב סרט 0.2 - 3.2kHz ונדגמו ב-10kHz.

האזנה לא פורמלית למשפטים המעובדים מלמדת שהאות שעבר סנון אדפטיבי ישיר מכיל פחות הדים בהשוואה לכל אחד מהאותות המוקלטים, אך מורגשת גם ירידה מסוימת באיכות (וכגראה גם כמוכנות) אות הדבור. שתי השליטות האחרות, שיטת הסנון האדפטיבי בפסי תדר נפרדים ושיטת Allen יעילות יותר בהשוואה לסנון האדפטיבי הישיר. שתיהן מצליחות לסלק את עיקר תכולת ההדים תוך שמירה סבירה של איכות אות הדבור. ניתן לציין שבמקרים מסוימים הוכחן רעש נלווה נמוך יותר באות שעובד בשיטת הסנון האדפטיבי בפסי תדר נפרדים לעומת זה שעובד בשיטת Allen. ציור 5.1 מתאר ספקטרוגרמות של המשפט הראשון לעיל (A king ...). בציור מתוארים הספקטרוגרמות של המקור, אחד מהאותות המוקלטים (ששימש כאחת הכניסות למערכת) ותוצאות העבוד בכל שלושת השיטות. מהציור ניתן להוציא מסקנות דומות לאלו שהתקבלו בשמיעה ותוארו לעיל.

טבלה 5.1 מתארת את מספר פעולות החישוב לדגם כניסה הנדרש בכל שיטה. מהטבלה מסיקים שהסנון האדפטיבי הישיר דורש את מספר פעולות החישוב הנמוך ביותר ואילו שיטת הסנון האדפטיבי בפסי תדר ושיטת Allen דורשות אותו סדר גודל של חישובים.

טבלה 5.1: מספר פעולות החישוב לדגם כניסה בשיטות השונות.

Table 5.1: No. of computations per input sample required by each method.

	סנון אדפטיבי ישיר Direct adaptive filtering	סנון אדפטיבי בפסי תדר נפרדים Adaptive filtering in separate bands	Allen
מספר מכפלות No. of multiplications	61	339	303
מספר חיבורים No. of additions	60	286	275
מספר הוצאות שורש No. of square roots.	0	0	7

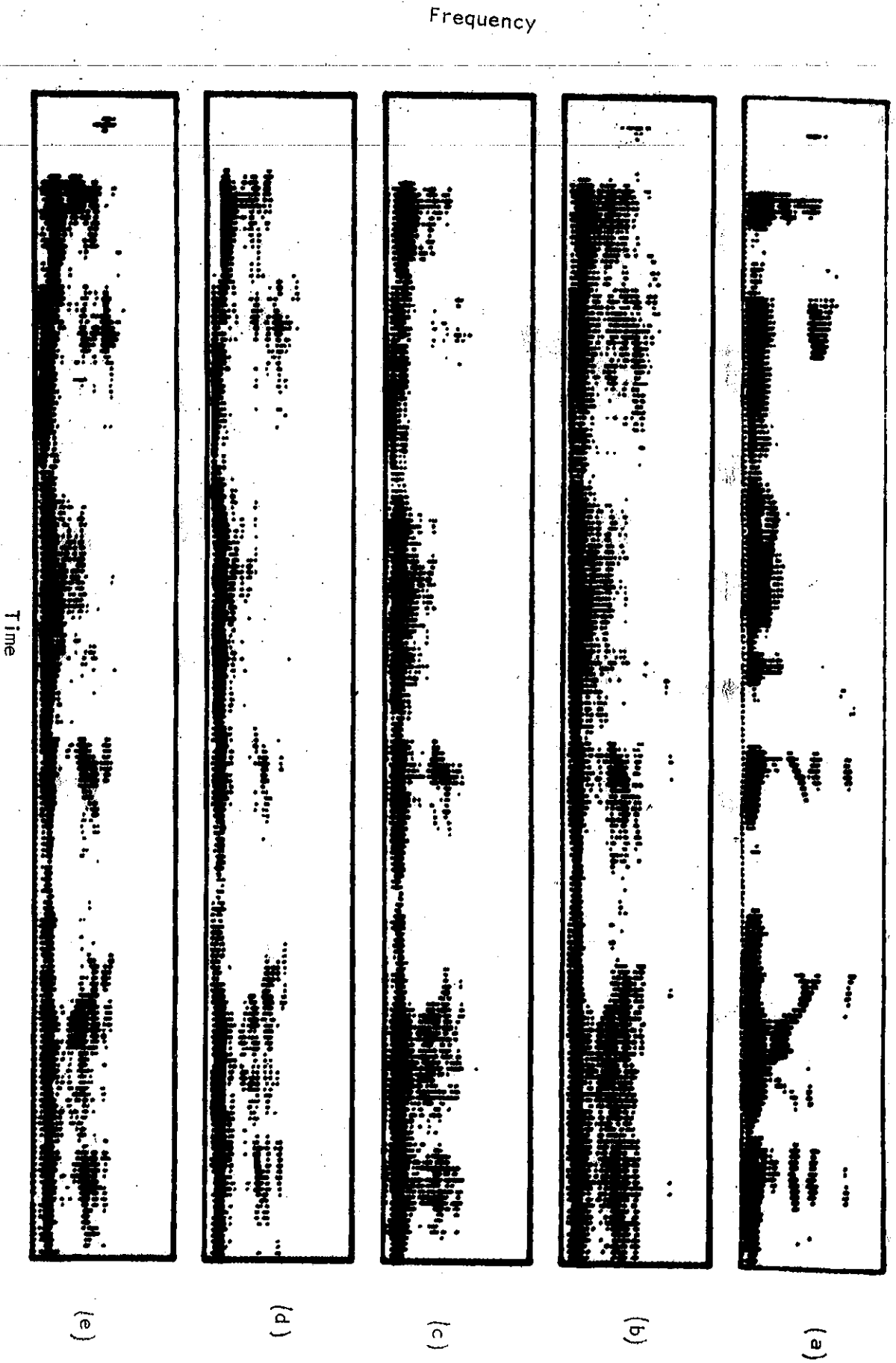


Fig. 5.1: Speech spectrograms: (a) Source, (b) Reverbant,

(c) Processed by direct adaptive filtering, (d) Processed by

adaptive filtering in separate frequency bands, (e) Processed by Allen method.

מנסיוננו בכדיקת שלוש השיטות הנ"ל ניתן לסכם ולומר שהסנון האדפטיבי  
הישיר הוא פשוט ונוח ונותן תוצאות טובות עבור מקרים קלים יחסית. (בהם  
יחס אות להד באותות המוקלטים אינו קטן מדי). במקרים קשים יותר שתי  
השיטות האחרות שהוצגו יעילות ונותנות תוצאות סבירות.

נספח א': שיטת Allen לסנון אות דבור מהדים

בנספח זה נתאר בקצרה שיטה אדפטיבית שפותחה לאחרונה במעבדות Bell, לסנון אות דבור מהדים מתוך הקלטת סטריאופוננת [3]. שיטה זו שימשה כיתוס להערכת שתי השיטות האדפטיביות שהוצגו בעבודה זו.

ציור A.1 מתאר סכימת בלוקים של המערכת. את היציאה מכל אחד מהמיקרופונים מחולק לפסי תדר. כל אחד מפסי תדר אלו מועבר ל-baseband על ידי מודולציה קומפלקסית. על כל זוג אותות שב-baseband השייכים לאותו פס תדר באותות המוקלטים מבצעים שתי פעולות. בראשונה מסירים את ההשהיה (ע"י תיקון פזת) הקיימת בין הרכיבים המחזוריים שבשני האותות (שבפס התדר המסוים) ומסכמים את האותות עם הפזה המתוקנת. לפעולה זו הנקראת Cophase and Add השפעה מסוימת בסילוק ההדים הקצרים. האות המתקבל מוכפל בפונקציית הקרוסקורלציה המנורמלת של שני האותות שבאותו פס תדר. פעולה זו הנקראת Gain switching גורמת לסילוק הרכיבים שאינם בקורלציה בשני האותות המוקלטים בפס התדר המסוים. כיוון שההדים הארוכים בשני המיקרופונים אינם בקורלציה, פעולה זו גורמת לסילוקם. האות המתקבל לאחר שתי פעולות אלו מוחזר למקומו (בתחום התדר) על ידי דמודולציה קומפלקסית. האות המעובד מתקבל מסינטזה של האותות המעובדים בפסי התדר השונים.

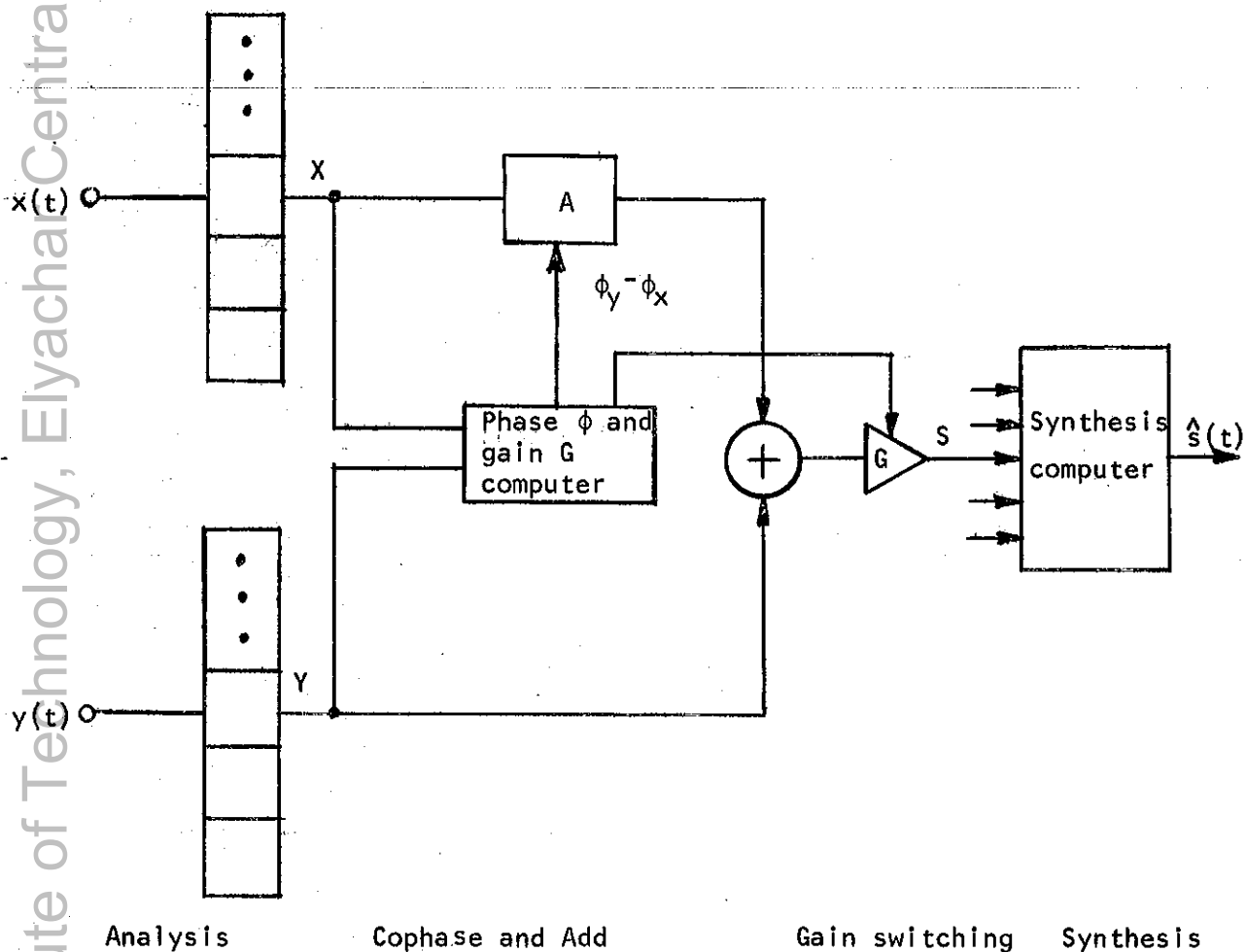
החלוקה לפסי תדר נעשית תוך שימוש באנליזת פוריה לזמן קצר (STFT) בשיטת OLA (Overlap and Add) המתוארת ב-[14,17]. אותות היציאה מדרגת האנליזה הם אותות ה-STFT של כל אחד מאותות הכניסה. STFT של האות  $x(k)$  מוגדר ע"י:

$$X_m(kD) = \sum_{r=kD-L+1}^{kD} x(r)w(kD-r)e^{-j\frac{2\pi}{M}rm} \quad (A.1)$$

כאשר  $w(k)$  היא התגובה לדגם יחידה של מסנן LPF.  $w(k)$  שנבחרה כאן היא פונקציית Hamming חנתונה ע"י:

$$w(k) = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos \left( \frac{2\pi k}{L-1} \right) & 0 \leq k \leq L-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (A.2)$$

D הוא יחס הדצימציה כפי שהוסבר בסעיף 4.3.1. עבור חלון Hamming שאורכו LT sec (T הוא מחזור הדגימה של אותות הכניסה) ורוחב הסרט שלו (בנקודות של -40db) הוא  $\left( -\frac{B}{2}, \frac{B}{2} \right)$  Hz מתקיים:



ציור A.1: סכימת בלוקים של המערכת לסנון אות דבור מהדים.  
 Fig. A.1: Dereverberation processor block diagram.

$$LTB = 4 \quad (A.3)$$

כיוון ש-  $X_m(kD)$  הוא אות היציאה ממסנן זה (ראה ציור 4:6),  $D$  חייב לקיים התנאי (A.4) למניעת aliasing במישור התדר.

$$D \leq L/4 \quad (A.4)$$



כיוון שמשתמשים ב-DFT,  $M$  חייב לקיים התנאי (A.5) למניעת aliasing במישור הזמן

$$M \geq L \quad (A.5)$$

היות ו-  $x(r)w(kD-r)$  ממשי, ניתן ליצג את  $X_m(kD)$  באמצעות הערכים  $\{X_0(kD), \dots, X_{\frac{M}{2}}(kD)\}$  (בתנאי ש-  $M$  זוגי).

הסינטזה מתבצעת לפי שיטת OLA. לקבלת חוק הסינטזה נביח ש- $w(r)$  מקיימת התנאי הבא:

$$\sum_k w(kD - r) = 1 \quad (A.6)$$

נכפול שני אגפי (A.6) ב- $x(r)$

$$x(r) = \sum_k x(r)w(kD-r) \quad (A.7)$$

$X_m(kD)$  בביטוי A.1 מהווה DFT של המכפלה  $x(r)w(kD-r)$ . לכן

$$x(r)w(kD-r) = \text{IDFT}\{X_m(kD)\} \quad (A.8)$$

כאשר IDFT מסמן Inverse DFT.

מ-(A.7), (A.8) נקבל:

$$x(r) = \sum_k \text{IDFT}\{X_m(kD)\} \quad (A.9)$$

כאשר

$$\text{IDFT}\{X_m(kD)\} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X_m(kD) e^{j \frac{2\pi}{M} m r} \quad (A.10)$$

לפי (A.9),  $x(r)$  מתקבל מחיבור בשיטת Overlap and Add של האותות המתקבלים מהתמרות פוריה דיסקרטיות הפוכות של  $X_m(kD)$ . מעשית, עבור כל  $X_m(kD)$  מבצעים IDFT ומסכמים התוצאה ל-file יציאה בהשחיה של  $D$  דגמים. ב-[17] מוכח שכל פונקציה חלון  $w(k)$  המוגבלת סרט ל- $(1/2D)$  ושהתמרת פוריה שלה מקיימת

$w(0) = D$ , מקימת את התנאי שב-(A.6). עבור D המקיים את (A.4) ועבור חלון Hamming, התנאי-(A.6) מתקיים בקירוב טוב.

עד כה הראינו שהמערכת אנליזה סינטזה היא מערכת יחידה. לסנון ההדים מתבצעת מודיפיקציה על ה-STFT של אותות הכניסה  $(X_m(kD), Y_m(kD))$ .

הפעולות cophasing, adding וכפל בגורם קורלציה G שהוגדרו קודם, מגדירים את ה-STFT של אות היציאה המסונן  $\hat{s}(k)$ , כדלקמן:

$$\hat{S}_m(kD) = [Y_m(kD) + A_m(kD)X_m(kD)] G_m(kD) \quad (A.11)$$

$$A_m(kD) = \frac{Y_m(kD) X_m^*(kD)}{|Y_m(kD)| |X_m(kD)|} \quad (A.12)$$

$$G_m(kD) = \frac{|\phi_{XY_m}(kD)|}{\phi_{XX_m}(kD) + \phi_{YY_m}(kD)} \quad (A.13)$$

$A_m(kD)$  מהווה פונקציית תמסורת של מסנן Allpass המשמש לתיקון הפזה ואילו  $G_m(kD)$  הוא ה-STFT של פונקציית הקרוסקורלציה המנורמלת בין שתי הכניסות.

הפונקציות  $\phi_{XY}$ ,  $\phi_{YY}$ ,  $\phi_{XX}$  מוגדרות לפי:

$$\phi_{XX_m}(kD) = |X_m(kD)|^2 \quad (A.14)$$

$$\phi_{YY_m}(kD) = |Y_m(kD)|^2 \quad (A.15)$$

$$\phi_{XY_m}(kD) = Y_m(kD) X_m^*(kD) \quad (A.16)$$

הקו מעל לביטויים (A.14), (A.15), (A.16) מצידן מיצוע זמני. מיצוע זה ניתן להעשות בצורה נוחה, ע"י העברת הפונקציה אותה רוצים למצע דרך LPF רקורסיבי בעל קוטב ב- $z = \alpha$ . המיצוע יעשה לפי:

$$\phi_{Q_m}(kD) = \alpha \phi_{Q_m}((k-1)D) + Q_m(kD) \quad (A.17)$$

כאשר  $Q$  היא הפונקציה אותה רוצים למצע.  $\alpha$  הוא מספר קרוב ל-1 אך קטן מ-1. מעשית ניתן לבחור  $\alpha$  נפרד לכל פס-תדר.

כאמור המערכת אנליזה-סינטזה היא מערכת יחידה. את אותות ה-STFT ניתן לדגום במישור הזמן ובמישור התדר לפי (A.4), (A.5) בהתאמה. כאשר מבצעים מודיפיקציה של אותות ה-STFT (כמו במקרה הנדון), חייבים לדגום במישור התדר בקצב גבוה יותר מזה הנתון ב-(A.5). הסיבה היא שמודיפיקציה על ה-STFT מתפרשת (במקרה הלינארי) כקונבולוציה בין הסדרה הזמנית המתאימה ל- $X_m(kD)$  (ז.א.  $x(r)w(kD-r)$ ), לבין הסדרה הזמנית ממנה נגזרה המודיפיקציה [14]. כיוון שתוצאת הקונבולוציה היא סדרה שאורכה שווה לסכום שתי הסדרות הנ"ל פחות אחד, ברור שמספר הדגימות (בתדר) של אות ה-STFT חייב להיות לפחות באורך שתי הסדרות הנ"ל פחות אחד.

במקרה הנדון המודיפיקציה אינה לינארית ומשמעותה במישור הזמן אינה ברורה. כמו כן גם במקרה הלינארי בדרך כלל אין יודעים את הסדרה הזמנית המתאימה למודיפיקציה שבמישור התדר. לכן יש לדגום את אותות ה-STFT במישור התדר מספיק מהר על מנת להמנע מבעיות aliasing. לפי הפרמטרים האופטימליים המומלצים ב-[3] (ראה להלן), קצב הדגימה של אותות ה-STFT במישור התדר שווה לכפלים מהקצב המינימלי הדרוש אילולא המודיפיקציה. (ז.א.  $M = 2L$ ). הפרמטרים האופטימליים המומלצים ב-[3] הם:

$$T = 10^{-4} \text{ sec.} - \text{ מחזור הדגימה של אותות הדבור בכניסה למערכת.}$$

$$L = 64 - \text{ אורך חלון Hamming.}$$

$$D = 16 - \text{ יחס הדצימציה.}$$

$$M = 128 - \text{ אורך סדרת ה-DFT.}$$

מהפרמטרים הנ"ל מסיקים שהמרחק בין התדרים המרכזיים של פסי התדר שווה ל-  $1/M \cdot T = 78.13 \text{ Hz}$  ואילו רוחב הסרט של כל אחד מפסי התדר שווה ל-  $625 \text{ Hz}$  (לפי A.3). כלומר, קיימת חפיפה ניכרת בין תחומי התדירות של כל אחד מפסי התדר. חפיפה זו אינה רנטית לשיטת ה-OLA ונובעת מהתלות של  $M$  ב- $L$  לפי A.5. ב-FBS לא קיימת בעיה זו עקב פעולת ה"קפול" (4.20) המתבצעת לפני הפעלת ה-FFT.

כאשר אותות הכניסה למערכת דגומים בתדר ניקוויסט, יש צורך לבצע את הפעולה שב-(A.11) עבור התדרים החיוביים של  $X_m(kD)$ , כלומר עבור  $(M/2 + 1)$  פסי תדר. כאשר אותות הכניסה למערכת דגומים בתדר גבוה מתדר ניקוויסט, יש צורך לבצע פעולות אלו עבור  $NF$  פסי תדר המכסים את תחום תדרי אותות הכניסה. במקרה כזה  $(NF \leq M/2 + 1)$ .

טבלה A.1 מתארת את מספר פעולות החישוב הנדרש לכל דגם כניסה כפונקציה של פרמטרי המערכת  $(L, D, M, NF)$ .

טבלה A.1: מספר פעולות החישוב לדגם כניסה, בדרגות השונות של המערכת שבציור A.1.

Table A.1: No. of computations per input sample, at various stages of the system depicted in Fig. A.1.

הדרגה stage	מס' מכפלות לדגם כניסה No. of multiplications per input sample	מס' חיבורים לדגם כניסה No. of additions per input sample	מס' הוצאות שורש לדגם כניסה No. of square roots per input sample
אנליזה Analysis	$\frac{1}{D} (L + 2M \log_2 M)$	$\frac{2M}{D} \log_2 M$	0
עבוד Processor	$\frac{31 NF}{D}$	$\frac{18 NF}{D}$	$\frac{3 NF}{D}$
סינתזה Synthesis	$\frac{2M}{D} \log_2 M$	$\frac{1}{D} (M + 2M \log_2 M)$	0

מהטבלה A.1 מקבלים:

סה"כ מספר מכפלות לדגם כניסה :

$$\# M = \frac{1}{D} (4M \log_2 M + 3NF + L) \quad (A.18)$$

סה"כ מספר חיבורים לדגם כניסה :

$$\# A = \frac{1}{D} (4M \log_2 M + 18NF + M) \quad (A.19)$$

סה"כ מספר הוצאות שורש לדגם כניסה :

$$\# R = \frac{3NF}{D} \quad (A.20)$$

עבור הפרמטרים האופטימליים ועבור  $NF = 39$ , נקבל שמספר פעולות החישוב הנדרש לכל דגם כניסה יהיה:

$$\# M = 303, \quad \# A = 275, \quad \# R = 7.$$

נספח ב' : תוכניות מחשב

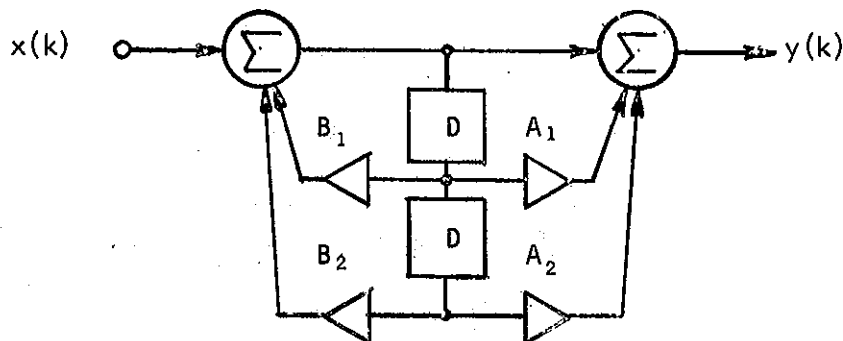
נספח זה כולל הדפסי תוכניות המחשב ששימשו לסימולציות של המערכות השונות שתוארו בעבודה זו. כל התוכניות כתובות בשפת Fortran 5 והורצו במחשב Nove 2 הקיים במעבדה לעבוד אותות בטכניון. פרמטרי כל תוכנית והסברים להפעלתה מפורטים בראשה.

רשימת התוכניות

PR00M 1. ב

התוכנית משמשת לחישוב התגובה לדגם יחידה בין שתי נקודות בתוך חדר, שממדיה ומקדמי החזרה של קירותיו נתונים. שתי הנקודות הנ"ל מצולנות ע"י הקואורדינטות של רדיוס וקטור אליהן (ראה ציור 2.3). התוכנית ממשת למעשה את הנוסחה 2.8.

קיימת אופציה בתוכנית להעביר את התגובה לדגם יחידה של החדר, דרך מסנן שחדר הקטעון שלו הוא עשירית מתדר הדגימה (ז.א. 100 Hz). השמוש ב-HPF נועד לסלוק רכיב d.c גדול המתגלה בהתמרת פוריה של  $P(t)$  (נוסחה 2.8), כאשר מקדמי החזרה שואפים ל-1 [5]. מסנן ה-HPF בו משתמשים הוא מסנן רקורסיבי מסדר שני המתואר בציור B.1.



$$A_1 = -(1 + e^{-0.02\pi})$$

$$A_2 = e^{-0.02\pi}$$

$$B_1 = 2e^{-0.02\pi} \cos 0.02\pi$$

$$B_2 = -e^{-0.04\pi}$$

ציור B.1: מסנן מעביר גבוהים עם תדר קטעון ב-100 Hz.

Fig. B.1: HPF with cut off frequency of 100 Hz.

ב.1.1 ULTH היא שגרה של התוכנית PR00M.

ב.2. PALLEN

התוכנית מבצעת סימולציה לשיטת Allen לסנון אות דבור מהדים בדרך שתוארה בנספח א'.

ב.3. PDISTK

התוכנית משמשת לחישוב פונקציה זמנית של המרחק ולחישוב המרחק הממוצע בין מעטפות ספקטרום ההספק של שני אותות. התוכנית פועלת בהתאם למתואר בסעיף 3.11. השוני היחיד מתבטא במספר פסי התדר התורמים למרחק. בסעיף 3.11 דובר על 30 פסי תדר בהנחה שרוחב הסרט של האותות הוא 5kHz. בתוכנית מניחים שרוחב הסרט של האותות הוא 3.2kHz ולכן מתחשבים רק ב-26 פסי תדר. (ראה טבלה 3.2). האינפורמציה הכלולה בטבלה 3.2 נמצאת ב-files הנקראים DATA1 , DATA2.

ב.4. PADLMS

התוכנית מבצעת סימולציה למסנון אדפטיבי ממשי המתואר בציר 3.2 והפועל על פי אלגוריתם ה-LMS. התוכנית מקבלת בכניסה את מקדם הצעד ( $\mu$ ) ומספר המשקלים (NW). התוכנית מספקת את ערכי יציאת החיזוי, יציאת השגיאה וערכי המקדמים.

ב.5. PSTFTA

התוכנית מבצעת סימולציה לדרגת האנליזה (בשיטת FBS) של המערכת שתוארה בצירים 4.1, 4.2. למעשה התוכנית מחשבת את אותות ה-STFT (תדרים חיוביים בלבד  $\{x_0(k), \dots, x_{M/2}(k)\}$ ) של אותות היציאה משני המיקרופונים, בדרך שתוארה בסעיף 4.3.2. כמו כן התוכנית מחשבת את ההספק הממוצע בכל אחד מפסי התדר (סה"כ  $M/2 + 1$  פסי תדר) של אות היציאה ממיקרופון מס. 2. חישוב זה מבוצע לפי נוסחה 4.39. אותות היציאה מתוכנית זו משמשים כאותות כניסה לתוכנית PBCAF. תרשים זרימה עקרוני של PSTFTA מתואר בציר B.2.

PBCAF 5.ב

התוכנית מבצעת סימולציה לבנק של מסננים אדפטיביים קומפלקסיים. כל מסנן בבנק מורכב מקו חשהיה באופן דומה למסנן הממשי שבציר 3.2. כל אחד מהמסננים פועל על פי אלגוריתם ה-LMS הקומפלקסי הנתון ב-(3.78).

כאמור אותות הכניסה לתוכנית זו הם אותות היציאה מהתוכנית PSTFTA. בתוכנית קיימת אפשרות להפעיל כל מסנן ב- $\tau_{mse}$  ( $BW = 1/\tau_{mse}$ ) שונה. חישוב  $\mu$  לכל אחד מהמסננים האדפטיביים מתבצע לפי הנוסחה (4.40). הנוסחה (4.40) דנה ב- $\tau_{mse}$  אחיד לכל המסננים. כאשר כל מסנן מופעל ב- $\tau_{mse}$  שונה,  $\mu_m$  יחושב בצורה דומה לזו שבנוסחה (4.40).

$$\mu_m = \frac{BW_m}{4 N \bar{P}_m} \quad (B.1)$$

$\bar{P}_m$  - ההספק הממוצע בפס התדר ה- $m$ ; מתקבל מתוכנית האנליזה PSTFTA.

עבור כל אחד מהמסננים האדפטיביים התוכנית מחשבת את יציאת החיזוי שלו. וקטורי יציאות החיזוי  $\{Y_0(k), Y_1(k), \dots, Y_M(k)\}$  משמשים ככניסה לתוכנית הסינטזה PSTFTS. כפי שראינו בסעיף 4.5.4 יש צורך להפעיל מסננים אדפטיביים רק באותם פסי תדר הכלולים בתחום תדרי אות הכניסה. לכן עבור שאר פסי התדר (המאופיינים ע"י  $BW_m = 0$  בנוסחה B.1) התוכנית מאפסת בצורה מלאכותית את  $Y_m(k)$ . ציור B.3 מתאר תרשים זרימה לתוכנית זו.

PSTFTS 6.ב

התוכנית מבצעת סימולציה לדרגת הסינטזה בשיטת FBS. התוכנית פועלת בדיוק בהתאם למתואר בסעיף 4.3.3. ציור B.4 מתאר תרשים זרימה עקרוני לתוכנית זו.

ULPFH 1.6.ב

שגרה של התוכניות PSTFTA, PSTFTS, שגרה זו משמשת לחישוב התגובה לדגם יחידה של מסנן האנליזה ומסנן האינטרפולציה.



PROGRAM: PROOM

\*\*\* PROGRAM TO CALCULATE A ROOM IMPULSE RESPONSE \*\*\*

ALL VECTORS MEASURED IN METERS.

DIMENSION NR(3),G(3),HT(2048)  
DIMENSION R(3),RO(3),RL(3),DELP(8),BETA(2,3)  
EQUIVALENCE (NR(1),NX),(NR(2),NY),(NR(3),NZ)  
CALL INOUT (0,"IMP. RES. FILE: ",1)  
ACCEPT "VECTOR RADIUS TO RECEIVER (X,Y,Z)=?",R(1),R(2),R(3)  
ACCEPT "VECTOR RADIUS TO SOURCE (X,Y,Z)=?",RO(1),RO(2),RO(3)  
ACCEPT "VECTOR OF BOX DIMENSIONS (X,Y,Z)=?",RL(1),RL(2),RL(3)  
ACCEPT "REFLECTION COEF. FOR WALLS,FLOOR,CEILING=?",G(1),G(2),G(3)  
ACCEPT "IMPULSE RESPONSE LENGTH=?",NPTS  
ACCEPT "HIGH PASS FILTER ? (YES=1,NO=0) ",KHP

DATA SAMPLING STEP ASSUMED 1E-4 SEC.  
ZERO DELAY IS IN HT(1)

INITIAL CONDITIONS.

T=1E-4  
CT=340.\*T  
DO 3 I=1,3  
R(I)=R(I)/CT  
RO(I)=RO(I)/CT  
RL(I)=RL(I)/CT  
BETA(1,1)=G(1)  
BETA(2,1)=G(1)  
BETA(1,2)=G(1)  
BETA(2,2)=G(1)  
BETA(1,3)=G(2)  
BETA(2,3)=G(3)  
DO 5 I=1,2048  
HT(I)=0.

CHECK FOR MIC AND SOURCE AT SAME LOCATION

DIS =0.  
DO 6 I=1,3  
DIS=(R(I)-RO(I))\*\*2+DIS  
DIS=SQRT(DIS)  
IF(DIS.LT.0.5)HT(1)=1  
IF(DIS.LT.0.5)GOTO 50

FIND RANGE OF SUM

N1=NPTS/(RL(1)\*2)+1  
N2=NPTS/(RL(2)\*2)+1  
N3=NPTS/(RL(3)\*2)+1  
DO 20 NX=-N1,N1  
DO 20 NY=-N2,N2  
DO 20 NZ=-N3,N3

GET EIGHT IMAGE LOCATIONS FOR MODE # NR

```
CALL ULTH(R, RO, RL, NR, DELP)
IO=0
DO 10 L=0, 1
DO 10 J=0, 1
DO 10 K=0, 1
IO=IO+1
```

MAKE DELAY AN INTEGER

```
ID=DELP(IO)+0.5
FDM1=ID
ID=ID+1
IF(ID.GT.NPTS)GOTO 10
```

PUT IN LOSS FACTOR ONCE FOR EACH WALL REFLECTION

```
GID=BETA(1,1)**IABS(NX-L)
GID=GID*(BETA(2,1)**IABS(NX))
GID=GID*(BETA(1,2)**IABS(NY-J))
GID=GID*(BETA(2,2)**IABS(NY))
GID=GID*(BETA(1,3)**IABS(NZ-K))
GID=GID*(BETA(2,3)**IABS(NZ))
GID=GID/FDM1
```

CHECK FOR FLOATING POINT OVERFLOW HERE,  
IF OVERFLOW SKIP NEXT LINE

```
10 HT(ID)=HT(ID)+GID
20 CONTINUE
CONTINUE
```

IMPULSE RESP. HAS BEEN COMPUTED

IF (KHP.EQ.0) GOTO 50

HPF WITH CUT OFF FREQ. OF 1% OF SAMPLING FREQ. (I. E. 100 HZ)  
IF THIS STEP IS NOT DESIRED, GOTO 50

```
W=2.*4.*ATAN(1.)*100.
R1=EXP(-W*T)
R2=R1
B1=2.*R1*COS(W*T)
B2=-R1*R1
A1=-(1.+R2)
A2=R2
Y1=0.
Y2=0.
Y0=0.
```

FILTER HT

```
40 DO 40 I=1,NPTS
50 X0=HT(I)
HT(I)=Y0+A1*Y1+A2*Y2
Y2=Y1
Y1=Y0
Y0=B1*Y1+B2*Y2+X0
CONTINUE
WRITE BINARY (0) (HT(I), I=1, NPTS)
STOP
END
```

**SUBROUTINE: ULHT**

\*\*\* SUBROUTINE TO COMPUTE EIGHT IMAGES OF A POINT IN BOX \*\*\*

SUBROUTINE ULTH(DR, DRO, RL, NR, DELP)

DR IS VECTOR RADIUS TO RECEIVER IN SAMPLE PERIODS  
DRO IS VECTOR RADIUS TO SOURCE IN SAMPLE PERIODS  
RL IS VECTOR OF BOX DIMENSIONS IN SAMPLE PERIODS  
NR IS VECTOR OF MEAN IMAGE NUMBER  
DELP IS VECTOR OF EIGHT SOURCE TO IMAGE DISTANCES  
IN SAMPLE PERIODS

DIMENSION R2L(3), RL(3), DELP(8)  
DIMENSION DRO(3), DR(3), RP(3, 8), NR(3)

LOOP OVER ALL SIGN PERMUTATIONS AND COMPUTE R+/-RO

I0=1  
DO 10 L=-1, 1, 2  
DO 10 J=-1, 1, 2  
DO 10 K=-1, 1, 2

NEAREST IMAGE IS L=J=K=-1

RP(1, I0)=DR(1)+L\*DRO(1)  
RP(2, I0)=DR(2)+J\*DRO(2)  
RP(3, I0)=DR(3)+K\*DRO(3)  
I0=I0+1  
10 CONTINUE

ADD IN MEAN RADIUS TO EIGHT VECTORS TO GET TOTAL DELAY

R2L(1)=2. \*RL(1)\*NR(1)  
R2L(2)=2. \*RL(2)\*NR(2)  
R2L(3)=2. \*RL(3)\*NR(3)  
DO 20 I=1, 8  
DELSQ=0.  
DO 25 J=1, 3  
R1=R2L(J)-RP(J, I)  
DELSQ=DELSQ+R1\*\*2  
25 CONTINUE  
DELP(I)=SQRT(DELSQ)  
20 CONTINUE  
RETURN  
END

PROGRAM: PALLER

\*\*\* SIGNAL PROCESSING TECHNIQUE TO REMOVE ROOM REVERBERATION \*\*\*

INPUT PARAMETERS AND FILES ARE:

CHANNEL (0), "FIRST FILE"=OUTPUT FROM THE FIRST MIC. (INT.)  
CHANNEL (1), "SECOND FILE"=OUTPUT FROM THE SECOND MIC. (INT.)  
CHANNEL (2), "OUTPUT FILE"=PROCESSED SPEECH. (INT.)  
NB= # OF INPUT DATA BLOCKS IN CHANNELS (0), (1)  
LW= ANALYSIS WINDOW LENGTH  
M= DFT LENGTH  
NF= # OF FILTERS IN THE BANK. (<=(M/2+1))  
D=SHORT TIME FOURIER TRANSFORM SAMPLING PERIOD  
ALPHA= AVERAGING WINDOW PARAMETER

DIMENSION PSX(0:255), PSY(0:255)  
DIMENSION W(0:127), G(0:255), S(0:255)  
INTEGER D, YOUT(0:1023), X(0:1023), Y(0:1023)  
COMPLEX A(0:255), CXW(0:255), CYW(0:255), PSXY(0:255), CS(0:255)  
ACCEPT "# OF INPUT BLOCKS (EVEN)=?", NB  
ACCEPT " WINDOW LENGTH (MULTIPLE OF 4)=?", LW  
ACCEPT " DFT LENGTH=?", M  
ACCEPT " # OF FILTERS IN THE BANK=?", NF  
ACCEPT " STFT. SAMPLING PERIOD=?", D  
ACCEPT " AVERAGING WINDOW PARAMETER=?", ALPHA  
CALL INOUT (0, "FIRST FILE: ", 0)  
CALL INOUT (1, "SECOND FILE: ", 0)  
CALL INOUT (2, "OUTPUT FILE: ", 1)

INITIAL CONDITIONS

TPI=8.\*ATAN(1.)  
LW0=LW-1  
NFO=NF-1  
MO=M-1  
M1=M/2  
IBL=0  
NBL=0  
IR1=-D  
IBY=0  
IX=512  
DO 5 I=0,127  
W(I)=0.  
DO 10 I=0,255  
PSX(I)=0.  
PSY(I)=0.  
PSXY(I)=(0.,0.)  
DO 15 I=0,1023  
YOUT(I)=0

CALCULATE HAMMING WINDOW.

DO 20 I=0,LW0  
FI=TPI\*FLOAT(I)  
W(I)=0.54-0.46\*COS(FI/LW0)

READ THE FIRST TWO INPUT DATA BLOCKS INTO X(\*),Y(\*)

© Technion - Israel Institute of Technology, Elyachar Central Library

```
CALL RDBLK(0,0,X(0),2,IERY)
CALL RDBLK(1,0,Y(0),2,IERY)
IF(IERY.EQ.9.OR.IERY.EQ.9)GOTO 245
```

```
MAIN LOOP;
READ THE NEXT TWO INPUT DATA BLOCKS (IF AVAILABLE)
INTO X(*),Y(*)
```

```
110 IBL=IBL+2
    IF (IBL.LT.NB) GOTO 112
    NBL=1
    GOTO 120
112 CALL RDBLK(0,IBL,X(IX),2,IERY)
    CALL RDBLK(1,IBL,Y(IX),2,IERY)
    IF(IERY.EQ.9.OR.IERY.EQ.9) NBL=2
```

```
SECOND LOOP;
SHIFT W(*) D SAMPLES FORWARD RELATIVE TO INPUT DATA,
AND MULTIPLY W(*) WITH THE INPUT DATA. ALLOCATE THE
RESULTS IN CXW(*),CYW(*)
```

```
120 IR1=MOD(IR1+D,1024)
    DO 122 I=0,127
    CXW(I)=(0.,0.)
122 CYW(I)=(0.,0.)
    DO 125 I=0,LW0
    IRX=MOD(IR1+I,1024)
    CXW(I)=FLOAT(X(IRX))*W(I)
125 CYW(I)=FLOAT(Y(IRX))*W(I)
```

```
APPLY FFT ON M POINTS OF CXW(*),CYW(*)
```

```
CALL DFT5(CXW,M,0)
CALL DFT5(CYW,M,0)
DO 130 I=0,NF0
```

```
CALCULATE COPHASE FACTOR IN EACH BAND.
```

```
A(I)=(CYW(I)*CONJG(CXW(I)))/(CABS(CXW(I))*CABS(CYW(I)))
```

```
CALCULATE GAIN FACTOR IN EACH BAND.
```

```
PSX(I)=ALPHA*PSX(I)+CABS(CXW(I))*CABS(CXW(I))
PSY(I)=ALPHA*PSY(I)+CABS(CYW(I))*CABS(CYW(I))
PSXY(I)=ALPHA*PSXY(I)+CYW(I)*CONJG(CXW(I))
G(I)=CABS(PSXY(I))/(PSX(I)+PSY(I))
```

```
COPHASE AND ADD, GAIN SWITCHING
```

```
130 CS(I)=(CYW(I)+A(I)*CXW(I))*G(I)
    IF(NF.GT.M1) GOTO 132
    DO 131 I=NF,M1
131 CS(I)=(0.,0.)
132 DO 133 I=M1,M0
    I1=M-I
133 CS(I)=CONJG(CS(I1))
```

```
APPLY IDFT ON THE PROCESSED SEGMENT. THEN ADD THE
RESULT IN OVERLAPPING WAY TO OUTPUT BUFFER.
```

```
CALL DFT5(CS, M, 1)
DO 135 I=0, M0
IRY=MOD(IR1+I, 1024)
S(I)=REAL(CS(I))/M
135 YOUT(IRY)=YOUT(IRY)+INT(S(I))

.CHECK FOR TERMINATION.

IF(IX.EQ.0) GOTO 150
LW1=511-D
IF (IRX.LE.LW1)GOTO 120
IF (NBL.GT.0) GOTO 200
IF (IR1.LE.511) GOTO 120
IX=0
CALL WRBLK(2, IBY, YOUT(IX), 2, IER)
DO 140 I=0, 511
140 YOUT(I)=0
IBY=IBY+2
GOTO 110
150 LW2=1023-D
IF (IRX.GT.511.AND.IRX.LE.LW2) GOTO 120
IF (NBL.GT.0) GOTO 220
IF (IR1.GT.511) GOTO 120
IX=512
CALL WRBLK(2, IBY, YOUT(IX), 2, IER)
DO 155 I=512, 1023
155 YOUT(I)=0
IBY=IBY+2
GOTO 110
200 IR2=IR1+D
DO 205 I=IR2, 511
205 YOUT(I)=0
CALL WRBLK (2, IBY, YOUT(0), 2, IER)
GOTO 240
220 IR2=IR1+LW/4
DO 225 I=IR2, 1023
225 YOUT(I)=0
CALL WRBLK(2, IBY, YOUT(512), 2, IER)
240 IF (NBL.EQ.1) GOTO 250
245 TYPE " END OF FILE "
250 STOP
END
```

**PROGRAM: PDISTK**

C\*\*\* PROGRAM TO CALCULATE DISTANCE BETWEEN TWO SPECTRAL ENVELOPS \*\*\*

INPUT FILES AND PARAMETERS ARE:  
CHANNELS (0),(1) ARE TWO INPUT DATA FILES.  
CHANNEL (2) IS DISTANCE FILE.  
CHANNELS (3),(4) CONTAINS THE INITIAL SAMPLE NUMBER AND  
LAST SAMPLE NUMBER OF THE DFT FOR EACH ONE  
OF THE THIRTY BPPS.

NB=# OF INPUT DATA BLOCKS.  
NS1=FIRST FILE STARTING BLOCK.  
NS2=SECOND FILE STARTING BLOCK.  
NSA=FIRST POINT IN THE DISTANCE FUNCTION FROM WHICH THE  
AVERAGE DISTANCE IS COMPUTED.

DIMENSION ND1(30),ND2(30),W(0:255),S1(30),S2(30)  
DIMENSION IX1(0:511),IX2(0:511),X1(0:255),X2(0:255)  
REAL MA1,MA2,MAS  
COMPLEX CX1(0:255),CX2(0:255)  
CALL INOUT (0,"FIRST FILE: ",0)  
CALL INOUT (1,"SECOND FILE: ",0)  
CALL INOUT (2,"DISTANCE FILE: ",1)  
CALL FOPEN (3,"DATA1")  
CALL FOPEN (4,"DATA2")  
GOTO 7

5 TYPE "NB-NS+1<2, CHANGE PARAMETERS"  
7 ACCEPT "# OF INPUT BLOCKS (MIN. 2)=?",NB  
ACCEPT "FIRST FILE STARTING BLOCK=?",NS1  
ACCEPT "SECOND FILE STARTING BLOCK=?",NS2  
ACCEPT "FIRST POINT FOR AVERAGING=?",NSA

INITIAL CONDITIONS.

NB1=NB-NS1+1  
NB2=NB-NS2+1  
IF(NB1.LT.2.OR.NB2.LT.2) GOTO 5  
NS1=NS1-1  
NS2=NS2-1  
NBL=0  
IB1=NS1  
IB2=NS2  
IR1=-128  
IH=256  
DIS=0.  
IP=0  
READ BINARY (3) (ND1(I),I=1,30)  
READ BINARY (4) (ND2(I),I=1,30)  
TPI=(8.\*ATAN(1.))/255

COMPUTE HAMMING WINDOW W(\*).

DO 10 I=0,127  
FI=FLOAT(I)\*TPI  
W(I)=0.54-0.46\*COS(FI)  
I1=255-I  
10 W(I1)=W(I)

READ THE FIRST BLOCK FROM CH. (0), (1).

CALL RDBLK(0, IB1, IX1(0), 1, IER1)

CALL RDBLK(1, IB2, IX2(0), 1, IER2)

IF (IER1. EQ. 9. OR. IER2. EQ. 9) GOTO 150

MAIN LOOP:

READ THE NEXT BLOCK (IF AVAILABLE) FROM CH. (0), (1).

20 IB1=IB1+1

IB2=IB2+1

IBM=IB1

IF (IB2. GT. IB1) IBM=IB2

IF (IBM. LT. NB) GOTO 30

GO TO 130

30 CALL RDBLK(0, IB1, IX1(IH), 1, IER1)

CALL RDBLK(1, IB2, IX2(IH), 1, IER2)

IF (IER1. EQ. 9. OR. IER2. EQ. 9) GOTO 150

SECOND LOOP:

SHIFT W(\*) 128 SAMPLES FORWARD (RELATIVE TO INPUT DATA),  
AND MULTIPLY W(\*) WITH INPUT DATA.

40 IR1=MOD(IR1+128, 512)

IP=IP+1

DO 50 I=0, 255

IRX=MOD(IR1+I, 512)

CX1(I)=W(I)\*FLOAT(IX1(IRX))

50 CX2(I)=W(I)\*FLOAT(IX2(IRX))

APPLY FFT ON THE WINDOWED DATA AND COMPUTE IT'S  
ABSOLUTE VALUE.

CALL DFT5(CX1, 256, 0)

CALL DFT5(CX2, 256, 0)

DO 60 I=0, 128

X1(I)=CABS(CX1(I))\*CABS(CX1(I))

60 X2(I)=CABS(CX2(I))\*CABS(CX2(I))

MA1=0.0

MA2=0.0

DO 70 N=0, 128

IF (X1(N). GT. MA1) MA1=X1(N)

70 IF (X2(N). GT. MA2) MA2=X2(N)

SUM NORMALIZED DFT SAMPLES FOR EACH FILTER

DO 90 K=1, 26

S1(K)=0.0

S2(K)=0.0

ND1K=ND1(K)

ND2K=ND2(K)

DO 80 J=ND1K, ND2K

S1(K)=S1(K)+X1(J)

80 S2(K)=S2(K)+X2(J)

S1(K)=S1(K)/MA1

90 S2(K)=S2(K)/MA2

COMPUTE DISTANCE D



```
D=0.0
DO 100 N=1,26
MAS=S1(N)
IF(MAS.LT.S2(N)) MAS=S2(N)
SD=S1(N)-S2(N)
100 D=D+MAS*SD*SD
WRITE BINARY (2) D
IF(IP.LT.NSA)GOTO 105

COMPUTE AVERAGE DISTANCE.

DIS=DIS+D

CHECK FOR TERMINATION. IF NOT GO BACK TO SECOND LOOP.
105 IF(IH.EQ.0) GOTO 110
IF(IR1.NE.256) GOTO 40
IH=0
GOTO 20
110 IF(IR1.NE.0) GOTO 40
IH=256
GOTO 20
130 DIS=DIS/(IP-NSA+1)
WRITE (12,140) DIS
140 FORMAT ("DISTANCE EQUAL ",(1F14.6))
CALL RESET
GOTO 160
150 TYPE "END OF DATA"
160 STOP PDISTK
END
```

```

***** DATA1 *****
I= 1 X(I)= 5
I= 3 X(I)= 9
I= 5 X(I)= 13
I= 7 X(I)= 17
I= 9 X(I)= 21
I= 11 X(I)= 25
I= 13 X(I)= 30
I= 15 X(I)= 35
I= 17 X(I)= 40
I= 19 X(I)= 47
I= 21 X(I)= 54
I= 23 X(I)= 63
I= 25 X(I)= 74
I= 27 X(I)= 88
I= 29 X(I)= 103

I= 2 X(I)= 7
I= 4 X(I)= 11
I= 6 X(I)= 15
I= 8 X(I)= 19
I= 10 X(I)= 23
I= 12 X(I)= 27
I= 14 X(I)= 32
I= 16 X(I)= 37
I= 18 X(I)= 43
I= 20 X(I)= 50
I= 22 X(I)= 58
I= 24 X(I)= 68
I= 26 X(I)= 81
I= 28 X(I)= 95
I= 30 X(I)= 111

```

```

***** DATA2 *****
I= 1 X(I)= 11
I= 3 X(I)= 15
I= 5 X(I)= 19
I= 7 X(I)= 23
I= 9 X(I)= 27
I= 11 X(I)= 31
I= 13 X(I)= 37
I= 15 X(I)= 43
I= 17 X(I)= 49
I= 19 X(I)= 57
I= 21 X(I)= 65
I= 23 X(I)= 75
I= 25 X(I)= 87
I= 27 X(I)= 102
I= 29 X(I)= 118

I= 2 X(I)= 13
I= 4 X(I)= 17
I= 6 X(I)= 21
I= 8 X(I)= 25
I= 10 X(I)= 29
I= 12 X(I)= 34
I= 14 X(I)= 40
I= 16 X(I)= 46
I= 18 X(I)= 53
I= 20 X(I)= 61
I= 22 X(I)= 70
I= 24 X(I)= 81
I= 26 X(I)= 95
I= 28 X(I)= 110
I= 30 X(I)= 126

```

**PROGRAM: PADLMS**

**\*\*\* ADAPTIVE FILTER \*\*\***

DIMENSION W(512), IYP(0:1024), IYE(0:1024)

REAL MU

INTEGER XP(0:1024), XR(0:1024)

CALL INOUT(0, "PRIMARY INPUT: ", 0)

CALL INOUT(1, "REF. INPUT: ", 0)

CALL INOUT(2, "PRED. OUTPUT: ", 1)

CALL INOUT(3, "ERR. OUTPUT: ", 1)

CALL INOUT(4, "WEIGHTS FILE: ", 1)

GOTO 20

TYPE "NW+NDR-NDP-1<0, CHANGE PARAMETERS: "

ACCEPT "# OF DELAY ELEMENTS FOR PRIMARY = ?, REF. = ? ", NDP, NDR

ACCEPT "# OF WEIGHTS = ? ", NW

NWRP=NW+NDR-NDP-1

NWD=NW+NDR

IF(NWRP.LT.0) GOTO 10

ACCEPT "STEP SIZE = MU = ? ", MU

ACCEPT "# OF INPUT BLOCKS (EVEN) = ? ", NB

ACCEPT "WRITE COEFF. EVERY N POINTS, N=? ", NWT

INITIAL CONDITIONS.

TMU=2.\*MU/(2048.\*2048.)

DO 30 I=1,NW

W(I)=0.

CONTINUE

IBL=0

NBL=0

IR1=-1

IBY=0

IW=-1

IX=512

READ THE FIRST TWO INPUT DATA BLOCKS, FOR PRIMARY  
AND FOR REFERENCE INPUTS.

CALL RDBLK (0,0,XP(0),2,IERR)

CALL RDBLK (1,0,XR(0),2,IERP)

IF(IERR.EQ.9.OR.IERP.EQ.9) GOTO 240

MAIN LOOP

READ THE NEXT TWO INPUT DATA BLOCKS (IF AVAILABLE)  
FOR PRIMARY AND FOR REFERENCE INPUTS.

IBL=IBL+2

IF(IBL.LT.NB) GOTO 112

NBL=1

GO TO 120

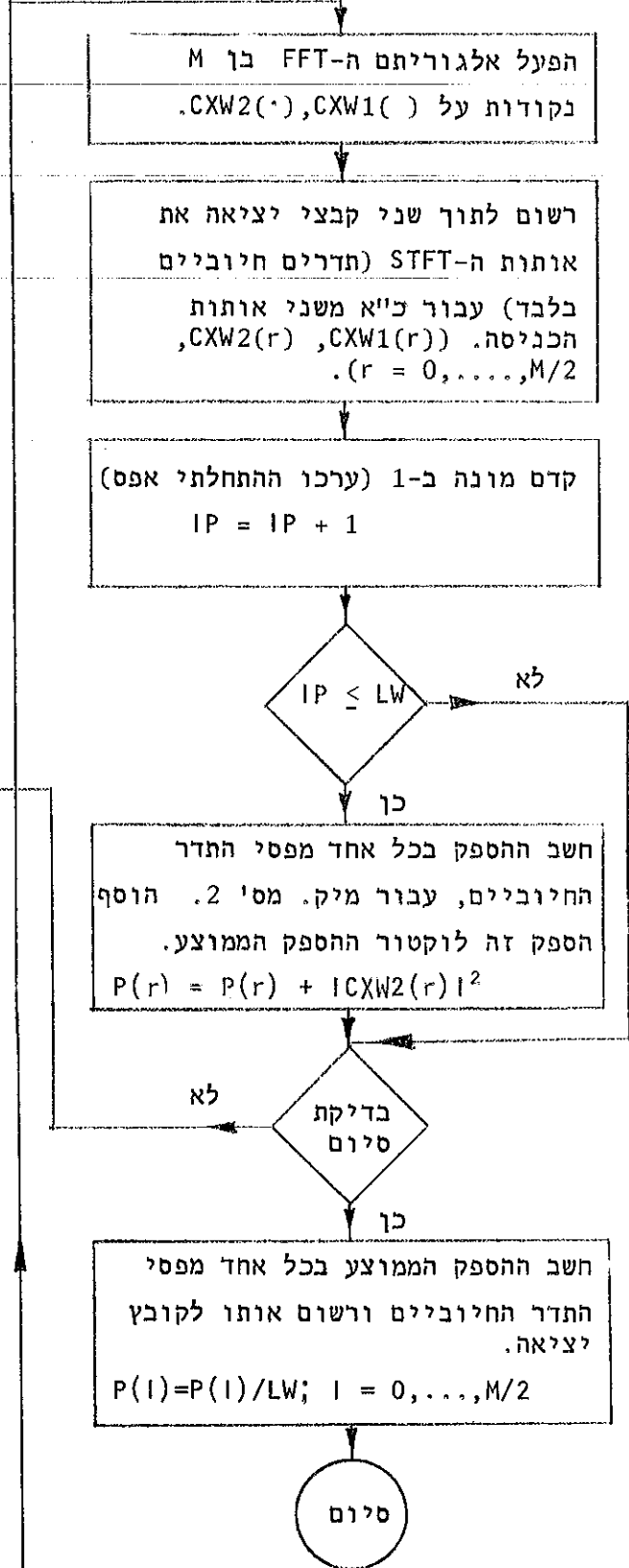
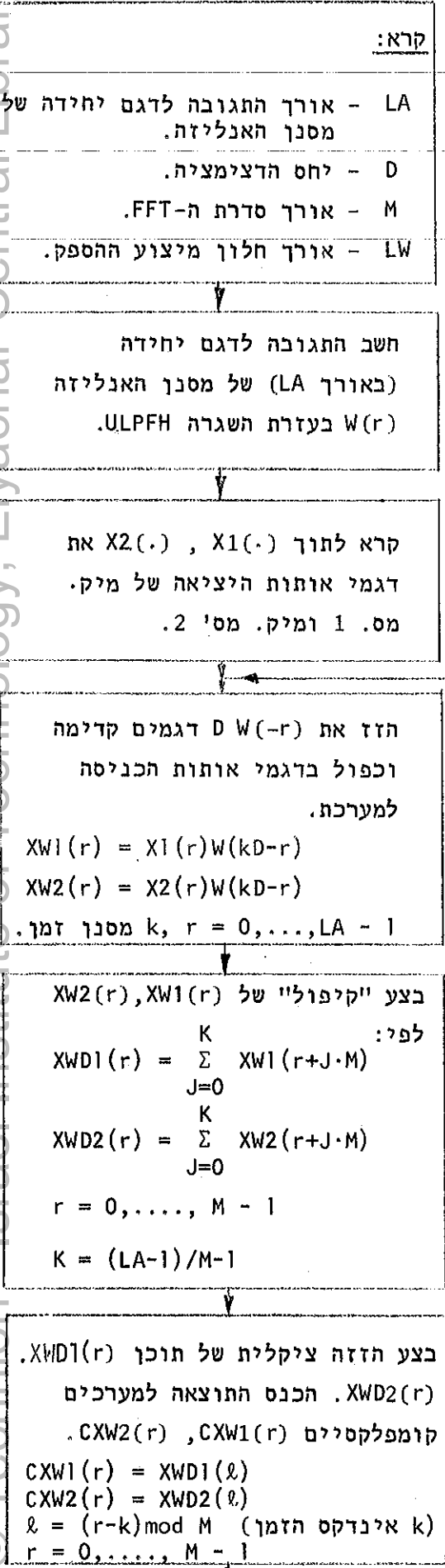
CALL RDBLK(0,IBL,XP(IX),2,IERR)

CALL RDBLK(1,IBL,XR(IX),2,IERP)

IF(IERR.EQ.9.OR.IERP.EQ.9) NBL=2

```
C
C
C      SECOND LOOP
120   IRI=MOD(IR1+1, 1024)
      IW=MOD(IW+1, NWT)
      YP=0.
C
C      COMPUTE PREDICTOR OUTPUT.
C
      DO 130 I=1, NW
      IRX=MOD(IR1+I-1, 1024)
      YP=YP+W(I)*FLOAT(XR(IRX))
130   CONTINUE
      IYP(IR1)=INT(YP)
C
C      COMPUTE ERROR OUTPUT.
C
      IPX=MOD(IR1+NWRP, 1024)
      YE=FLOAT(XP(IPX))-YP
      IYE(IR1)=INT(YE)
C
C      COMPUTE WEIGHTS VALUES BY LMS ALGORITHM.
C
      TMUE=TMU*YE
      DO 140 I=1, NW
      IRX=MOD(IR1+I-1, 1024)
      W(I)=W(I)+TMUE*XR(IRX)
140   CONTINUE
      IF(IW.NE.0) GOTO 145
      DO 142 J=1, NW
      J1=NW-J+1
      WRITE BINARY(4) W(J1)
142   CONTINUE
C
C      CHECK FOR TERMINATION.
C
145   IF(IX.EQ.0) GOTO 150
      IF(IRX.LE.511.AND.IPX.LE.511) GOTO 120
      IF(NBL.GT.0) GOTO 200
      IF(IR1.LE.511) GOTO 120
      IX=0
      CALL WRBLK(2, IBY, IYP(IX), 2, IER)
      CALL WRBLK(3, IBY, IYE(IX), 2, IER)
      IBY=IBY+2
      GOTO 110
150   IF(IRX.GT.511.AND.IPX.GT.511) GOTO 120
      IF(NBL.GT.0) GOTO 220
      IF(IR1.GT.511) GOTO 120
      IX=512
      CALL WRBLK(2, IBY, IYP(IX), 2, IER)
      CALL WRBLK(3, IBY, IYE(IX), 2, IER)
      IBY=IBY+2
      GOTO 110
200   IR2=IR1+1
      DO 210 I=IR2, 511
      IYP(I)=0
210   IYE(I)=0
```

```
CALL WRBLK(2, IBY, IYP(0), 2, IER)
CALL WRBLK(3, IBY, IYE(0), 2, IER)
GOTO 250
220 IR2=IR1+1
DO 230 I=IR2, 1023
IYP(I)=0
230 IYE(I)=0
CALL WRBLK(2, IBY, IYP(512), 2, IER)
CALL WRBLK(3, IBY, IYE(512), 2, IER)
IF(NBL. EQ. 1) GOTO 250
240 TYPE "END OF FILE"
250 STOP
END
```



צור B.2: תרשים זרימה לתוכנית האנליזה PSTFTA.

Fig. B.2: Flow chart of the analysis program PSTFTA.

PROGRAM: PSTETA

\*\*\* SHORT TIME FOURIER TRANSFORM-ANALYSIS (FBS) \*\*\*

INPUT PARAMETERS AND FILES ARE;  
CHANNEL (0), "1ST. IN. FILE"=OUTPUT FROM THE FIRST MIC. (INT.)  
CHANNEL (1), "2ND. IN. FILE"=OUTPUT FROM THE SECOND MIC. (INT.)  
CHANNEL (2), "1ST. OUT. FILE"=SHORT TIME FOURIER TRANSFORM OF  
THE FIRST INPUT FILE. (COMPLEX).  
CHANNEL (3), "2ND. OUT. FILE"=SHORT TIME FOURIER TRANSFORM OF  
THE SECOND INPUT FILE. (COMPLEX).  
CHANNEL (4), "AV. POWER FILE"=AVERAGE POWER IN EACH FREQUENCY  
BAND IN CH. (3), (FLOAT).  
NB= # OF INPUT DATA BLOCKS IN CHANNELS (0), (1).  
M=DFT LENGTH  
LA=PROTOTYPE LPF IMPULSE RESPONSE LENGTH.  
D=SHORT TIME FOURIER TRANSFORM SAMPLING PERIOD.  
LW=POWER AVERAGE WINDOW LENGTH (CH. 1).

DIMENSION XW1(0:1023), XW2(0:1023), XWD1(0:127), XWD2(0:127)  
DIMENSION W(0:1024), P(0:64)  
COMPLEX CXW1(0:127), CXW2(0:127)  
INTEGER X1(0:2047), X2(0:2047), D  
CALL INOUT(0, "1ST. IN. FILE: ", 0)  
CALL INOUT(1, "2ND. IN. FILE: ", 0)  
CALL INOUT(2, "1ST. OUT. FILE: ", 1)  
CALL INOUT(3, "2ND. OUT. FILE: ", 1)  
CALL INOUT(4, "AV. POWER FILE: ", 1)  
ACCEPT " # OF INPUT BLOCKS (MULTIPLE OF FOUR)=?", NB  
ACCEPT " DFT LENGTH=?", M  
GOTO 20  
10 TYPE "LA+D>1023, CHANGE PARAMETERS"  
20 ACCEPT "LPF LENGTH (EVEN MULTIPLE OF DFT LENGTH +1)=?", LA  
ACCEPT "STFT. SAMPLING PERIOD (<=DFT LENGTH)=?", D  
ACCEPT "POWER AVERAGE WINDOW LENGTH (BLOCKS), (CH. 1)=?", LW  
LA1=LA+D  
IF(LA1. GE. 1024) GOTO 10

INITIAL CONDITIONS

DO 30 I=0, 1023  
XW1(I)=0.  
30 XW2(I)=0.  
DO 40 I=0, 64  
40 P(I)=0.  
IPA=0  
NPA=(LW\*256)/D  
LA0=LA-1  
M0=M/2-1  
M1=M/2  
M2=M-1  
IBL=0  
NBL=0  
IR1=-D  
IX=1024  
N=LA0/2-D  
K=LA0/M-1

COMPUTE THE IMPULSE RESPONSE OF THE PROTOTYPE LPF

CALL LPFH(W, LA, M)

READ THE FIRST FOUR INPUT DATA BLOCKS INTO X1(\*), X2(\*)

CALL RDBLK(0, 0, X1(0), 4, IER1)

CALL RDBLK(1, 0, X2(0), 4, IER2)

IF (IER1. EQ. 9. OR. IER2. EQ. 9) GOTO 240

MAIN LOOP;

READ THE NEXT FOUR INPUT DATA BLOCKS (IF AVAILABLE) INTO X1(\*), X2(\*)

110 IBL=IBL+4  
IF (IBL. LT. NB) GOTO 112  
NBL=1

GOTO 120  
112 CALL RDBLK(0, IBL, X1(IX), 4, IER1)  
CALL RDBLK(1, IBL, X2(IX), 4, IER2)  
IF (IER1. EQ. 9. OR. IER2. EQ. 9) NBL=2

SECOND LOOP;

SHIFT W(\*) D SAMPELS FORWARD (RELATIVE TO THE INPUT DATA),  
AND MULTIPLY W(\*) WITH THE INPUT DATA. ALLOCATE THE RESULTS  
IN XW1(\*), XW2(\*)

120 N=N+D  
DO 122 I=0, M2  
XWD1(I)=0.  
XWD2(I)=0.  
122 CONTINUE  
IR1=MOD(IR1+D, 2048)  
DO 125 I=0, LA0  
IRX=MOD(IR1+I, 2048)  
XW1(I)=FLOAT(X1(IRX))\*W(I)  
XW2(I)=FLOAT(X2(IRX))\*W(I)  
125 CONTINUE

"FOLD" XW1(\*) AND XW2(\*)

DO 130 I=0, M2  
DO 130 J=0, K  
L=I+J\*M  
XWD1(I)=XWD1(I)+XW1(L)  
XWD2(I)=XWD2(I)+XW2(L)  
130 CONTINUE

SHIFT CIRCULARLY XWD1(\*) AND XWD2(\*)

L1=MOD(-N, M)  
IF (L1. LT. 0) L1=L1+M  
DO 135 I=0, M2  
I1=MOD(L1+I, M)  
CXW1(I)=XWD1(I1)  
CXW2(I)=XWD2(I1)  
135 CONTINUE

APPLY FFT ON M POINTS OF CXW1(\*) , CXW2(\*)  
WRITE ONLY POSITIVE FREQUENCIES



```
CALL DFT5 (CXW1, M, 0)
CALL DFT5 (CXW2, M, 0)
WRITE BINARY (2) (CXW1(I), I=0, M1)
WRITE BINARY (3) (CXW2(I), I=0, M1)
```

```
COMPUTE AVERAGE POWER IN EACH BAND (CH. 1)
```

```
IPA=IPA+1
IF (IPA. GT. NPA) GOTO 149
DO 140 I=0, M1
P(I)=P(I)+CABS(CXW2(I))*CABS(CXW2(I))
CONTINUE
```

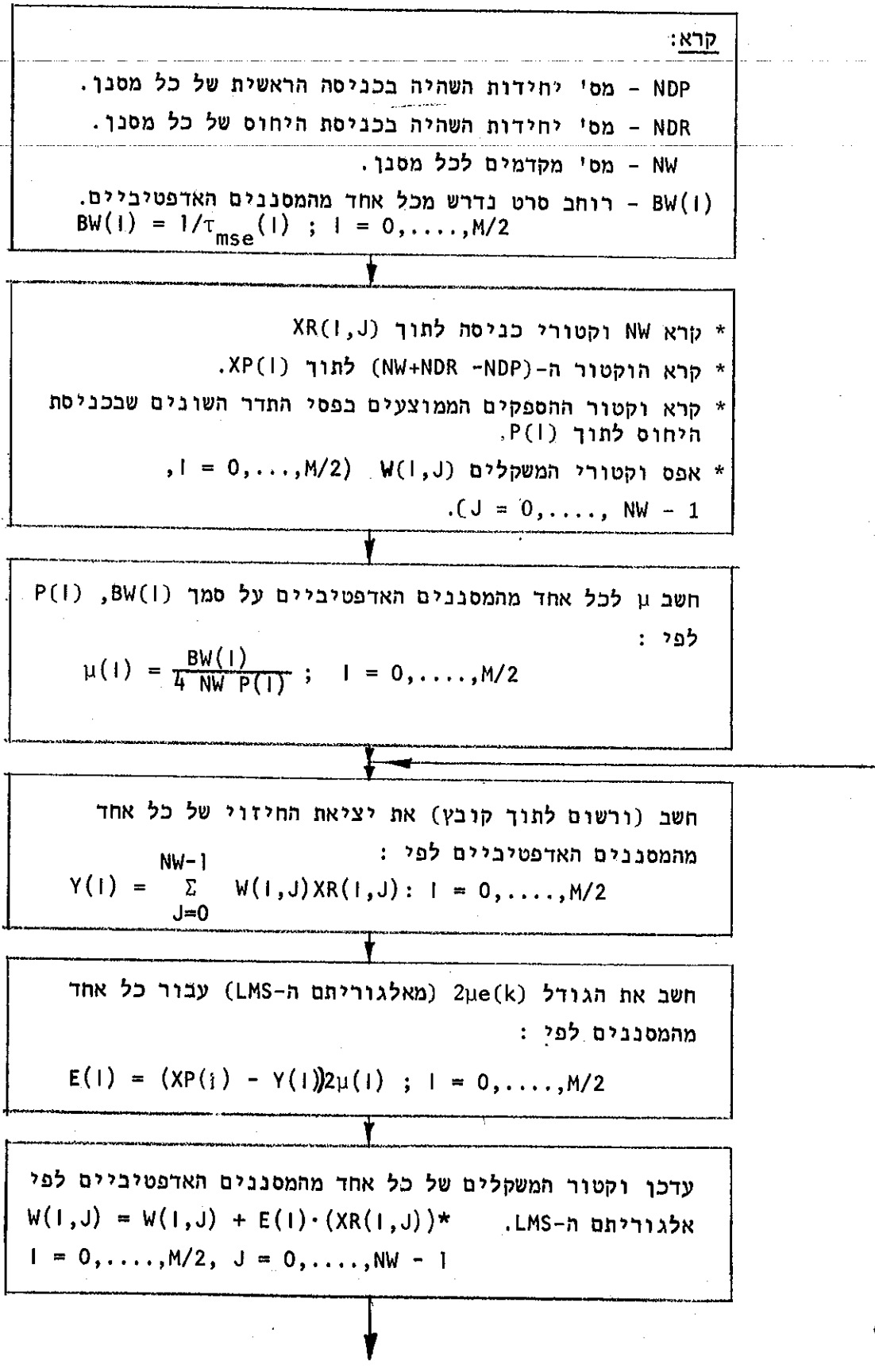
```
IX=0 INDICATES THAT THE ABOVE OPERATIONS ARE DONE
ON THE LAST 1024 POINTS OF X1(*) AND X2(*).
IX=1024 INDICATES THAT THE ABOVE OPERATIONS ARE DONE
ON THE FIRST 1024 POINTS OF X1(*) AND X2(*)..
```

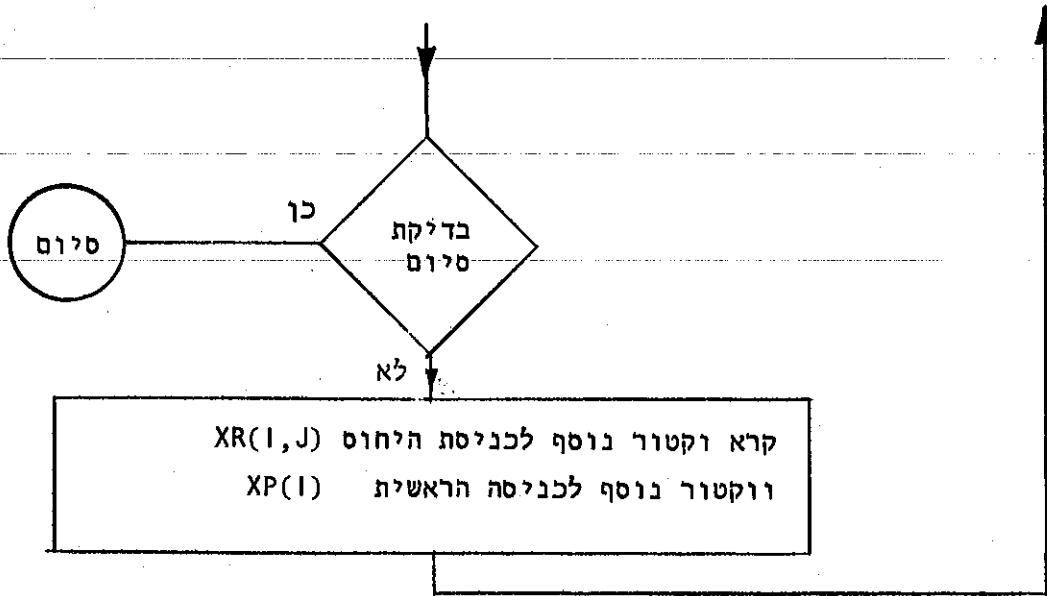
```
IF (IX. EQ. 0) GO TO 150
IRX1=1023-D
IF (IRX. LE. IRX1) GOTO 120
IF (NBL. GT. 0) GOTO 230
IF (IR1. LE. 1023) GOTO 120
IX=0
```

```
GOTO 110
IRX2=2047-D
IF (IRX. GT. 1023. AND. IRX. LE. IRX2) GOTO 120
IF (NBL. GT. 0) GOTO 230
IF (IR1. GT. 1023) GOTO 120
IX=1024
```

```
GOTO 110
230 TYPE " # OF OUTPUT VECTORS ARE", IPA
DO 235 I=0, M1
P(I)=P(I)/NPA
WRITE BINARY(4) P(I)
CONTINUE
```

```
IF (NBL. EQ. 1) GOTO 250
240 TYPE "END OF DATA"
250 STOP
END
```





צילור B.3: תרשים זרימה לתוכנית סימולציה לבנק מסננים אדפטיביים - PBCAF.  
Fig. B.3: Flow chart of the adaptive filter bank program - PBCAF.

PROGRAM: PBCAF

BANK OF COMPLEX ADAPTIVE FILTERS

\*\*\*

INPUT PARAMETERS AND FILES ARE:

CHANNEL (0), "PRI. INPUT"=PRIMARY INPUTS TO THE ADAPTIVE FILTERS. THIS IS THE OUTPUT FROM THE PROGRAM "PSTFTA" CH. (2). (COMPLEX).

CHANNEL (1), "REF. INPUT"=REFERENCE INPUTS TO THE ADAPTIVE FILTERS. THIS IS THE OUTPUT FROM THE PROGRAM "PSTFTA" CH. (3). (COMPLEX).

CHANNEL (2), "PRED. OUT."=PREDICTOR OUTPUTS FROM THE ADAPTIVE FILTERS. THIS IS THE INPUT TO THE SYNTHESIS PROGRAM "PSTFTS". (COMPLEX).

CHANNEL (3), "AV. POWER FILE"=VECTOR OF AVERAGE POWER IN EACH FREQUENCY BAND IN CH. (1). THIS IS THE OUTPUT FROM THE PROGRAM "PSTFTA", CH. (4). (FLOAT).

NDR, NDP= # OF DELAY ELEMENTS FOR PRIMARY AND REFERENCE INPUTS OF EACH ADAPTIVE FILTERS.

NW= # OF WEIGHTS FOR EACH ADAPTIVE FILTER

NBW= # OF FILTERS GROUPS HAVE EQUAL BANDWIDTH.

NG(I)= # OF ADAPTIVE FILTERS IN THE I' TH GROUP. (I=1, NBW).

BW(I)= BANDWIDTH OF EACH ADAPTIVE FILTER IN THE I' TH GROUP (I=1, NBW).

NV= # OF INPUT VECTORS. (EACH VECTOR CONTAINS POSITIVE FREQUENCIES OF THE STFT.)

COMPLEX Y(0:64), E(0:64), XP(0:64), W(0:64, 0:23), XR(0:64, 0:23)

COMPLEX TEMP

DIMENSION NFG(0:64), TMU(0:64), BW(65)

INTEGER C, CX

CALL INOUT (0, "PRI. INPUT: ", 0)

CALL INOUT (1, "REF. INPUT: ", 0)

CALL INOUT (2, "PRED. OUT. : ", 1)

CALL INOUT (3, "AV. POWER FILE: ", 0)

GOTO 15

10 TYPE "NW+NDR-NDP-1<0, CHANGE PARAMETERS: "

15 ACCEPT "# OF DELAY ELEMENTS FOR PRI. =?, REF. =?", NDP, NDR

ACCEPT "# OF WEIGHTS=?", NW

NWRP=NW+NDR-NDP-1

IF (NWRP.LT.0) GOTO 10

ACCEPT "# OF FILTERS GROUPS HAVE EQUAL BW=?", NBW

NF=-1

DO 17 I=1, NBW

TYPE " I=", I

ACCEPT "# OF FILTERS IN THAT GROUP IS =?", NFG(I)

ACCEPT " BANDWIDTH IN THAT GROUP IS =?", BW(I)

NF=NFG(I)

CONTINUE

17 ACCEPT "# OF INPUT VECTORS=?", NV

INITIAL CONDITIONS.

NVO=NV-1

NWO=NW-1

NF1=(NF+1)\*NWRP

IV=NWRP

```
IP=0
C=0
NFG(0)=0
DO 20 I=0,64
E(I)=(0.,0.)
DO 20 J=0,23
W(I,J)=(0.,0.)
20 CONTINUE

INITIAL READING OF PRIMARY AND REFERENCE INPUT VECTORS.

DO 25 I=1,NF1
READ BINARY (0) TEMP
25 CONTINUE
READ BINARY (0) (XP(I), I=0,NF)
DO 30 J=0,NWO
DO 30 I=0,NF
READ BINARY (1) XR(I,J)
30 CONTINUE

MU COMPUTATION BASED ON BANDWIDTH AND AVERAGE POWER OF
EACH ADAPTIVE FILTER.

READ BINARY (3) (TMU(I), I=0,NF)
N1=0
N2=-1
NWT=2*NW
DO 60 K=1,NBW
K0=K-1
N1=N1+NFG(K0)
N2=N2+NFG(K)
DO 60 I=N1,N2
60 TMU(I)=BW(K)/(NWT*(TMU(I)))
CONTINUE

MAIN LOOP;
COMPUTE PREDICTOR OUTPUTS .

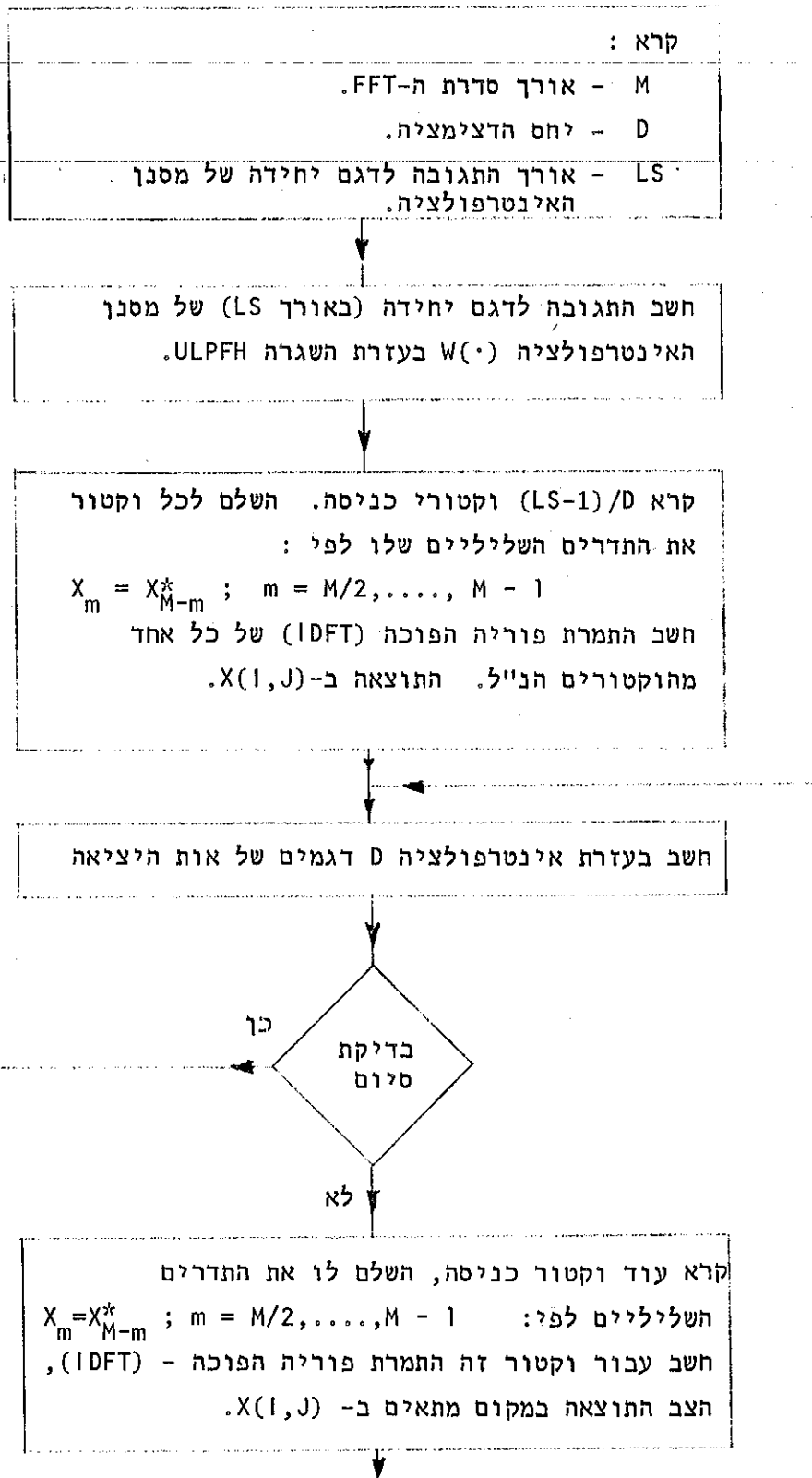
DO 100 I=0,NF
100 Y(I)=(0.,0.)
DO 115 I=0,NF
IF (TMU(I).EQ.0.) Y(I)=(0.,0)
IF (TMU(I).EQ.0.) GOTO 115
DO 115 J=0,NWO
CX=MOD(C+J,NW)
Y(I)=Y(I)+W(I,J)*XR(I,CX)
115 CONTINUE
WRITE BINARY (2) (Y(I), I=0,NF)

COMPUTE THE TERM (2*MU*E(I)) IN THE "LMS" ALGORITHM
FOR EACH ADAPTIVE FILTER.

DO 120 I=0,NF
IF (TMU(I).EQ.0.) GOTO 120
E(I)=(XP(I)-Y(I))*TMU(I)
120 CONTINUE
```

COMPUTE WEIGHTS VALUES BY LMS ALGORITHM

```
DO 135 I=0, NF
IF (TMU(I).EQ.0.) GOTO 135
DO 135 J=0, NWO
CX=MOD(C+J, NW)
W(I, J)=W(I, J)+E(I)*CONJG(XR(I, CX))
135 CONTINUE
IF (IV.LT.NVO) GOTO 160
GOTO 170
160 READ BINARY (0) (XP(I), I=0, NF)
READ BINARY (1) (XR(I, C), I=0, NF)
C=MOD(C+1, NW)
IV=IV+1
IF=IF+1
GOTO 100
170 TYPE " # OF OUTPUT VECTORS ARE: ", IF
STOP
END
```



צילור B.4 : תרשים זרימה לתוכנית הסינטזה - PSTFTS.

Fig. B.4: Flow chart of the synthesis program - PSTFTS.

PROGRAM: PSTFTS

\*\*\* SHORT TIME FOURIER TRANSFORM-SYNTHESIS (FBS) \*\*\*

INPUT PARAMETERS AND FILES ARE:  
CHANNEL (0), "INPUT FILE"= SHORT TIME FOURIER TRANSFORM.  
THIS IS THE OUTPUT FROM THE PROGRAM "PSTFTA" OR  
THE PROGRAM "PBCAF". (COMPLEX).

CHANNEL (1), "OUTPUT FILE"=SYNTHESIZED SPEECH. (INT.)  
NV=# OF INPUT VECTORS. EACH VECTOR CONTAINS POSITIVE  
FREQUENCIES OF THE STFT.

M=DFT LENGTH.

D=SHORT TIME FOURIER TRANSFORM SAMPLING PERIOD.  
(DECIMATION RATIO.)

LS=INTERPOLATION LPF IMPULSE RESPONSE LENGTH.

DIMENSION X(0:127,0:32),W(0:1024)

INTEGER C,CX,D,YO(0:255)

COMPLEX TEMP(0:127)

CALL INOUT (0,"INPUT FILE: ",0)

CALL INOUT (1,"OUTPUT FILE: ",1)

ACCEPT " # OF INPUT VECTORS=?",NV

ACCEPT " DFT LENGTH=?",M

ACCEPT " STFT SAMPLING PERIOD =?",D

ACCEPT " LPF LENGTH (EVEN MULTIPLE OF D PLUS ONE)=?",LS

INITIAL CONDITIONS

PI=4.\*ATAN(1.)

LS0=LS-1

NV0=NV-1

M0=M/2-1

M1=M/2

M2=M-1

NWD=LS0/D

NWD1=LS0/D+1

IV=0

IX=LS0/D

IN=0

IBL=-1

C=0

ID=0

N=LS-2

L=0

COMPUTE IMPULSE RESPONSE OF THE INTERPOLATION FILTER

CALL LPFH(W,LS,D)

READ (LS-1)/D INPUT VECTORS AND COMPUTE IDFT OF EACH ONE

DO 20 J=0,NWD

READ BINARY (0)(TEMP(I),I=0,M1)

DO 10 I=M1,M2

I1=M-I

10 TEMP(I)=CONJG(TEMP(I1))

CALL DFT5(TEMP,M,1)

DO 15 I=0,M2

15 X(I,J)=REAL(TEMP(I))/M

20 CONTINUE

©Technion - Israel Institute of Technology, Elyachar Central Library



MAIN LOOP;  
COMPUTE D OUTPUT SAMPELS.

```
40  N=MOD(N+1,M)
    Y=0.
    DO 50 J=L,NWD
      CX=MOD(C+J,NWD1)
      IWD=D*J-ID
      Y=Y+X(N,CX)*W(IWD)
50  CONTINUE
    YO(IN)=INT(Y)
    IN=MOD(IN+1,256)
    IF (IN.EQ.0) GOTO 55
    GOTO 58
55  IBL=IBL+1
    CALL WRBLK(1,IBL,YO(0),1,IER)
58  ID=MOD(ID+1,D)
    IF (ID.EQ.0) GOTO 60
    L=1
    GOTO 40
60  IX=IX+1
    IV=IV+1
    IF (IX.LE.NV0) GOTO 70
    IF (IV.LE.NV0) GOTO 80
    GOTO 100
```

READ NEXT INPUT VECTOR (IF AVAILABLE), AND  
COMPUTE IT'S IDFT. THEN GO BACK TO THE MAIN LOOP.

```
70  READ BINARY (0) (TEMP(K),K=0,M1)
    DO 75 I=M1,M2
      I1=M-I
      TEMP(I)=CONJG(TEMP(I1))
75  CONTINUE
    CALL DFT5(TEMP,M,1)
    DO 77 I=0,M2
      X(I,C)=REAL(TEMP(I))/M
77  CONTINUE
    C=MOD(C+1,NWD1)
    L=0
    GOTO 40
```

IF OUTPUT ARRAY (YO(\*)) CONTAINS LESS THEN 256  
SAMPLES,ADD ZEROES AND WRITE IT TO OUTPUT FILE.

```
80  DO 90 K=0,M2
    X(K,C)=0.
90  CONTINUE
    C=MOD(C+1,NWD1)
    L=0
    GOTO 40
100 DO 110 I=IN,255
    YO(I)=0
110 CONTINUE
    IBL=IBL+1
    CALL WRBLK (1,IBL,YO(0),1,IER)
    STOP
    END
```

**SUBROUTINE: ULPFH**

\*\*\* SUBROUTINE TO CALCULATE AN IMPULSE RESPONSE OF PROTOTYPE LPF \*\*\*

V=IMPULSE RESPONSE OF THE LPF  
L=TIME DURATION OF THE IMPULSE RESPONSE  
N=DFT LENGTH  
V(\*) COMPUTED BY MULTIPLICATION OF THE IMPULSE  
RESPONSE OF AN IDEAL LPF BY FINITE DURATION  
HAMMING WINDOW

SUBROUTINE LPFH (V,L,N)  
DIMENSION V(0:1024)  
DO 5 I=0,1024  
V(I)=0.  
PI=4.\*ATAN(1.)  
L2=(L-1)/2  
L20=L2-1  
PIL=PI/L2  
PIN=PI/N  
V(L2)=1.  
DO 10 I=0,L20  
P=PIN\*(I-L2)  
V(I)=(0.54-0.46\*COS(PIL\*I))\*SIN(P)/P  
I1=L-I-1  
V(I1)=V(I)  
RETURN  
END

REFERENCES

- [1] Helmut Haas, "The Influence of a Single Echo on the Audibility of Speech", Journal of the Audio Engineering Society, March 1972, Vol. 20, No. 2.
- [2] J.L. Flanagan, "Signal Processing to Reduce Multipath Distortion in Small Rooms", The Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 47, No. 6, Feb. 1970, pp. 1475 - 1481.
- [3] J.B. Allen et al, "Multimicrophone Signal Processing Technique to Remove Room Reverberation from Speech Signals", J. Acoust. Soc. Am. , Vol. 62, No. 4, October 1977.
- [4] A.H. Koenig et al, "Determination of Masking-Level Differences in a Reverberant Environment", J. Acoust. Soc. Am., Vol. 61, No. 5, May 1977.
- [5] J.B. Allen "Image Method for Efficiently Simulating Small Room Acoustics". Unpublished paper.
- [6] B. Widrow et al, "Adaptive Noise Cancelling : Principles and Applications", Proceedings of the IEEE, Vol. 63, No. 12, December 1975.
- [7] "Adaptive Filter", in Aspects of Network and System Theory, R. Kalman and N. DeClaris, Eds. New York : Holt, Rinehart and Winston, 1971, pp. 563 - 587.
- [8] B. Widrow et al., "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", Proceedings of the IEEE, Vol. 64, No. 8, Aug. 76.

- [9] B. Widrow, "A Comparison of Adaptive Algorithms Based on the Methods of Steepest Descent and Random Search", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-24, No. 5, Sep. 1976
- [10] John R. Glover, "Adaptive Noise Cancelling Applied to Sinusoidal Interferences", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-25, No. 6, Dec. 1977.
- [11] B. Widrow et al., "The Complex LMS Algorithm", Proceedings of the IEEE, April 1975, pp. 719-720.
- [12] Dennis H. Klatt, "A Digital Filter Bank for Spectral Matching", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1976.
- [13] Micheal R. Portnoff, "Implementation of the Digital Phase Vocoder Using the Fast Fourier Transform", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-24, No. 3, June 1976.
- [14] Jont B. Allen and Lawrence R. Rabiner", "A Unified Approach to Short-Time Fourier Analysis and Synthesis", Proceedings of the IEEE, Vol. 65, No. 11, Nov. 1977.
- [15] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schafer, "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, INC., Englewood Cliffs, New Jersey.
- [16] Ronald W. Schafer and Lawrence R. Rabiner, "A Digital Signal Processing Approach to Interpolation", Proceedings of the IEEE, Vol. 61, No. 6, June 1973.
- [17] Jont B. Allen, "Short Term Spectral Analysis, Synthesis, and Modification by Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-25, No. 3, June 1977.

ADAPTIVE SPEECH SIGNALS DEREVERBERATION

Research Thesis

Submitted in partial fulfillment of the requirements

for the degree of Master of Science

i n

Electrical Engineering

B y

YARIV EPHRAIM

Submitted to the Senate of the Technion - Israel Institute of Technology

Shvat 5739

Haifa

February , 1979

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

This research was sponsored by the Israel Ministry of Defense, Grant no. 050-386.

I am indebted to Dr. David Malah for his excellent guidance and devoted help, and also for his sympathetic attitude throughout all the stages of this research.

I am also grateful to Mr. Yoram Or Chen, of the Signal Processing Laboratory for his current assistance.

A B S T R A C T

=====

It is well known that room reverberation can significantly reduce the intelligibility of speech recorded by a microphone in that room. This phenomenon is specially prominent when the microphone is not allocated close to the source. A similar problem arises in diotic listening.

This work deals with two adaptive signal processing methods to remove long term reverberation from speech recorded by two microphones. Both methods utilize an adaptive filter based on the Least Mean Square (LMS) algorithm.

The first method is based on direct adaptive filtering. The output signals of the microphones feeds the two filter inputs. The dereverberated signal is taken from the predictor output. Since the long term reverberation of the two recorded signals are uncorrelated and their correlation with the source signal is low, they will not appear in the predictor output. The predictor output will be mainly composed of the source signal (common to the two inputs) and of short term reverberation. (The short term reverberation in the recorded signals are correlated and they are also correlated with the source signal).

The second method is also based on the above adaptive filtering approach. However, it exploits in a better way the quasi-periodic characteristics of voiced speech signals, and hence enables a more efficient operation of the adaptive filtering process. In this method, the spectrum of each recorded signal is divided into frequency bands of equal width and spacing according to the pitch (fundamental frequency) of the source signal. This way, each band will contain only one source harmonic component. The signal in each

band is then shifted to baseband by complex modulation and decimated. Every two baseband signals corresponding to the same frequency band in the recorded signals are passed through a complex adaptive filter. The predictor outputs baseband signals are interpolated, reallocated by complex demodulation, and summed up in order to produce the dereverberated signal. The spectrum division is carried out by the Filter Bank Synthesis (FBS) method utilizing the FFT algorithm.

Both methods were tested by simulation in order to remove room reverberation. The signal processed by direct adaptive filtering contains less reverberation than each recorded signal, but there is a degradation in speech quality. The result obtained by the second method was better. The reverberation were significantly reduced without severely damaging speech quality. Clearly, the second method is more complex and requires more computations per input sample. The results obtained by both methods were compared by informal listening with a method recently developed in Bell lab. by J.B. Allen. It seems that both, adaptive filtering in separate bands and Allen's method give similar results and require approximately the same number of computations per input sample.