



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.*

עבוד אותות עם התקני מעבר מטען

חבור על מחקר

לשט מילוי חלקי של הדרישות לקבלת התואר

מגיסטר למדעים

בהנדסת חשמל

מאת

פרידלנדר גרשון

הוגש לסנט הטכניון - מכון טכנולוגי לישראל

יוני 1976

חיפה

סיון תשל"ו

462

המחקר נעשה בהנחיית ד"ר ד. מלאך  
בפקולטה להנדסת השמל, הטכניון, מכון טכנולוגי לישראל.

תודתי העמוקה נתונה למנחה ד"ר ד. מלאך, אשר הציע את הנושא  
ועזר לי רבות בכל שלבי המחקר.

לאסתר

תוכן הענייניםעמוד

1		תקציר
3		רשימת סמלים וקיצורים
5		מבוא
7		פרק 1 - החקני מעבר מטען
7	1.1	הרגיסטר האנלוגי
8	1.2	מבנה של החקני סוללת דליים (BBD)
12	1.3	מבנה של החקני צמוד מטען (CCD)
14	1.4	הפרמטר $\epsilon$ והמודל הלינארי לתאור מעבר המטען
20	1.5	רעש
21	1.6	מכפלת זמן השהיה ברוחב סרט
21	1.7	אי לינאריות
22		פרק 2 - ממוש מסננים באמצעות החקני מעבר מטען
	2.1	מבנה של מסנני FIR ו-IIR הממומשים על ידי החקני מעבר מטען
22	2.2	קביעת המקדמים במסננים הממומשים על ידי החקני מעבר מטען
24		מערב מטען
24	2.2.1	מסנני FIR
28	2.2.2	מסנני IIR
29	2.3	ממושים משולבים של מסנני FIR
29	2.3.1	מבוא
30	2.3.2	שקלול מקדמים בהחקני סוללת דליים (BBD)
31	2.3.3	שקלול מקדמים בהחקני צמוד מטען (CCD)
32	2.3.4	מסננים בעלי מקדמים מתוכנחים
	2.3.5	האלגוריתם CZT למציאת התמרת פוריה
35		הדיסקרטיות
37	2.4	החקנים נוספים
40		פרק 3 - מסנן טרנסברסלי המבוסס על רצירקולציה
40	3.1	מבוא
41	3.2	מבנה הבלוקים של המסנן

תוכן הענינים (המשך)

עמוד

	3.3	בצוע התקון במקדמים בהתאם למעבר הלא מושלם
53		של המטען
53	3.3.1	מ ב ו א
53	3.3.2	נתוח אנליטי בתחום הזמן
	3.3.3	חשוב התגובה לדגם יחידה באמצעות דמוי
60		מעבר המטענים ברגיסטר ההזזה האנלוגי
66	3.3.4	נתוח בתחום התדר
75		פרק 4 - מ ד י ד ו ת
75	4.1	מדידת הפרמטר $\xi$
79	4.2	מדידת תגובת התדירות של חוג הרצירקולציה
	4.3	בדיקת פעולת המסנן כמסנן מעביר נמוכים
82		וכמסנן מעביר סרט
93	4.4	מדידת עיוותים של המסנן
94	4.5	בדיקת פעולת המערכת כמסנן מתואם
94	4.5.1	מ ב ו א
95	4.5.2	מסנן מתואם לאות קוסינוס
96	4.5.3	מסנן מתואם לאות מלבני
102		פרק 5 - סכום ומסקנות
105		נספח א <sup>6</sup> - חישוב רעש בהתקני מעבר מטען
107		נספח ב <sup>6</sup> - חישוב אברי המטריצה W בתחום התדר
112		נספח ג <sup>6</sup> - תוכניות מחשב לוחשוב המטריצה W
		נספח ד <sup>6</sup> - תוכניות מחשב לחשוב המקדמים של מסנן מעביר נמוכים
119		ומסנן מעביר סרט
123		נספח ה <sup>6</sup> - שרטוט מפורט של המסנן הטרנסברסלי המבוסס על רצירקולציה
124		רשימת מקורות

## ת ק צ י ר

בחבור זה נסקרים מספר שימושים של התקני מעבר מטען לעבוד ספרתי של אותות. הסקירה נעשית תוך הצבעה על פתרונות אפשריים לבעיות הנוצרות עקב שמוש בהתקנים אלה.

התקני מעבר מטען ( CTD Charge Transfer Devices ) פועלים כרגיסטר הזזה אנלוגי. האות האנלוגי נדגם ומטענים היחסיים לדגימות נאגרים בתוך הרגיסטר. המטענים מועברים בתוך הרגיסטר מתא לתא וההעברה נעשית בפקוח מתחי שעון חיצוניים. מעבר המטענים בהתקן אינו מושלם, אלא מלווה בהפסדים המתבטאים בנפיצת האותות העוברים דרך ההתקן.

כאשר משתמשים בהתקנים אלה כאלמנטי השהיה בממוש מסננים בעלי משך סופי של תגובה לדגם יחידה ( FIR Finite Impulse Response ), ומסננים בעלי משך אינסופי של תגובה לדגם יחידה ( IIR Infinite Impulse Response ), גורמים ההתקנים לעיוות בלתי רצוי בתגובת התדירות של המסננים. בעבודה מתוארות שיטות לתיקון מקדמי המסננים תוך התחשבות בהתנהגות הבלתי מושלמת של התקני מעבר המטען כך שהתגובה של המסנן שתתקבל תהיה קרובה יותר לתגובה הרצויה.

ענין מיוחד קיים במסנני FIR, שממושם טרנסברסלי ומקדמיהם ניתנים לשנוי. מסננים אלה מסובכים יותר לממוש מאשר המסננים בעלי מקדמי שקלול קבועים. נסקרים מספר מבנים של מסננים הממומשים באמצעות התקני מעבר מטען, והמאפשרים שנוי במקדמים תוך כדי פעולת המסנן.

בעבודה זו מוצעת דוגמה לפתרון אפשרי לבעית המסנן הטרנסברסלי הממומש באמצעות התקני מעבר מטען, בו ניתנים המקדמים לשנוי. המסנן המוצע מבוסס על רצירקולציה של האותות הדגומים בתוך חוג סגור. בכל מחזור פעולה של המסנן, האותות האנלוגיים מוצאים מתוך התקן מעבר המטען דרך יציאתו, ומחזרים להתקן דרך הכניסה. האותות מוכפלים באופן טורי, דגימה לאחר דגימה במקדמי המסנן, המיוצגים באופן ספרתי והאגורים בתוך רגיסטר הזזה ספרתי. ההכפלה בין האות האנלוגי ובין המקדמים הספרתיים נעשית באמצעות ממיר Multiplying D/A. בכל מחזור של פעולה מתבצעת דגימה אחת של האות האנלוגי, ואילו הדגימה ששהתה זמן

מירבי בחוג עוזבת אותו. כדי לתקן את העיוותים הנגרמים על ידי התקן מעבר המטען פותח מודל, המאפשר חישוב של מקדמי המסנן, תוך התחשבות במעבר הבלתי מושלם של המטענים. התיקון נעשה באמצעות הכפלת קבוצת המקדמים המתאימים למסנן המושלם, במטריצה המתקבלת מתוך המודל שפותח. התוצאה המתקבלת היא קבוצת מקדמים שיש להציב במסנן. קבוצת מקדמים זו מקזזת את החתנהגות הבלתי מושלמת של התקן מעבר המטען.

פתוח המטריצה נעשה בשלוש דרכים: בתחום הזמן, בתחום התדר ובאמצעות דמוי. כדי לבצע את התיקון הדרוש נמדד פרמטר אי נצילות מעבר המטען בתלות בתדירות. על סמך מדידות אלה חושבו קבוצות מקדמים עבור מסנן מעביר נמוכים (LP) ומסנן מעביר סרט (BP) תוך בצוע התיקון הדרוש.

שימוש נוסף של המערכת שנבדק, הוא פעולתה כמסנן מתואם. תוכנן סט של מקדמים עבור מסנן מתואם לאות הרמוני (קוסינוס). המערכת נוסתה גם כמסנן מתואם לגל רבועי המגיע בליווי רעש. נבדק יחס אות לרעש בכניסה וביציאה של המסנן.



רשימת סמלים וקיצורים

קבל	-	C
תא השהיה	-	D
תדר	-	f
תדר מוזן חיצונית למסנן הטרנסברסלי המבוטס על רצירקולציה	-	$f_0$
תדר פזות	-	$f_c$
תדר הדגימה	-	$f_1$
תגובה להלם	-	$h(t)$
מקדמי מסנן ספרתי	-	$h_k$
מקדמים אפקטיביים	-	$h'_k$
אינדקסים	-	i, j, k, l, m, n
פונקציות תמסורת של התקן מעבר מטען בעל L תאים	-	$H_L(z), H_L$
פונקציות תמסורת	-	$H(z), G(z), T(z)$
מספר תאי ההשהיה בהתקן מעבר מטען	-	L
סך הכל ההפסדים המנורמלים עם עליית אות מדרגה	-	$L_R$
סך הכל ההפסדים המנורמלים עם ירידת אות המדרגה לאפס	-	$L_F$
מטען	-	q
מטען האות	-	$Q_s$
מטען ההספרים	-	$Q_L$
דוגם, מתג	-	S
אופרטורים	-	$S_z, S_{z_i}$
צפיפות ספקטרלית של $\eta$	-	$S_\eta$
זמן	-	t
מחזור הפזות ( $T = 1/f_c$ )	-	T
מחזור דגימה ( $T_1 = 1/f_1$ )	-	$T_1$
מתח הפזות	-	U
מתח, פוטנציאל	-	V
מתח סף	-	$V_T$
מטריצה W	-	[W]
מטריצה W בעלת L שורות	-	$[W_L]$
כניסה	-	x, x(t)
יציאה	-	y, y(t)

Z - התמרת Z

T - משתנה התמרת Z מתאים למחזור דגימה

T<sub>1</sub> - משתנה התמרת Z מתאים למחזור דגימה

α - פרמטר אי נצילות מעבר המטען בין תח דרגות

ε, E - פרמטר אי נצילות מעבר המטען בין דרגות השהיה בהתקן

מעבר מטען

ξ - פלוקטואציה בקבוצת המטענים ה-n-ית

η - מספר מטעני הרעש

φ<sub>A</sub>, φ<sub>B</sub>, φ<sub>i</sub> - סימון פזות בהתקני מעבר מטען

ω - תדירות זוויתית

Δ<sub>i</sub> - ההפרש בין רמת המתח הסופית ובין היציאה ה-i-ית עם

כניסת מדרגה

Δ<sub>i</sub><sup>0</sup> - השארית ה-i-ית עם ירידת אות המדרגה לאפס

Δ<sup>T</sup> - רמת המתח הסופית ביציאה בחגובה לכניסת מדרגה

Bucket Brigade Device	BBD	התקן סוללת דליים
Charge Coupled Device	CCD	התקן צמוד מטען
Charge Transfer Device	CTD	התקן מעבר מטען
Chirp Z Transform	CZT	
Discrete Fourier Transform	DFT	התמרת פוריה הדיסקרטית
Inverse Discrete Fourier Transform	IDFT	התמרת פוריה הדיסקרטית ההפוכה
Finite Impulse Response	FIR	תגובה בעלת משך סופי לדגם יחידה
Infinite Impulse Response	IIR	תגובה בעלת משך אינסופי לדגם יחידה
	LP	מסנן מעביר נמוכים
	BP	מסנן מעביר סרט

מ ב ו א

מתוך כל הפעולות הנעשות על אותות אנלוגיים, השהיה מבוקרת של האותות האנלוגיים היא היחידה שלא מצאה זמן רב פתרון אלקטרוני פשוט. הגברה, סינון, מודולציה וכו' - כולן ניתנות לבצוע באמצעים אלקטרוניים פשוטים יחסית, אך השהיה אותות אנלוגיים היתה זמן רב מסורבלת מאוד, או ניתנת לבצוע רק באמצעים לא חשמליים, כמו רשום מגנטי או באמצעות גלים אקוסטיים.

התקני מעבר מטען CTD ( Charge Transfer Devices ) מאפשרים השהיה אותות אנלוגיים הנאגרים בהם בצורת דגימות. התקן מסוג זה נבנה לראשונה בסוף שנות השישים וכונה סוללת דליים BB (Bucket Brigade) [2] [1]. מאוחר יותר הופיע התקן צמוד מטען CCD ( Charge Coupled Device ) [3] [4], העולה על קודמו בבצועיו. התקנים אלו מבצעים את השהיה האות באמצעות העברת מטענים לאורך ההתקן, העברה שאינה מושלמת [5] [6]. התקני מעבר מטען מצאו שימוש נרחב בפעולות שונות בעבוד של אותות ובקומוניקציה [7] [8].

הפעולות המבוצעות בעבוד ספרתי של אותות על טהרת ההתקנים הספרתיים אמנם מדויקות יותר, אך מוגבלות מאוד מבחינת רוחב הסרט, ודורשות מספר רב של התקנים ספרתיים. הדבר ניכר כאשר דרוש לממש מסנן טרנסברסלי [7]. במסנן זה מספר פעולות הכפל והחבור הדרושות לחשוב של כל נקודה ביציאה הוא ניכר. כאשר המקדמים הנחוצים לבצוע הפעולות בעבוד של אותות קבועים, התקני מעבר המטען מאפשרים בצוע פעולות אלו בתחום רחב יותר של תדרים. להתקנים אלה גם יתרון מבחינת המחיר והפשטות של הממוש. המעגלים הנחוצים כדי להפוך התקן מעבר מטען למסנן טרנסברסלי בעל מקדמים קבועים הם פשוטים.

במערכות קומוניקציה רבות נדרשים מסננים בעלי מקדמים מתוכנתים ( Programmable Coefficients ). בניה מסננים בעלי מקדמים מתוכנתים באמצעות התקני מעבר מטען היא קשה יותר. במקרים אלו נדרשות מערכות מעורבות - בעלות התקנים אנלוגיים וספרתיים. מערכות אלו מאבדות ברוב המקרים את יתרוןן על המערכות הספרתיות מבחינת הפשטות, תחום התדרים והמחיר.

בפרק 1 נסקרים התקני מעבר המטען מסוג BBD ו- CCD, מובא המודל לתאור אי שלמות מעבר המטען בהתקנים אלו, ונסקרות תכונותיהם מבחינת רוחב הסרט ורעש.

בפרק 2 מתוארות האפשרויות לשימוש בהתקני מעבר מטען לממוש מסננים טרנסברסליים ורקורסיביים. נסקרות דרכי הישוב המקדמים למסננים אלו, כאשר בחשוב מביאים בחשבון את התנהגותם הבלתי מושלמת של התקני מעבר המטען. נסקרות שיטות לממוש מסננים טרנסברסליים באמצעות מעגלים משולבים ומוצגות מספר שיטות לקבלת מסננים בעלי מקדמים מתוכנתיים.

בפרק 3 מובאת דוגמה לפתרון אפשרי לבעיית המסנן הטרנסברסלי בעל מקדמים מתוכנתיים. המסנן מבוסס על רצירקולציה של דגימות האות. פעולות ההכפלה במקדמים והסכום נעשות באופן טורי. בפרק זה פותח מודל לתקון מקדמי המסנן כך שתילקח בחשבון הפעולה הבלתי מושלמת של התקן מעבר המטען.

בפרק 4 מובאות תוצאות נסיוניות ומדידות של תגובת התדירות של המסנן הפועל כמעביר נמוכים וכמעביר סרט. כן נבדק המסנן במסנן מתואם.

בפרק 5 מובאות מסקנות ומוצע מבנה אלטרנטיבי למסנן המתואר בפרק 3.

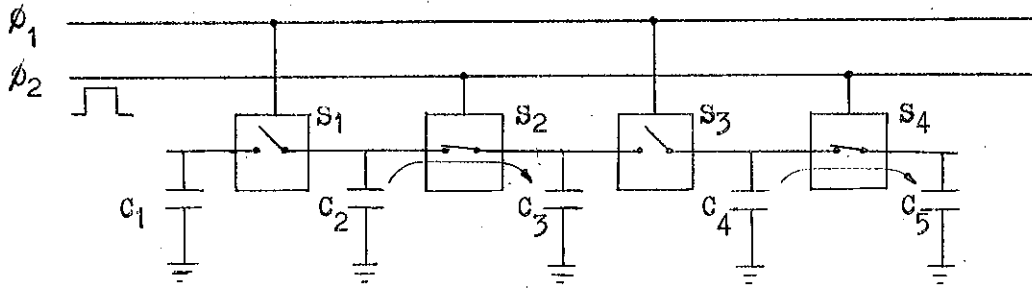
התקני מעבר מטען

פרק 1

הרגיסטר האנלוגי 1.1

השהית אותות אנלוגיים ואכסונם היוו תמיד בעיה טכנולוגית נכבדה, שפתרונה קשה יותר כאשר נדרשת שליטה על משך ההשהיה הרצויה. פתרון אפשרי הוא ליצור רגיסטר הזזה אנלוגי שימשם כקו השהיה. האות האנלוגי שיש להשקותו נדגם ונאגר בצורת מטען בשורה של קבלים המצויים בתוך הרגיסטר [1] [2].

ציור 1.1 מתאר באופן איכותי רגיסטר כזה העשוי לסרוגין מקבלים ומיחידות המסומנות ב-S והמכילות מתגים. כל המתגים המסומנים במספרים אי זוגיים מחוברים לפזה  $\phi_1$  והמתגים הזוגיים מחוברים לפזה  $\phi_2$ . הפזות מפקחות על סגירת ופתיחת המתגים על ידי אותות חשמליים המגיעים לסרוגין.



ציור 1.1: מבנה איכותי של רגיסטר הזזה אנלוגי.

Fig. 1.1: Qualitative structure of an analogue shift register.

בציור 1.1 מתואר הרגע שבו ניתן ב- $\phi_2$  אות המפעיל את היחידות S הזוגיות. כתוצאה מהאות, המתגים המתאימים נסגרים ומטענים מוזרמים מהקבלים הזוגיים לקבלים האי זוגיים, באופן זה נוצרת תנועה של מידע משמאל לימין. בתום האות ב- $\phi_2$  נפתחים המתגים הזוגיים ואז ניתן ב- $\phi_1$  אות הסוגר את המתגים האי זוגיים ותהליך הזרמת המטענים נמשך. למעשה, התפקיד שמבצע הבלוק S הרבה יותר מורכב ממה שמתג רגיל מסוגל לבצע. הבלוק S חייב להבטיח מעבר נכון ומושלם של מטענים מקבל לקבל. המעבר צריך להיות ללא תופעות לא לינאריות וללא אפקטים של השארות מטענים.

אם נטען קבל במידע חדש בטרם העביר את המידע הקודם שלו, נאבד את המידע הקודם. לכן כל תא השהיה נבנה משתי תת דרגות, וכך בתום כל העברה של מטענים, ההתקן מכיל קבלים נושאי מידע וקבלים ריקים לסרוגין. מספר תאי ההשהיה האפקטיבי הוא, איפוא, מחצית ממספר הקבלים. באופן כללי בהתקן בעל  $p$  פזות תהיה כל דרגת השהיה מורכבת מ- $p$  תת דרגות אשר כל אחת מהן מופעלת על ידי אחת מהפזות.

התקנים הפועלים על עקרון זה נקראים התקני מעבר מטען (Charge transfer devices- CTD). מוכרים שני סוגים של התקנים:

1. התקני סוללת דליים Bucket brigade devices BBD
2. התקני צמוד מטען Charge coupled devices CCD

1.2 מבנה של התקני סוללת דליים (BBD).

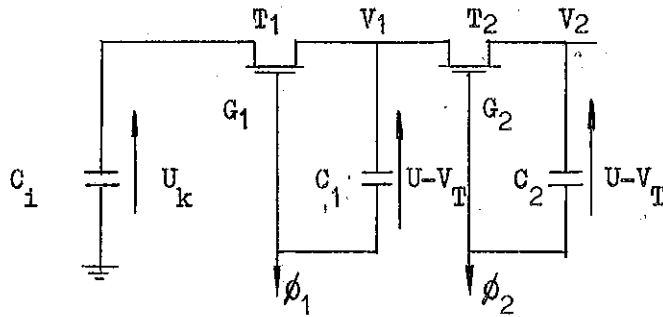
בשלבים ראשונים של פתוח ההתקן שמשו טרנזיסטורים ביפולריים כמתגים בין הקבלים. מאוחר יותר מומשו המתגים באמצעות טרנזיסטורי MOS [1] [2]. ציור 1.2 מתאר שתי דרגות של ההתקן העשויות משני טרנזיסטורי MOS המסומנים  $T_1, T_2$  מסוג  $n$  channel ובעלי מתח סף  $V_T$  ומשני קבלים  $C_1, C_2$ .  $C_1$  הוא קבל הכניסה עליו מופיע האות הדגום כסדרת מתחים  $U_k$   $k = 1, 2, 3 \dots$ . הקבלים  $C_1, C_2$  ו- $C_i$  הם שווים. צורות המתחים בפזות השונות ובצמתי הטרנזיסטורים מתוארות בציור 1.3. יהא  $U$  מתח הפזות ו- $V_{G_i}$  מתח השער ה- $i$ . נניח ש- $U - V_T < U_k$  וש- $C_1$  ו- $C_2$  נטענו למתח  $U - V_T$  (הסבר ינתן לכך בהמשך). כתוצאה מכך  $T_1$  ו- $T_2$  אינם מוליכים. בשלב הראשון מובא השער  $G_1$  למתח  $U$  על ידי הפזה  $\phi_1$ . התוצאה: מתח הנקודה  $V_1$  יעלה ל- $2U - V_T$  ו- $T_1$  יוליך. זרימת המטענים מהקבל  $C_1$  לקבל  $C_i$  תמשך עד אשר  $C_i$  יטען למתח  $U - V_T$ , מכיוון שאז  $T_1$  נקטע. המטען  $\Delta q$  שעבר במשך התהליך ל- $C_i$  הוא:

$$\Delta q = C_i (U - V_T - U_k)$$

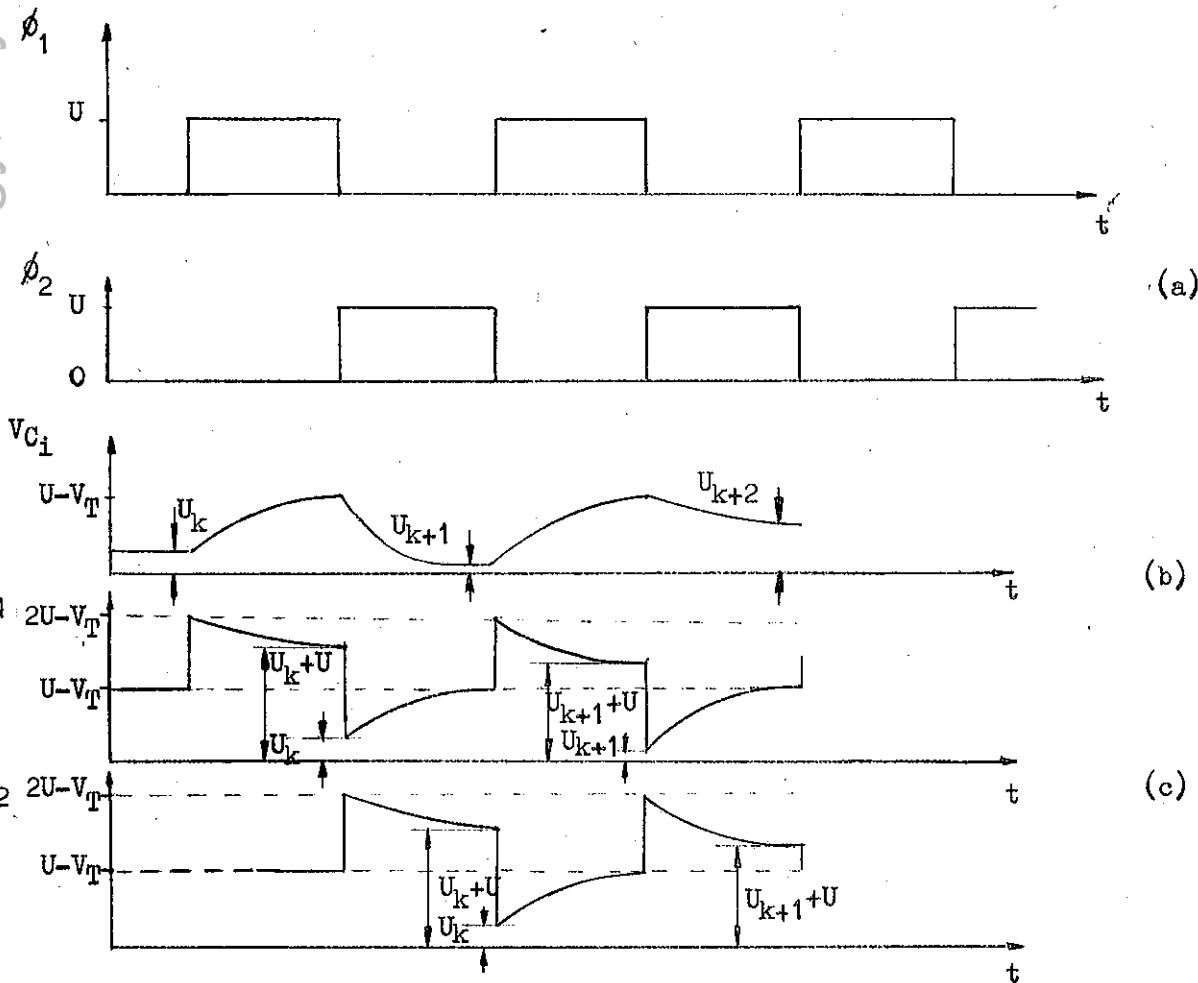
המטען  $\Delta q$  עבר מהקבל  $C_1$  והמתח על הקבל בסוף התהליך יהיה

$$U - V_T - \frac{\Delta q}{C_i} = U_k$$

באופן זה נוצרה תנועה של מידע משמאל לימין. בשלב הבא  $G_1$  מובא למתח אפס,  $G_2$  מובא למתח  $U$  והתהליך חוזר על עצמו. מכיוון שהמטענים נעים מקבל לקבל



ציור 1.2: שתי דרגות של החקן מסוג סוללה דליים.  
 Fig. 1.2: Two stages in a Bucket Brigade device.

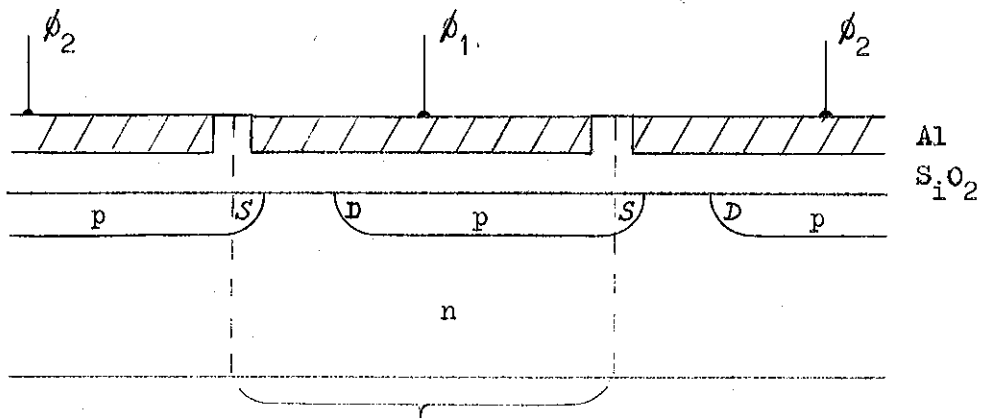


ציור 1.3: פעולת החקן סוללה דליים. (a) מתחי הפזות. (b) מתח הכניסה (c) המתחים  $V_2, V_1$  המתארים את התקדמות המידע.

Fig. 1.3: Operation of BBD. (a) Wave forms of the phase voltages. (b) Input voltages  $U_k$ . (c) Waveforms of  $V_1, V_2$  that propagate the signal.

במהירות סופית, ההולכת וקטנה ככל שעובר יותר מטען, ומכיוון שמשך המתוג בפזות  $\phi_1$  ו- $\phi_2$  הוא סופי, תהליך העברת המטענים לא יהיה מושלם.

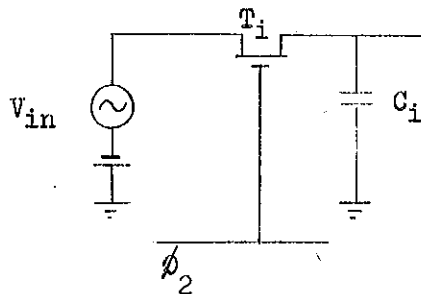
במעבדה נוסה התקן הבנוי מטרנזיסטורי P channel. בהתקן כזה מתחי הפזות  $\phi_1$  ו- $\phi_2$  הם שליליים ( $-U$ ). מבנה המעגל המשולב של תת דרגה אחת בהתקן סוללת דליים העשוי מטרנזיסטורי P channel מתואר בציור 1.4.



ציור 1.4: חתך המעגל המשולב של דרגה אחת ב-BBD.

Fig. 1.4: Cross-sectional view of one stage in BBD.

ההתקן עשוי משורה של אזורי דיפוזיה p בתוך מצע n כאשר אזורי הדיפוזיה משמשים בקצה אחד כמקור (S) ובקצה השני כשפך (D). שכבת האלומיניום מלמעלה מחוברת לפזה  $\phi_1$ , הקבול C נוצר על ידי חפיפה בין האלומיניום ובין אזור הדיפוזיה p. חבורים חיצוניים דרושים רק בכניסה וביציאה של ההתקן, לכן המבנה המשולב פשוט יחסית. דרגת הכניסה בהתקן P channel מתוארת בציור 1.5.



ציור 1.5: דרגת כניסה אופינית בהתקן BBD.

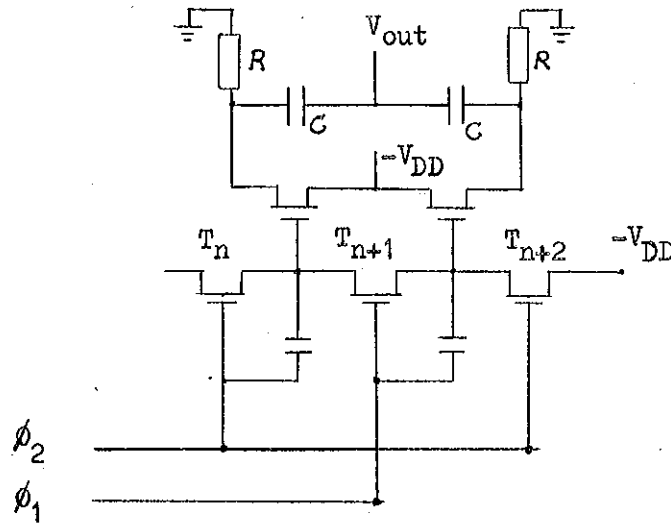
Fig. 1.5: Typical input stage in BBD.



כאשר מופיע מתח  $-U$  בפזה  $\phi_2$ , מוליך והמתח על פני  $C_i$  משתווה לאות שבכניסה. דרגת הכניסה פועלת לכך כדוגם של האות האנלוגי. עם הופעת המתח  $-U$  בפזה  $\phi_1$ , עולה המתח בפזה  $\phi_2$  לאפס, ולכן  $T_i$  יצור נתק, ואילו המידע שנאגר בקבל  $C_i$  יוזרם לדרגות הבאות, כפי שתואר מקודם.

בציור 1.6 מתוארת דרגת היציאה של ההתקן. הנגדים  $R$  והקבלים  $C$  הם חיצוניים. כאמור, בכל שלב רק מחצית מהקבלים הפנימיים נושאים מידע. כדי לאפשר יציאת מתח הנושא מידע בשני חלקי מחזור הפזות, דרגת היציאה עשויה מעוקב מקור כפול.

נוסף לכך קיים בדרגה זאת טרנזיסטור  $T_{n+2}$  המחובר למתח שלילי  $-V_{DD}$  והמאפשר את הטעינה של הקבלים שבתוך ההתקן למתח התחלתי, כפי שהונח בדיון על מנגנון מעבר המטען. במקרה של טרנזיסטורי P channel מתח זה יהיה  $-(U - V_T)$ .



ציור 1.6: דרגת היציאה בהתקן סוללה דליים.

Fig. 1.6: Output stage in BBD.

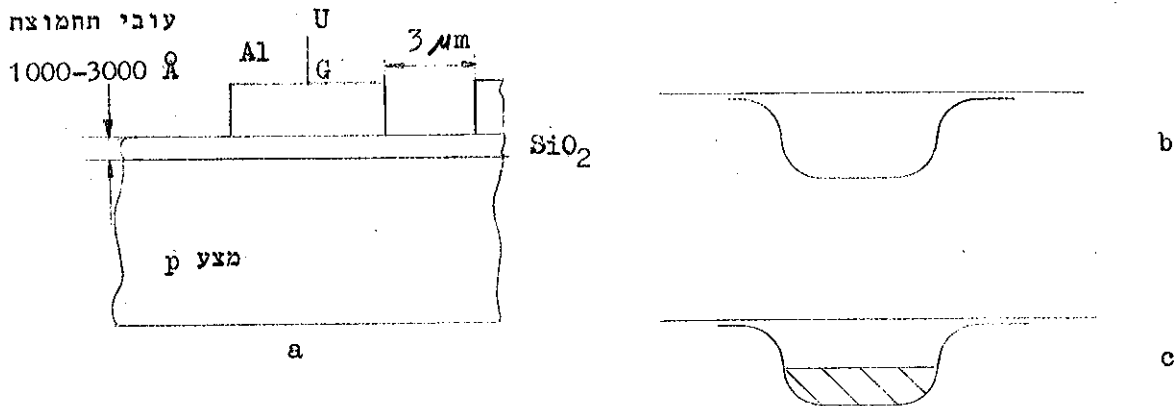
1.3 מבנה של התקני צמוד מטען (CCD) [3] - [4].

התקן זה עשוי ממערך לינארי של קבלי MOS הממוקמים אחד קרוב לשני. בצירור 1.7 מתואר חתך של קבל כזה העשוי על גבי מצע מסוג P.

כאשר מתח מדרגה חיובי U מופעל על השער G נושאי הרוב שבאזור האלקטרודה נדחים, ונוצר אזור מחסור. אזור זה הוא מקום משיכה לנושאי המיעוט שבהתקן - אלקטרונים חופשיים הנוצרים באופן תרמי או אלקטרונים שהוכנסו להתקן בצורת אות באמצעים חשמליים או אופטיים. ניתן לתאר את המתרחש על ידי מודל של בור פוטנציאל V המתואר בצירור 1.7, בעל קבול כולל C well המורכב משני קבוליים, קבול קבוע של התחמוצת  $C_{ox} = \epsilon_{ox}/d_{ox}$  עובי התחמוצת ו-  $\epsilon_{ox}$  קבוע דיאלקטרי (של התחמוצות), ובמקביל לו  $C_d$  הנובע מאזור המחסור ותלוי בפוטנציאל V,  $C_d \propto 1/\sqrt{V}$ . הקבול C well אינו בעל גודל קבוע לכל ערכי V, לכן המודל יהיה בעל שמוש מוגבל. אך עבור ערכי U גדולים למדי  $C_d \ll C_{ox}$  ואז  $C_{well} \approx C_{ox}$  ו- C well ביסודו קבוע. מכאן נובע המודל: מתח המדרגה U יוצר בור פוטנציאל כאשר עומק הבור, עבור צפיפות סיגים P ושטח האלקטרודה נתונים, נקבע על ידי גודל מתח המדרגה. נושאי המיעוט שהוכנסו להתקן כאות שואפים להקטין את עומק הבור לפי  $Q_s/C_{ox}$  כאשר  $Q_s$  הוא המטען המתאים לאות. CCD תלח פזי מתואר בצירור 1.8. הוא עשוי משורה של קבלי MOS הממוקמים האחד קרוב לשני, כאשר כל שלישי מהם מחובר לאותה פזה. עד הזמן  $t_1$  המטענים המיצגים את האות אגורים מתחת לאלקטרודה  $\phi_2$ . המתח באלקטרודה הוא U והאלקטרודות  $\phi_1$  ו-  $\phi_3$  הן במתח מנוחה, נניח אפס. בזמן  $t_1$  האלקטרודה המחוברת ל-  $\phi_3$  ממוחגת למתח U, הדבר גורם ליצירת אזור מחסור מתחת ל-  $\phi_3$  המתחבר עם אזור המחסור ב-  $\phi_2$ . התוצאה: המטען המצוי מתחת ל-  $\phi_2$  נע לעבר  $\phi_3$ . המתח ב-  $\phi_2$  מוחזר לאפס באופן הדרגתי כדי לתח למטענים זמן סופי למעבר לאורך האלקטרודה. המשך שנוי מחחי הפזות כפי שמתואר בצירור יביא לתנועת קבוצות המטענים משמאל לימין.

ה- CCD הוא זיכרון דינמי, האינפורמציה האגורה בו נעלמת עם הזמן. הסיבה לכך היא בתהליך היצירה של זוגות אלקטרונים-חורים הקיים בכל מוליך למחצה. תהליך זה גורם למלוי איטי של אזורי המחסור בנושאי המיעוט המשנים את האינפורמציה.

מעבר המטען דרך ההתקן אינו מושלם ומאפיינים את ההתקן בפרמטר של אי נצילות מעבר המטען הנע בגבולות של  $10^{-2}$ - $10^{-4}$ . האות מוכנס להתקן בדרכים אופטיות או באמצעות צומת pn המתואר בצירור 1.9. אזור הדיפוזיה  $n^+$  משמש כמקור של נושאי המיעוט.



ציור 1.7: (a) חתך של קבל MOS - המיצג תח דרגה של החקן מעבר מטען.

(b) הפוטנציאל המשטחי מיד לאחר הפעלת מתח מדרגה  $u$  ב-  $G$ .

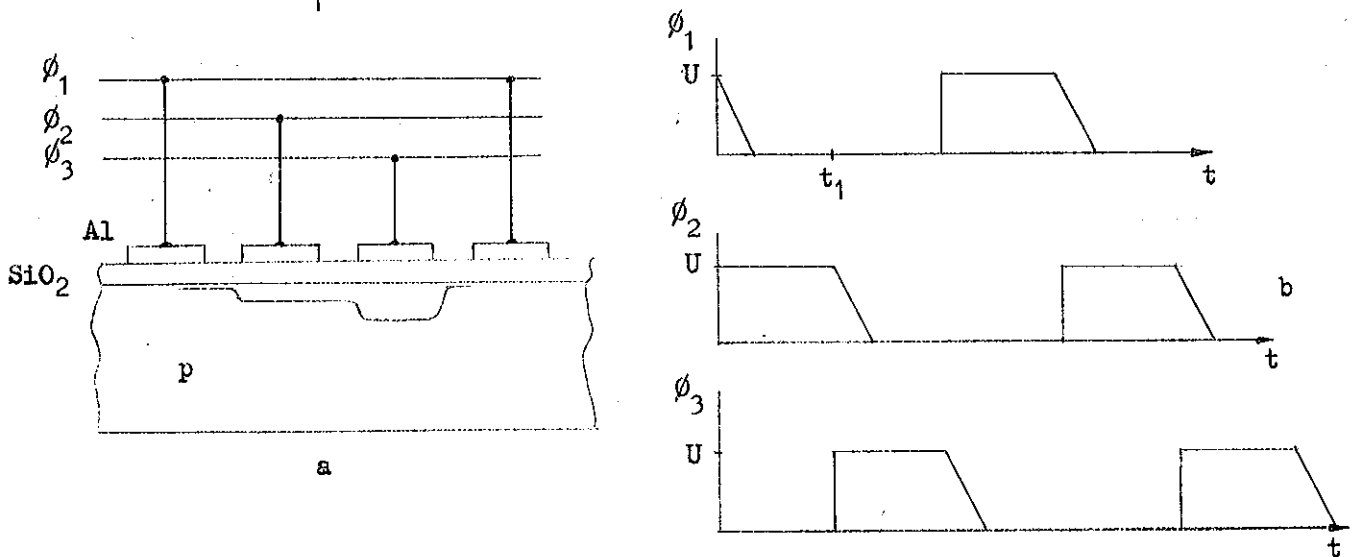
(c) הפוטנציאל המשטחי בזמן  $t_1$ . המטען  $Q_s$  מצוי בחוף בור הפוטנציאל.

Fig. 1.7: (a) Cross sectional view of a MOS capacitor representing an element of a CCD.

(b) Surface potential just after application of stop voltage  $u$  in  $G$ .

(c) Surface potential with charge signal  $Q_s$  in the potential well.

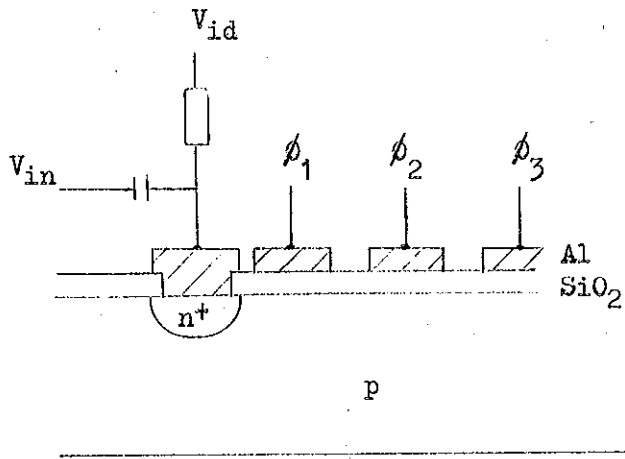
$t=t_1$ .



ציור 1.8: אופן הפעולה של החקן צמוד מטען חלה פזי. (a) חתך של ההתקן.

(b) צורות מתחי הפזות.

Fig. 1.8: Operation of a three phase CCD shift register. (a) Cross sectional view of the device. (b) Waveforms of the phase voltages.



ציור 1.9: דרגת כניסה בהתקן CCD.

Fig. 1.9: Input stage in a CCD.

ברגע שבו האלקטרודה  $\phi_1$  מופעלת יוזרקו מטענים מדיודת הכניסה בהתאם לגודל מתח הכניסה  $V_{in}$ . המטענים ימלאו את בור הפוטנציאל שנוצר מתחת ל- $\phi_1$ . כאשר המתח ב- $\phi_1$  חוזר לאפס, קבוצה מטענים עוברת מתחת לאלקטרודה  $\phi_2$  וממשיכה להתקדם לאורך ההתקן. מטענים עודפים חוזרים לאזור  $n^+$ .

קיימים התקנים בעלי שתי פזות. כן קיימים התקנים על מצע  $n$ . כדי שהמטענים בהתקן דו פזי יזרמו בכיוון הרצוי, יש לבנות את ההתקן כך שבורות הפוטנציאל יהיו בעלי אסימטריה. האסימטריה הדרושה היא שבור הפוטנציאל יהיה עמוק יותר בכיוון התקדמות המטענים. ניתן להשיג זאת על ידי יצירת שנוי בעובי התחמוצת מתחת לכל אלקטרודה.

1.4 הפרמטר  $\epsilon$  והמודל הלינארי לתאור מעבר המטען.

העברת המטען בתוך התקני מעבר מטען אינה מושלמת, אלא מלווה בהפסדים. תוך כדי מעבר בתוך ההתקן של קבוצות מטענים היחסיות לאות הכניסה, נשארים חלקים מקבוצות המטענים האלה מאחור בדרגות הקודמות, ומופיעים ביציאתו של ההתקן בזמן מאוחר יותר. עקב כך היחס בין המטענים והאות מתערער וביציאת ההתקן נקבל אות מעוות. ההפסדים, לכן, אינם אלא חלוקה מחודשת של המטענים בין הדרגות של ההתקן.

קיימים מספר גורמים לאי שלמות מעבר המטען בהתקנים [5]:

1. המטענים נעים מקבל לקבל במהירות סופית. כיוון שמטען המתוג בפזות הוא סופי, תהליך העברת המטענים אינו מושלם.
2. קצב העברת המטענים מקבל לקבל קטן, כאשר חלק ניכר מהמטענים עברו כבר לדרגה הבאה.
3. מטענים נלכדים במצבי השטח שמתחת לתחמוצת  $SiO_2$  ובמרווחים שבין האלקטרודות.

החשיבות היחסית של הגורמים האלה תלויה במבנה ההתקן, בתדירות הפזות, באמפליטודה של מתחי הפזות ובצורת מחחי הפזות. באופן כללי אי נצילות מעבר המטען גדלה עם תדירות הפזות.

כדי להתגבר באופן חלקי על תופעות אלו, מרכיבים את אות הכניסה על רמת מתח קבועה, המכונה Fat Zero [6], (ראה ציורים 1.5, 1.9). הדבר מביא לקידום המתענים קבועה דרך ההתקן, המבטיחה שמצבי השטח יהיו תמיד מלאים ויחזרו באופן מינימלי במעבר האות הדרוש. שיטות אחרות מכוונות להקטנת המרווחים שבין האלקטרודות או לאילוף זרימת המטענים בהתקן בתוך המצע, ולא ליד פני התחמוצת (Buried Channel CCD) [3].

נניח התקן בעל פזות שבו כל דרגת השהיה בנויה מ- $p$  תת דרגות. נבחין בשלושה סוגים של הפסדים [5]:

1. הפסדים יחסיים: כמות המטען הנשארת מאחור  $Q_L$  כאשר מטען האות  $Q_S$  צריך לעבור מתת דרגה אחת לשניה ניתן על ידי

$$Q_L = \alpha Q_S \tag{1.1}$$

הפרמטר  $\alpha$  מציין את חוסר השלמות במעבר המטען. בסוג זה של הפסדים אינו תלוי בתנופת האות. למרות ש- $\alpha$  קטן במקצת כאשר מרכיבים את האות בכניסת ההתקן, כפי שתואר מקודם, על רמת מתח קבועה לא ניתן לבטלו.

2. הפסדים קבועים: ההפסד הקבוע  $Q_{FIXED}$  הוא הפסד של כמות מטען קבועה בכל מעבר של המטען. כמות מטען זו אינה תלויה בגודל אות הכניסה. הפסדים אלה נגרמים על ידי לכידה של מטענים במצב השטח. לכידת המטענים במצבי השטח גורמת גם להפסדים יחסיים.

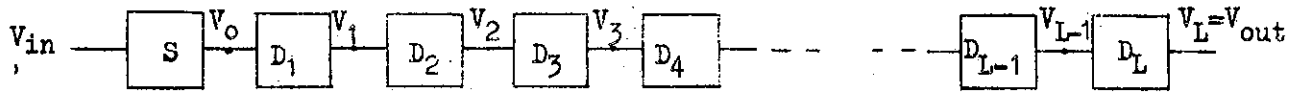
ניתן לבטל סוג זה של הפסדים על ידי קידום רמת מתח קבועה בהתקן הגורמת למלוי מצבי השטח.

3. הפסדים לא לינאריים: ניתן להרחיב את הגדרת המקדם  $\alpha$  כך שבמקרה הכללי יהיה תלוי ברמת המטען. נקבל אז:

$$Q_L = \alpha(Q_S)Q_S \quad (1.2)$$

כאשר מבצעים הרחבה זו, אי אפשר לקבל במקרה הכללי של אות כלשהו בטוי פשוט לתמסורת ההתקן.

נדון בהתקן שבו כל דרגת השהיה היא בעלת  $p$  פזות, ולכן גם בעלת  $p$  תת-דרגות. נציין ב- $\alpha$  את חלק המטען הנשאר מאחור בזמן המעבר מתת דרגה אחת לשנייה; אזי כמות המטען הכוללת ההולכת לאבוד בזמן המעבר תהיה בערך  $\epsilon = p\alpha$  כאשר  $\epsilon$  מציין את פרמטר אי נצילות מעבר המטען של כל הדרגה.



ציור 1.10: מבנה סכמטי של התקן מעבר מטען.

Fig. 1.10: Schematic structure of CTD.

ציור 1.10 מתאר את ההתקן כשורה של  $L$  תאי השהיה המסומנים ב- $D_i$  ודוגם  $S$ . אם  $\epsilon$  הוא חלק המטען שאיננו מצליח לעבור מתא אחד לשני, הרי  $1 - \epsilon$  הוא חלק המטען העובר. המטען בתא  $k$  בזמן  $(n+1)T$  שווה לסכום של שני מטענים: המטען שהיה בתא  $k - 1$  בזמן  $nT$  כפול גורם ההעברה, ועוד מטען שהיה בתא  $k - 1$  בזמן  $nT$  ולא עבר לתא  $k + 1$ . בהנחה שכל הקבלים זהים, נרשום את משוואת ההפרש הנובעת משקולים אלה באמצעות מתחי היציאה של התאים כאשר  $V_k$  מסמן את המתח שבמוצא התא  $k$ .

$$V_k [(n+1)T] = (1-\epsilon) V_{k-1}(nT) + \epsilon V_k(nT) \quad (1.3)$$

נבצע התמרת  $Z$  [8] ונקבל את פונקציית התמסורת בין  $V_k$  ל- $V_{k-1}$

$$\frac{V_k(z)}{V_{k-1}(z)} = \left( \frac{1-\epsilon}{1-\epsilon z^{-1}} \right) z^{-1} \quad (1.4)$$

והתמסורת בין  $V_0$  ליציאה  $V_{out}$  תהיה:

$$\frac{V_{out}}{V_0} = \left( \frac{1-\epsilon}{1-\epsilon z^{-1}} \right)^L z^{-L} \quad (1.5)$$

בין הכניסה  $V_{in}$  ובין  $V_o$  מקשר דוגם  $S$  שאופן פעולתו קובע את התמסורת בין שני המתחים.

במקרה שבו הדוגם פועל בדרך של השואת מתח  $V_o$  ל-  $V_{in}$ , השפעתם של שאריות המטענים ממחזורי הפעולה האחרונים מתבטלת, ואז

$$V_o(z) = V_{in}(z) \quad (1.6)$$

שיטה אחרת שבה הדוגם  $S$  יכול לפעול, מבוססת על הזרקה של מטענים ל-  $V_o$  היחסיים ל-  $V_{in}$ . במקרה זה יש להתחשב בשאריות המטענים בצומת  $V_o$ . נקבל:

$$v_{in}(nT) + \epsilon v_o[(n-1)T] = v_o(nT)$$

ופונקציית התמסורת

$$\frac{V_o(z)}{V_{in}(z)} = \frac{1}{1 - \epsilon z^{-1}} \quad (1.7)$$

אם  $\epsilon \ll 1$  לבחירת פונקציית התמסורת של הדוגם אין השפעה ניכרת על הבטוי הכולל של פונקציית התמסורת.

פונקציית התמסורת  $H_L(z)$  של קו בעל  $L$  חאים עם דוגם המתואר על ידי (1.6) תהיה:

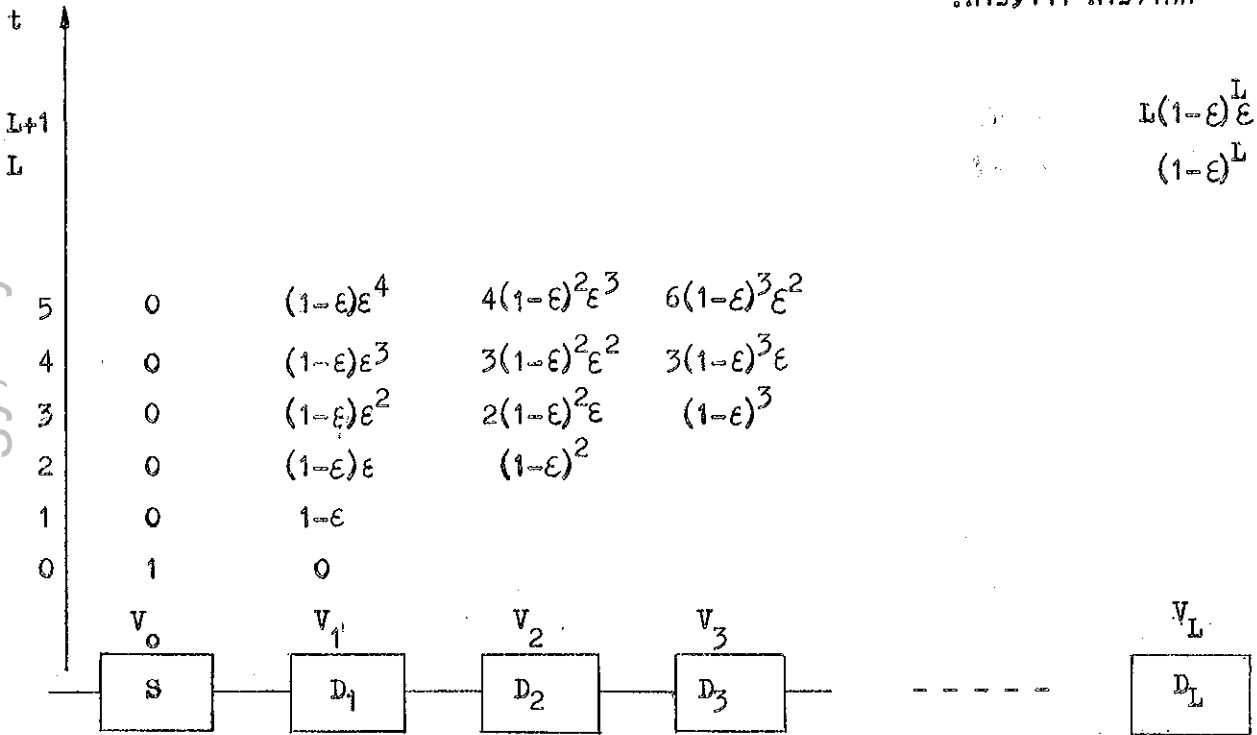
$$H_L(z) = \frac{(1 - \epsilon)^L}{(1 - \epsilon z^{-1})^L} z^{-L} \quad (1.8)$$

ניתן לפתח את (1.8) לטור

$$H_L(z) = (1 - \epsilon)^L \sum_{l=0}^{\infty} \binom{l+L-1}{l} \epsilon^l z^{-(l+L)} \quad (1.9)$$

מקדמי החזקות השונות של  $z^{-1}$  יהיו אברי התגובה לדגם יחידה של ההתקן. כתוצאה מכניסת דגם יחידה תופיע בזמן  $t = lT$  המתאים בפתוח ל-  $l=0$ , היציאה  $(1 - \epsilon)^L$  המתארת את הנחות שעבר דגם היחידה. עבור  $\epsilon \ll 1$  יציאה זו היא עיקר האות. לאחר מכן בזמן  $t = (l+1)T$  ( $l=1$ ) תופיע היציאה  $(1 - \epsilon)^L \epsilon \binom{l}{1}$  ובזמן  $t = (l+2)T$  ( $l=2$ ) תופיע היציאה  $(1 - \epsilon)^L \epsilon^2 \binom{l+1}{2}$  וכו'.

איברים אלה קטנים בהרבה מעיקר האות והם זועכים במהירות. בקו השהיה מושלם התגובה לדגם יחידה היא דגם יחידה מושחה. במקום זאת מתקבלת כאן הנחתה ונוסף להנחתה, האות עובר נפיצה המתבטאת בשאריות המטען המופיעות מאוחר יותר, שאריות ההולכות ודועכות.



ציור 1.11: התקדמות של יחידת מטען ממצב התחלתי  $V_0 = 1$  ,  $t = 0$  . מתוך [9].  
 Fig. 1.11: Evolution of unit charge initially in station  $V_0 = 1$  at  $t = 0$ .  
 From [9].

ציור 1.11 מתאר קו השהיה שבזמן  $t = 0$  הרוזן בדגם יחידה. מעל כל תא נרשמה יציאתו בזמן המתאים. ההעברה מתא לתא נעשית לפי הקשר  $1 - \epsilon$  מתוכנו בזמן נתון עובר לתא הבא אחריו והחלק  $\epsilon$  נשאר.

ניתן לקרב את הבטוי (1.8) המתאר מערכת של  $L$  תאי השהיה אם נניח ש-  
 $\epsilon L = \text{const.}$  ו-  $\epsilon$  שואף לאפס [7] [9].

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0, \epsilon L = \text{const.}} \frac{(1-\epsilon)^L}{(1-\epsilon z^{-1})^L} = \lim \frac{[(1-\epsilon)^{-1/\epsilon}]^{-\epsilon L}}{[(1-\epsilon z^{-1})^{-1/\epsilon} z^{-1}]^{-\epsilon L} z^{-1}}$$

$$H_L(z) \approx \exp[-\epsilon L (1 - z^{-1})] z^{-L} \quad (1.10)$$

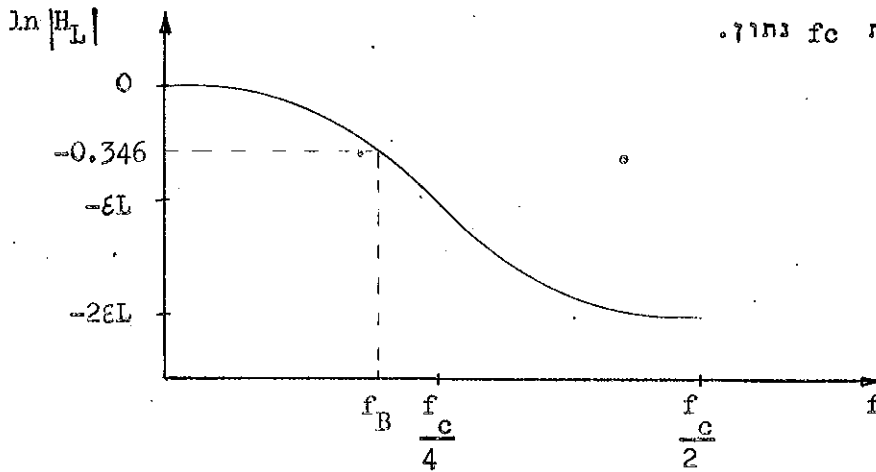


נציב  $z = e^{j2\pi f/f_c}$  בבטוי (1.10), כאשר  $f$  הוא תדר אות הכניסה ו- $f_c$  תדר הפזות (Driving frequency).

$$H_L(f) = \exp \left[ -2\epsilon L \sin^2 \pi f/f_c \right] \exp \left[ -jL \left( \epsilon \sin 2\pi f/f_c + 2\pi f/f_c \right) \right] \quad (1.11)$$

$$|H_L(f)| = \exp \left[ -2\epsilon L \sin^2 \pi f/f_c \right] \quad (1.12)$$

בציור 1.12 מתוארת פונקציית התמסורת  $H_L$  בערכה המוחלט בתלות בתדירות  $f$  של האות עבור תדר פזות  $f_c$  נתון.



ציור 1.12: תאור פונקציית התמסורת  $|H_L(f)|$  התאורטית בתלות בתדר  $f$  של האות עבור תדירות שעון נתונה  $f_c$ .

Fig. 1.12: Theoretical frequency response for  $|H_L(f)|$  where  $f$  is the frequency of the input signal and  $f_c$  is the clock driving frequency.

התדר  $f_B$  שבו התמסורת יורדת ב-3db ניתן על ידי (1.13); בטוי זה מתקבל מתוך (1.12) בהנחה ש-  $f_B \ll f_c/2$

$$f_B \approx 0.132 f_c \sqrt{\epsilon L} \quad (1.13)$$

המינימום בתמסורת מתקבל מתוך (1.12) עבור  $f = f_c/2$ . התמסורת תהיה שווה ל:

$$H_L(f = f_c/2) = -17.3 \epsilon L \text{ db} \quad (1.14)$$

פונקציית התמסורת של התקן מעבר מטען פותחה גם מתוך שקולים של מערכות מפולגות [10] שם התקבל:

$$H_L(f) = \exp \left[ -\epsilon L \left( \frac{2\pi f}{f_c} \right)^2 \right] \quad (1.15)$$

רוחב הסרט המחושב מתוך (1.15) קטן יותר מזה הנובע מתוך (1.12).

קיימים מספר מקורות רעש בהתקני מעבר מטען [11] [12]. רעש מצטרף לאות בדרגת הכניסה עקב פלוקטואציות בגודל המטענים בכניסה. סוג נוסף של רעש נוצר בדרגת היציאה של ההתקן. רעש אחר נוסף לאות תוך כדי מעברו בהתקן. רעש זה נובע מפלוקטואציות במטען העובר, הנגרמות בזמן לכידה ושחרור המטענים על ידי מצבי המשטח. בהתקן בעל מספר רב של דרגות, סוג זה של רעש הוא העיקרי [7].

יהא  $\eta(n)$  מספר מטעני הרעש בקבוצת המטענים ה- $n$ -ית לאחר שעברה  $L$  דרגות שהיה. יהיו  $\xi_{j,n}$  משתנים אקראיים בלתי תלויים סטטיסטית ובעלי ממוצע אפס, המיצגים את הפלוקטואציות בקבוצת המטענים ה- $n$ -ית בעובר מהדרגה ה- $j$  לדרגה ה- $j+1$ . פלוקטואציה חיובית בקבוצת המטענים ה- $n+1$  בעובר מהדרגה ה- $j$  לדרגה ה- $j+1$  גרמה לפלוקטואציה שלילית בקבוצת המטענים ה- $n$ -ית שעברה לפנייה. נזניח את אי השלמות במעבר המטען. מספר מטעני הרעש לאחר  $L$  דרגות יהיה:

$$\eta(nT) = \sum_{j=1}^L (\xi_{j,n} - \xi_{j,n+1}) \quad (1.16)$$

נסמן את הקורלציה של  $\eta$  ב- $Q_\eta$

$$\overline{\eta(nT) \eta[(n+m)T]} = Q_\eta(m) \quad (1.17)$$

נציב את (1.16) בתוך (1.17), ומכיוון ש- $\xi_{j,n}$  הם בלתי תלויים סטטיסטית נקבל:-

$$Q_\eta(mT) = L \overline{\xi^2} (2\delta_{m,0} - \delta_{m,1} - \delta_{m,-1}) \quad (1.18)$$

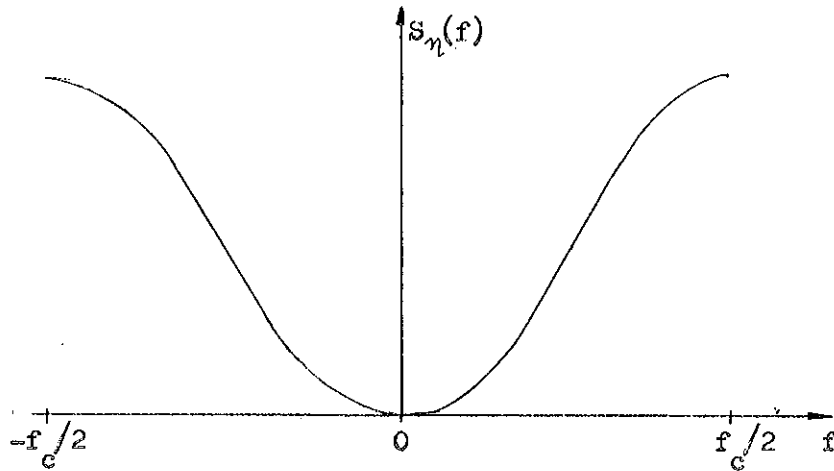
נבצע התמרה  $Z$  דו צדדית על  $Q_\eta(mT)$  ונציב  $z = e^{j2\pi f/f_c}$  ונקבל את  $S_\eta(f)$  שהיא הצפיפות הספקטרלית של מטעני הרעש

$$S_\eta(f) = \frac{2L\overline{\xi^2}}{f_c} (1 - \cos 2\pi f/f_c) \quad (1.19)$$

הגודל  $\overline{\xi^2}$  חושב ונמצא [11] שזה ל:-

$$\overline{\xi^2} = A K T N_{ss} p \ln p$$

כאשר:  $A$  - שטח האלקטרודה,  $K$  - קבוע בולצמן,  $T$  - טמפרטורה מוחלטת,  $N_{ss}$  - צפיפות מצבי השטח,  $p$  - מספר הפזוז.



ציור 1.13: הצפיפות הספקטרלית  $S_{\eta}$  בתלות בתדירות.  
 Fig. 1.13: The spectral density versus frequency  $f$ .

1.6 מכפלת זמן השהיה ברוחב סרט.

בהתקן מעבר מטען מושלם, רוחב הסרט הוא  $f_c/2$ , כאשר  $f_c$  היא תדר הפזות וגם תדר הדגימה. משך ההשהיה עבור  $L$  דרגות יהיה  $L/f_c$ , ולכן מכפלת רוחב סרט בזמן השהיה היא  $L/2$ . בהתקן בו רוחב הסרט קטן מ- $f_c/2$  עקב תמסורת מטען לא שלמה, ונציתן על ידי (1.13), המכפלה תהיה  $0.132 \sqrt{L/\epsilon}$  בקירוב.

תדר הפזות  $f_c$  המכסימלי מוגבל על ידי בצועי ההתקן והוא מסדר גודל של כמה מגהרץ. זמן ההשהיה המכסימלי מוגבל אף הוא על ידי בצוע ההתקן ל- 1 sec. בערך.

1.7 אי לינאריות.

המקור העיקרי לאי לינאריות של התקני מעבר המטען הוא בדרגת הכניסה. שם מוזרקים המטענים היחסיים לאות הכניסה, ומכיוון שלא כל המטען המוזרק ממשיך להתקדם לאורך ההתקן, אלא חלקו חוזר לצומת  $\pi$  שבדרגת הכניסה, נוצר עיוות באות המתקדם. במקור הספרות [6] מדווח שהתאור הלינארי באמצעות הפרמטר  $\epsilon$  התברר במדידות כמדויק, ההפסדים שנמדדו היו בלתי תלויים באמפליטודה וניתנים לתאור באמצעות (1.12), לפחות בתחום של 60 db ברמת האות.

פרק 2 ממוש מסננים באמצעות התקני מעבר מטען

2.1 מבנה של מסנני FIR, ו-IIR הממומשים על ידי התקני מעבר מטען.

ניתן להשתמש בהתקני מעבר מטען לבצוע מספר פעולות לעבוד של אותות. אחד השמושים הוא ממוש של מסננים ספרתיים בעלי זיכרון סופי - FIR (Finite impulse response) וזיכרון אינסופי - IIR (Infinite impulse response). ציור 2.1 מתאר דיאגרמת בלוקים של מסנן טרנסברסלי שהוא דוגמה למסנן בעל זכרון סופי שמוש לא רקורסיבי. המסנן עשוי מ-L תאי השהיה המסומנים ב-D ודוגם המסומן ב-S. האות ביציאת כל דרגה מוכפל במקדם שקלול  $h_k$  (Weighting coefficient) כאשר  $k = 0, 1, 2, \dots, L$ . האותות המשוקללים מסוכמים ויוצרים את יציאת המסנן  $y(nT)$ . היציאה המתקבלת בדרך זו היא תוצאה של סכום קונבולוציה בין הסדרה  $x(nT)$  המתקבלת מדגימות אות הכניסה ובין הסדרה  $h_k$ .

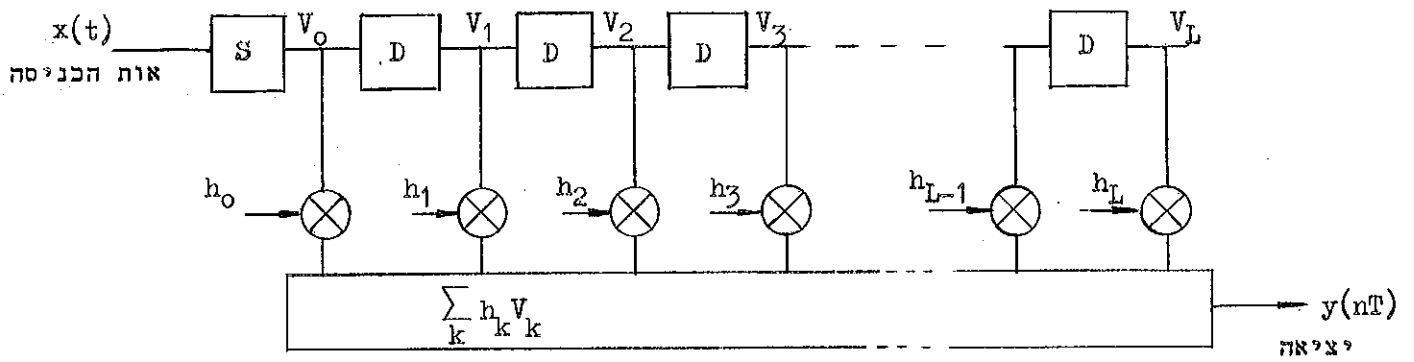
$$y(nT) = \sum_{k=0}^L h_k x[(n-k)T] \quad (2.1)$$

הסדרה  $h_k$  מחארת את התגובה לדגם יחידה של המסנן. אם נקח את הסדרה  $h_k$  כדגימות של תגובה להלם  $h(t)$  של מסנן רציף מסויים, הסכום יתן קירוב לפעולת הקונבולוציה בתחום הרציף בין האות  $x(t)$  ובין  $h(t)$ .

סוג שני של מסננים הם מסננים בעלי זיכרון אינסופי: ממוש הוא רקורסיבי והמקדמים שלהם נקבעים לפי פונקציית התמסורת הנחוצה ב-Z. ציור 2.2 מתאר מסנן רקורסיבי מסוג IIR המממש את פונקציית התמסורת  $G(z^{-1})$  כאשר  $a, b, c, d$  הם מקדמי המסנן:

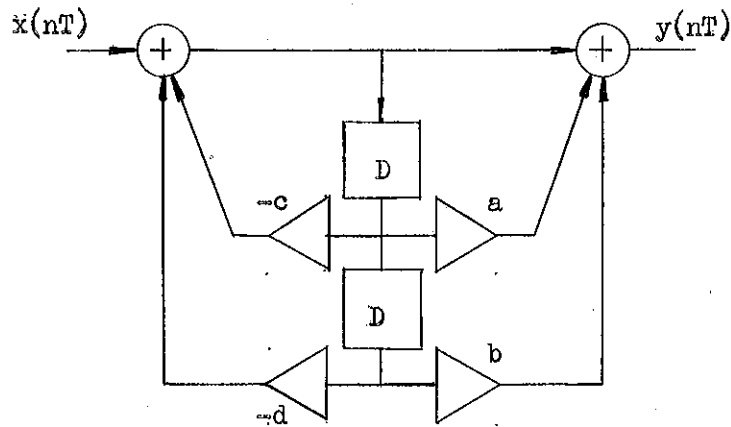
$$G(z^{-1}) = \frac{1 + az^{-1} + bz^{-2}}{1 + cz^{-1} + dz^{-2}} \quad (2.2)$$

תאי ההשהיה המסומנים ב-D יהיו בדרך כלל מספר תאי השהיה של התקן מעבר מטען.



ציור 2.1: מבנה סכמתי של מסנן טרנסברסלי הבנוי מהחוקי מעבר מסען המסומנים כחאיי השהיה D.

Fig. 2.1: Schematic of a CTD transversal filter. D are the delay stages in the CTD.



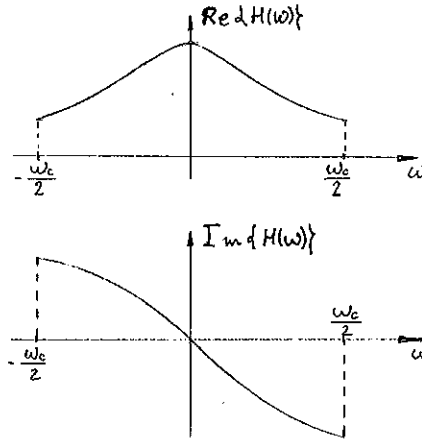
ציור 2.2: מבנה סכמתי של מסנן רקורסיבי מסדר שני לאינפורמציה דגומה.

Fig. 2.2: Schematic of a recursive second order filter for sampled data.

2.2 קביעת המקדמים במסננים הממומשים על ידי התקני מעבר מסען

2.2.1 מסנני FIR

המקדמים  $h_k$  במסנן הטרנסברסלי נקבעים מתוך הדרישות מהמסנן בתחום הזמן או בתחום התדר. במדה וידועה התגובה הרצויה להלם, המקדמים  $h_k$  יקבעו מתוך הדגימות של תגובה זאת. במדה וידועה התגובה הרצויה בתחום התדר של המסנן הספרתי, מוצאים את התגובה בזמן מתוך התמרת פורייה הפוכה של תגובת התדר. מתוך התגובה בזמן שהתקבלה מחשבים את המקדמים  $h_k$ . ציור 2.3 מתאר תגובה רצויה בתדר בתחום  $|\omega| < \omega_c/2$  כאשר  $\omega_c$  מתאים לתדר הדגימה.



ציור 2.3: החלק הממשי והמדומה של פונקציית תמסורת דרושה  $H(\omega)$  בתחום  $|\omega| < \omega_c/2$ .  
 Fig. 2.3: The real and imaginary part of the desired function  $H(\omega)$  in the range  $|\omega| < \omega_c/2$

נמשיך את תגובת התדר באופן מחזורי כך שהמחזור יהיה  $\omega_c$ . החלק הממשי יהיה סימטרי לגבי  $\omega_c/2$  והחלק המדומה יהיה אנטיסימטרי לגבי  $\omega_c/2$ .

נתאר את הפונקצייה המורחבת  $H(e^{j\omega T})$  באמצעות טור פורייה:

$$H(e^{j\theta}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{-jn\theta} \quad \theta = \omega T \quad (2.3)$$

כאשר  $T = \frac{2\pi}{\omega_c}$

הסדרה  $\{c_n\}$  תהיה ממשית עקב קביעת הפונקציה  $H(\omega)$  כזוגית בחלק הממשי ואיזוגית בחלק המדומה. סדרה זו שווה לסדרה  $h_n$  של התגובות להלם של הפונקציה  $H(\omega)$  ( $c_n = h_n$ ) והיא בדרך כלל אינסופית. במסגן שנמשך נקח מסיבות מעשיות מספר סופי של אברי התגובה להלם. האיברים שנקח יהיו  $\{h_{-M} \dots h_{-1}, h_0 \dots h_M\}$ , שה"כ  $2M+1$  איברים. הקירוב שנעשה כאן נותן שגיאה ריבועית מינימלית. נסמן ב-  $H(\omega)$  את פונקצית התמסורת המתאימה למסגן הממומש למעשה. מסגן זה יהיה בעל השהיה ויתואר על ידי:

$$H(\omega) = e^{-jM\omega T} \sum_{n=-M}^M h_n e^{-j\omega n T} \quad (2.4)$$

פעולת הקיצוץ בסדרת המקדמים ל- $2M+1$  איברים היא הכפלה של סדרת המקדמים בפונקצית חלון שאינה רציפה, כיוון שערכה אחד בתחום  $2M+1$  האיברים ואפס מחוץ לו. ניתן לכפול את המקדמים בפונקציות חלון אחרות [8] שאיך בהן אי רציפות. ההכפלה בפונקצית חלון בתחום הזמן מהווה פעולת קונבולוציה בתחום התדר. לחלון המלבני בתחום התדר אלומות צד גבוהות ( $-13\text{db}$ ) ולכן הוא גורם לגליות בתגובת התדר ולנחות נמוך בתחום החסימה. פונקציות החלון האחרות הן בעלות אלומות צד נמוכות, ולכן תגובת התדר היא ללא גליות ובעלת נחות טוב יותר בתחום החסימה. חסרונן בכך שהמסגן המתקבל הוא בעל הפרדה פחות טובה, מכיוון שאזורי המעבר בתגובת התדר הם פחות תלולים.

ממוש המסגן באמצעות התקני מעבר מטען שהם התקני השהיה בלתי מושלמים מכניס גורם נוסף בתכנון, והוא הפרמטר  $\epsilon$ . היציאה של המסגן הטרנסברסלי המתואר בציר 2.1 כאשר מתחשבים בתמסורת הבלתי שלמה של תאי השהיה תתקבל על ידי הצבת (1.8) לתוך (2.1) [7].

$$Y(z) = \sum_{k=0}^L h_k V_k(z) = X(z) \prod_{k=0}^L h_k \frac{(1-\epsilon)^k}{(1-\epsilon z^{-1})^k} z^{-k} = X(z)H(z) \quad (2.5)$$

כאשר  $x(nT)$  היא סדרת הכניסה,  $y(nT)$  היא סדרת היציאה, הסדרה  $v_k(nT)$  מוגדרת בציר 2.1 ואילו  $X(z)$ ,  $Y(z)$  ו- $V_k(z)$  הן התמורות  $Z$  שלהן בהתאמה. זו פונקצית התמסורת של המסגן.

נפתח את המכנה לטור

$$\frac{1}{(1 - \varepsilon z^{-1})^k} = \sum_{l=0}^{\infty} \binom{l+k-1}{l} \varepsilon^l z^{-l-1} \quad 1 \leq k$$

נציב את הפתוח לבטוי (2.5)

$$H(z) = h_0 + \sum_{k=1}^L \sum_{l=0}^{\infty} h_k \binom{l+k-1}{l} \varepsilon^l (1 - \varepsilon)^k z^{-(k+l)}$$

לאחר שנוי משתנה וניצול העובדה ש- $h_k$  שונה מאפס רק עבור  $k = 0, 1, \dots, L$  נקבל:

$$H(z) = h_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \left( \sum_{l=0}^{m-1} h_{m-l} \binom{m-1}{l} \varepsilon^l (1 - \varepsilon)^{m-l} \right) z^{-m} \quad (2.6)$$

ניתן לרשום את  $H(z)$  כ-

$$H(z) = \sum_{m=0}^{\infty} h'_m z^{-m}$$

הם המקדמים האפקטיביים של המסגן והתגובה לדגם יחידה שהתקבלה היא בעלת משך אינסופי. נשוב לסימון המקדמים באינדקס  $k$  במקום  $m$  ונקבל:

$$\begin{aligned} h'_0 &= h_0 & k &= 0 \\ h'_k &= \sum_{l=0}^{k-1} h_{k-l} \binom{k-1}{l} \varepsilon^l (1 - \varepsilon)^{k-l} & k &\geq 1 \end{aligned} \quad (2.7)$$

ניתן לתאר את פעולת המערכת באמצעות רשום של מטריצות, כאשר המטריצה  $W$  המיצגת את המערכת כופלת את קבוצת המקדמים  $h_k$  ויוצרת קבוצה אינסופית של מקדמים  $h'_k$ . היא בעלת  $L+1$  עמודות ואינסוף שורות.

$$\begin{bmatrix} h'_0 \\ h'_1 \\ h'_2 \\ \vdots \\ h'_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1-\varepsilon & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & (1-\varepsilon) & (1-\varepsilon)^2 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ (1-\varepsilon)^{L-1} \varepsilon (1-\varepsilon)^{L-1} & (1-\varepsilon)^L & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \binom{L}{2} \varepsilon^2 (1-\varepsilon)^{L-1} & L\varepsilon (1-\varepsilon)^L & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_L \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\underline{h}' = [W] \underline{h} \quad \text{או}$$



כאשר  $\underline{h}$  ו-  $\underline{h}'$  הם וקטורי עמודה. המטריצה  $W$  זחה בתוכנה למה שהתקבל בציור 1.1.

המקדמים  $\underline{h}$  הם המקדמים המוצבים באופן פיזי במסנן, בעוד ש-  $\underline{h}'$  הם המקדמים האפקטיביים. המקדמים האפקטיביים הנחוצים ידועים לנו מתוך התכונות הנדרשות מהמסנן. עלינו למצוא מהו סט המקדמים  $\underline{h}$  אותם יש להציב כדי לקבל את הסט  $\underline{h}'$ . ניתן למצוא בטוי רקורסיבי עבור המקדמים  $h_k$  מתוך (2.7) כדלקמן:

$$h_k = \frac{1}{(1 - \varepsilon)^k} \left[ h_k' - \sum_{l=1}^{k-1} h_{k-l} \binom{k-1}{l} \varepsilon^l (1 - \varepsilon)^{k-1-l} \right] \quad (2.9)$$

דרך נוספת למציאת  $L+1$  המקדמים  $h_k$  מתוך המקדמים  $h_k'$  היא להשתמש ברשום באמצעות מטריצות. נקצץ את המטריצה  $W$  ל- $L+1$  שורות ונסמן אותה  $W_{L+1}$ . נקבל:

$$\underline{h}_{L+1} = [W_{L+1}]^{-1} \underline{h}'_{L+1} \quad (2.10)$$

בדרך זו יש לנו שליטה על  $L+1$  המקדמים האפקטיביים הראשונים הנקבעים כרצוננו, אך אין לנו שליטה על שאר המקדמים. במקום זאת ניתן לממש באמצעות  $L+1$  המקדמים המוצבים באופן פיזי במערכת,  $N$  מקדמים אפקטיביים כאשר  $N > L+1$ . במקרה זה הממוש לא יהיה מדויק, אך נעשה אותו כך שתתקבל שגיאה רבועית מינימלית. נסמן ב-  $W_N$  את המטריצה  $W$  שקוצצה ל- $N$  שורות ונקבל: [13]

$$\underline{h}_{L+1} = ([W_N]^T [W_N])^{-1} [W_N]^T \underline{h}'_N \quad (2.11)$$

כאשר  $\underline{h}_{L+1}$  הוא וקטור של  $L+1$  מקדמים שמציבים במסנן  $\underline{h}'_N$  וקטור  $N$  מקדמים אפקטיביים נחוצים  $[W_N]$  מטריצה  $W$  בעלת  $N$  שורות.

בדרך זו אנו ממשיים  $N$  מקדמים עם שגיאה רבועית מינימלית. לגבי שאר המקדמים אין לנו שליטה.

2.2.2 מסנני IIR

גם במסננים מסוג IIR ניתן לחקן את העיוות שנוצר עקב העברה בלתי מושלמת של מטען בהתקני מעבר מטען [14]. תהי  $G(z^{-1})$  היא פונקציית התמסורת אותה מעוניינים לממש. במקום להשתמש בתא השהיה מושלם  $z^{-1}$  נממש אותה באמצעות תא לא מושלם בעל תמסורת (1.4):

$$H_1(z^{-1}) = \frac{1 - \varepsilon}{1 - \varepsilon z^{-1}} z^{-1} \quad (2.12)$$

פונקציית התמסורת שנקבל נסמן אותה ב-  $\hat{G}(z^{-1})$

$$\hat{G}(z^{-1}) = G(H_1(z^{-1})) \quad (2.13)$$

אם  $z=a$  הוא קוטב או אפס של  $G(z^{-1})$ , אז הקוטב או האפס של  $\hat{G}(z^{-1})$  יהיה  $z=\hat{a}$  המקיים:

$$H_1(\hat{a}^{-1}) = a^{-1} \quad (2.14)$$

עבור תא השהיה אחד

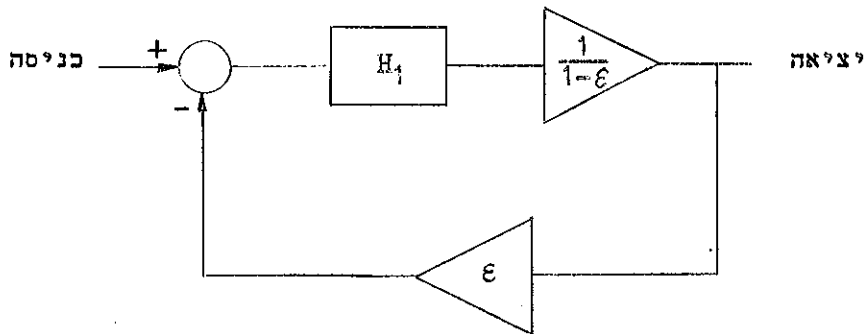
$$a^{-1} = \frac{(1 - \varepsilon)\hat{a}^{-1}}{1 - \varepsilon\hat{a}^{-1}}$$

ומכאן

$$\hat{a} = a(1 - \varepsilon) + \varepsilon \quad (2.15)$$

(2.15) מתאר את שנוי מקומם של הקטבים והאפסים של  $G(z^{-1})$ . ניתן לחקן אפקט זה על ידי שנוי הספציפיקציות של המסנן המקורי  $G(z^{-1})$  על ידי הזזה מתאימה של הקטבים והאפסים ב-  $-\varepsilon$  והכפלתם ב-  $\frac{1}{1-\varepsilon}$ . מתוך (2.12) נקבל שאפשר לממש אלמנט השהיה אידיאלי באמצעות אלמנטים בעלי תמסורת של  $H_1(z^{-1})$

$$z^{-1} = \frac{H_1}{(1 - \varepsilon)(1 + \frac{H_1 \varepsilon}{1 - \varepsilon})} = f(H_1) \quad (2.16)$$



ציור 2.4: ממוש של אלמנט השהיה אידיאלי באמצעות תא מעבר מסעך  $H_1$  שהשהיתו אינה מושלמת.

Fig. 2.4: Implementation of a perfect delay element by a CTD  $H_1$  the delay of which is non ideal.

- כאשר  $f(H_1)$  מסמן את הפונקציה המממשת אלמנט השהיה אידיאלי באמצעות אלמנט  $H_1$ . פונקצית התמסורת המקורית  $H_1$  כשהיא ממומשת באמצעות אלמנטים מסוג  $H_1$  מתקבלת על ידי הצבת (2.16) לבטוי של פונקצית התמסורת  $G$

$$G(z^{-1}) = G(f(H_1)) \quad (2.17)$$

### 2.3 ממושים משולבים שונים של מסנני FIR

#### 2.3.1 מ ב א

במקרים מעשיים מעוניינים במסננים טרנסברסליים בעלי מספר רב של דרגות, מעשר עד כמה עשרות ויותר. מסיבה זו במוש של מסנן כזה לפי הסכימה בציור 2.1 דרוש מספר מכפלים כמספר הדרגות, ולכן בצוע ההכפלה על ידי רכיבים בודדים כמו מכפלים אנלוגיים או ממירים מדיגיטלי לאנלוגי (Multiplying D/A) אינו מעשי. קימות מספר שיטות לבצוע פעולות ההשהיה, ההכפלה והסיכום בתוך מעגל משולב אחד.

2.3.2. שקלול מקדמים בהתקני סוללת דליים (BBD) [15].

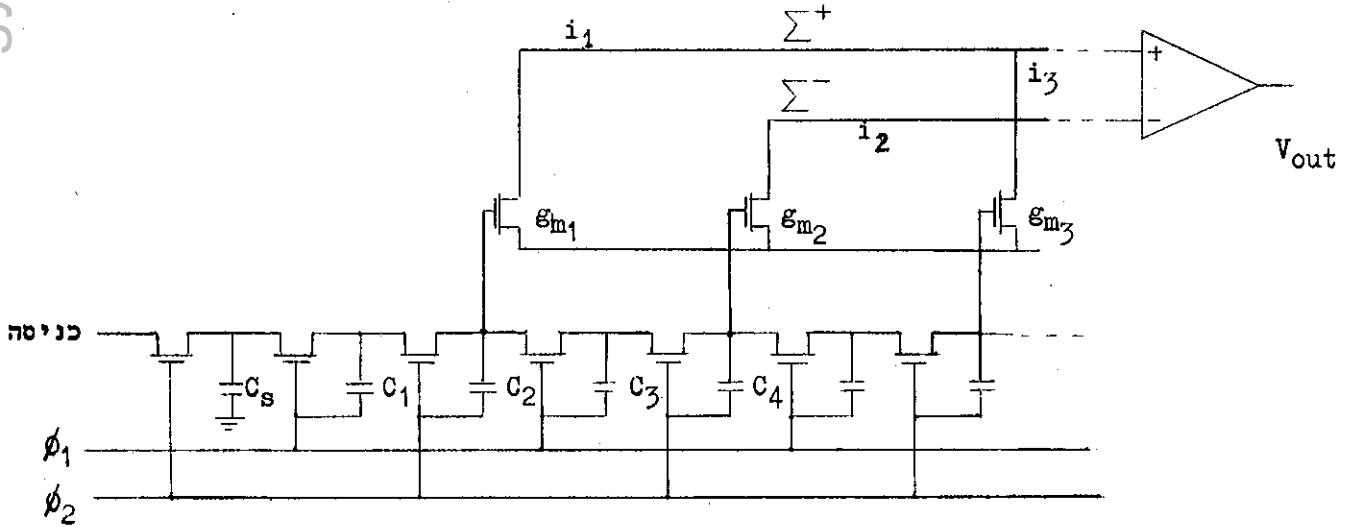
בציור 2.5 מתואר התקן מסוג סוללת דליים (BBD) הממש מסנן טרנסברסלי

בו ערכי האות הדגומים מוכפלים במקדמים בתוך המעגל המשולב. ההתקן עשוי כך שהקבלים הזוגיים הם בעלי ערכים משוקללים, ואילו הקבלים האי זוגיים כולם זהים ושווים לקבל דרגת הכניסה  $C_s$ .

$$C_s = C_1 = C_3 = \dots C_k$$

לקבלים המשוקללים מחוברים שערים של עוקבי מקור. כל עוקבי המקור זהים ובעלי

$$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = \dots$$



ציור 2.5: התקן מסוג סוללת דליים בעל יציאות משוקללות.

Fig. 2.5: Tap weighted BBD.

עוקבי המקור משמשים כמקורות זרם. הזרם ביציאתם יהיה יחסי למתח המצוי על פני הקבל אליו הם מחוברים. הקבלים הזוגיים שוקללו לפי המקדמים  $h_1$  של המסנן

כך שיתקיים:

$$\frac{C_s}{C_2} = |h_1| \quad \frac{C_s}{C_4} = |h_2| \quad \dots$$

כאשר  $|h_1| \leq 1$ . כדי ששקלול כזה יהיה אפשרי,  $C_s$  וכל הקבלים האי זוגיים צריכים להיות הקבלים הקטנים ביותר במערכת.

המגבלה בשיטה זו מתגלית כאשר מנסים לממש ערכים קטנים של מקדמים. לשם כך יש צורך לממש קבלים גדולים, ולכן נדרש לכך שטח ניכר.

כדי שאפשר יהיה להבטיח גם את הקוטביות של המקדמים מסכמים לחוד את הזרמים המתאימים למקדמים בעלי סימן חיובי ולחוד את הזרמים המתאים למקדמים השליליים ואת תוצאות הסכום מסכמים פעם נוספת באופן דיפרנציאלי.

פתרון נוסף הוא לבצע שקלול על ערכי מוליכות המעבר ( $g_m$ ) של עוקבי המקור בציר 2.5. קובעים את ערכי  $g_{m_i}$  כך שיתקיים  $g_{m_i} = |h_i|$  לעומת זאת בונים את כל הקבלים שווים. גם בשיטה זו מתקבל רק הערך המוחלט של המקדם ובעית הקוטביות נפתרת באופן זהה למתואר בשיטת שקלול הקבלים.

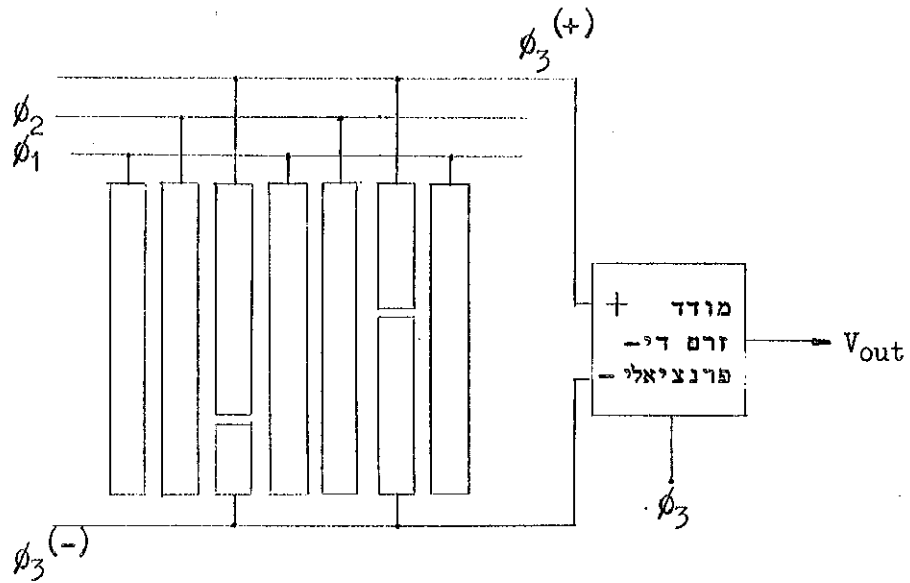
בשתי השיטות המקדמים הם קבועים ונקבעים בדרכים אנלוגיות, דיוקם מוגבל על ידי דיוק תהליכי היצור של המעגלים המשולבים.

### 2.3.3 שקלול מקדמים בהתקני צמוד מסען (CCD).

השיטה המשמשת לשקלול המקדמים בהתקני צמוד מסען מבוססת על פצול האלקטרודות באופן יחסי למקדמים ובצוע אינטגרציה על הזרם הזורם בפזות של ההתקן בזמן מעבר המסען [16]. בציר 2.6 מתואר התקן מסוג צמוד מסען כאשר האלקטרודות המחוברות לפזה  $\phi_3$  מפוצלות לשני חלקים. האלקטרודה ה- $k$  מחולקת בשטחה כך ש-  $\frac{1}{2}(1+h_k)$  מחובר ל-  $\phi_3^{(+)}$  ו-  $\frac{1}{2}(1-h_k)$  משטחה מחובר ל-  $\phi_3^{(-)}$ . מתחים זהים מופעלים על  $\phi_3^{(+)}$  ועל  $\phi_3^{(-)}$ . כדי למדוד את ההפרש בין הזרם הכולל ב-  $\phi_3^{(+)}$  ובין הזרם הכולל ב-  $\phi_3^{(-)}$  משתמשים בשני קבלים זהים הקשורים ל-  $\phi_3^{(+)}$  ו-  $\phi_3^{(-)}$ . בתום מחזור בפזה  $\phi_3$  יהיו שני הקבלים טעונים למתחים שונים [17]. נסמן ב-  $Q_k^c$  את המסען העובר מהאלקטרודה ה-  $\phi_{2,k}$  ל-  $\phi_{3,k}$ . את היציאה  $V_{out}$  נקבל על ידי מציאת ההפרש בין מתחי שני הקבלים:

$$V_{out} \propto \sum_{k=1}^L \frac{1}{2}(1+h_k)Q_k^c - \sum_{k=1}^L \frac{1}{2}(1-h_k)Q_k^c = \sum_{k=1}^L h_k Q_k^c$$

ההתקן פועל באופן שהאות רוכב על רמת מטענים קבועה, ולכן  $V_{out}$  יכול בתוכו רכיב של מתח ישר אותו אפשר להפריד באמצעות צמוד קבולי.



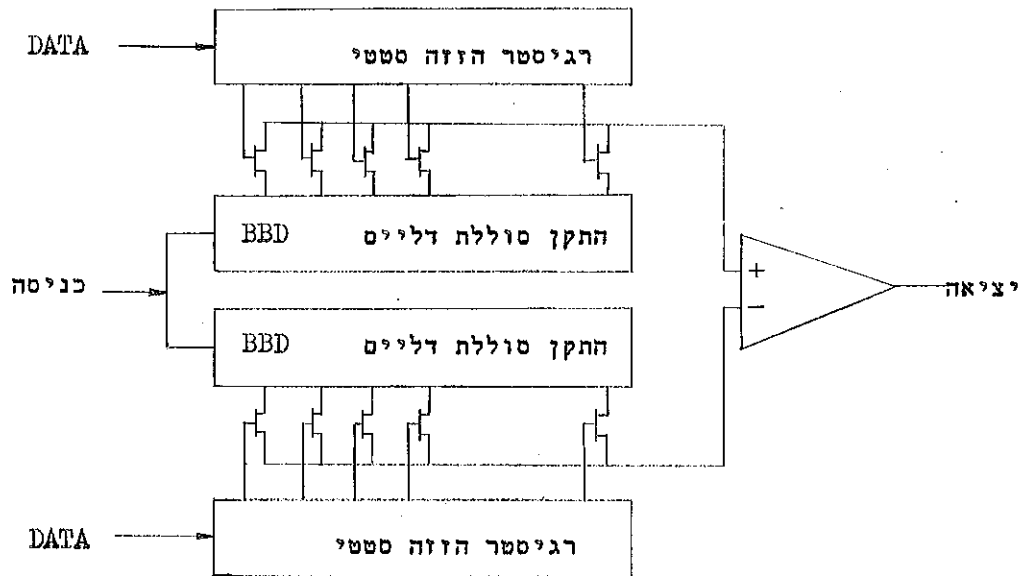
ציר 2.6: שיטת שקלול האלקטרודות והסכום במסנן טרנסברסלי העשוי מהתקנים צמודי מטען.

Fig. 2.6: Electrode weighting technique and summing in CCD transversal filter.

#### 2.3.4 מסננים בעלי מקדמים מתוכנתים.

שתי השיטות שתוארו לקביעת המקדמים במסנן טרנסברסלי אינן מאפשרות שנוי של ערכי המקדמים. המקדמים נקבעים בזמן חכנון המעגל האינטגרלי ולא ניתנים לשנוי לאחר מכן. במערכות שונות דרושים מסננים שמקדמיהם ניתנים לשנוי (Programmable filters). דרך אפשרית לשנוי ערכי המקדמים באופן חיצוני, אם מסתפקים במקדמים  $+1$  ו- $-1$  היא לחבר מתחי פקוח לכל דרגת השהיה. מתח זה יקבע האם יתבצע שקלול חיובי או שקלול שלילי [15] [16]. המעגל יהיה כדוגמת זה המתואר בציר 2.5, אך ללא שקלול על  $g_{m_i}$  או על  $C_i$ . במקום זאת ביציאת כל עוקב מקור ימצא מתג MOS שיקבע על פי מתח פקוח חיצוני אם הזרם של עוקב המקור יכנס לכניסה החיובית או השלילית של מסכת הזרמים הדיפרנציאלי. באופן דומה אפשר לממש מעגל המאפשר לקבוע את המקדמים לערכים של  $+1$  ו- $0$ . בציר 2.7 מתואר החקן המאפשר לתכנת את המקדמים לערכים  $+1$  ו- $-1$ . המקדמים מוכפלים בדגימות האות האנלוגי והמכפלות מסוכמות.

ההתקן עשוי משני החקני סוללת דליים הניזונים מהאות האנלוגי. ליציאת כל תא השהיה מחובר מתג בצורת טרנזיסטור MOS. הפקוח על המתגים נעשה באמצעות רגיסטרי הזזה סטטיים בהם מזינים את המקדמים הספרתיים הרצויים. מקדם 1 יביא לפתיחת המתג ותוכן התא יצטרף לסכום הכללי. לעומת זאת, אם המקדם היה 0 המתג ישאר סגור ותוכן התא המתאים לא יצורף לסכום. כך מתקבל מסנן טרנסברסלי בעל מקדמים בינריים.



ציור 2.7: דיאגרמת בלוקים של מסנן טרנסברסלי העשוי מהתקני סוללת דליים. מקדמי המסנן נקבעים באופן ספרתי וניתנים לשנוי [18] Reticon VAP-64. Fig. 2.7: Block diagram of a transversal filter implemented by BBD. Coefficients of filters are digitally programmable - Reticon VAP-64 [18].

כדי לקבל מסנן המאפשר שנוי של המקדמים בתחום  $-1 < h_k < 1$  יש להשתמש במספר התקנים בהם המקדמים ניתנים לתכנות לערכים 1 ו-0 [19]. ציור 2.8 מתאר מסנן העשוי מ- $N+1$  קוי השהיה הדוגמים בו זמנית את אות הכניסה. כל התקן עשוי מ- $L$  תאי השהיה. למסנן מסופקים  $L$  מקדמים, המצויים בתוך זיכרון ולכל מקדם  $N$  ספרות בינריות וסיבית סימן. המקדמים רשומים בשיטת המשלים לשתיים.

כל אחד מהמקדמים ללא הסימן ניתן לרשום כ:-

$$h_k = \sum_{m=1}^N h_k^m 2^{-m} - h_k^0 \quad (2.18)$$

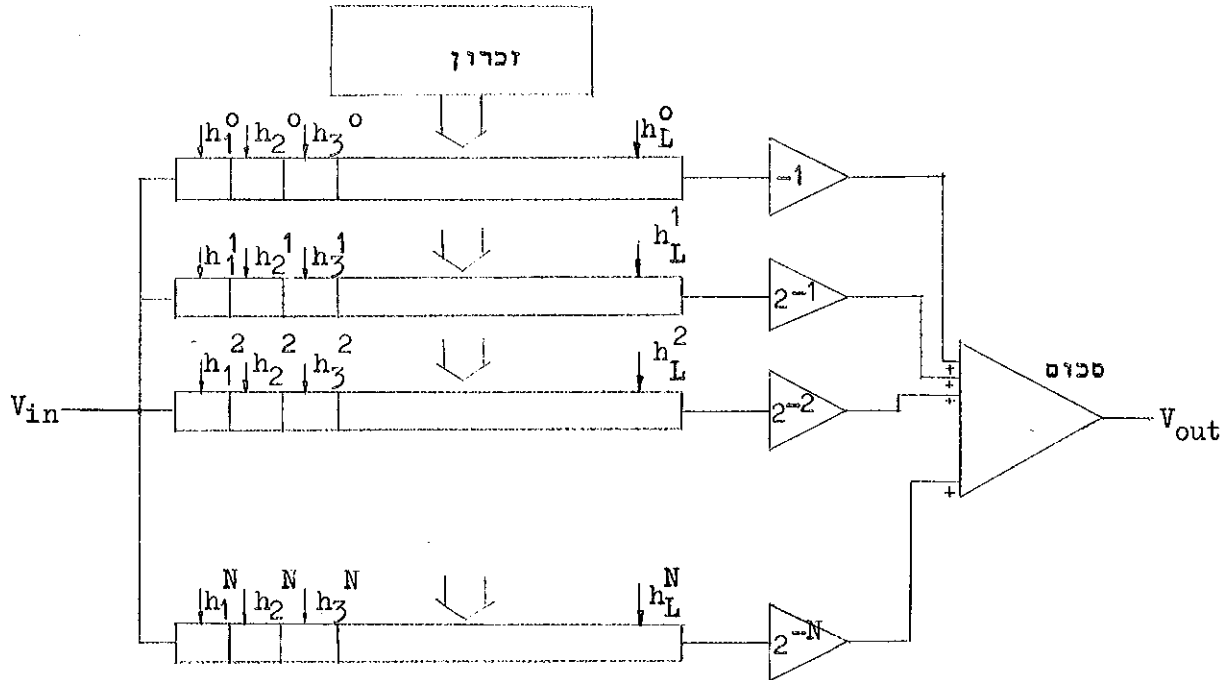
להתקן העליון בציור מסופקות כל הסיביות ה- $h_k^0$  המתאימות לסיביות של המקדמים. להתקן השני כל הסיביות הראשונות של המקדמים וכן הלאה. סכום הקונבולוציה הדרוש:

$$V_{out} = \sum_{k=1}^L h_k V_{in} [(n-k)T] = \sum_{k=1}^L \left( \sum_{m=1}^N h_k^m 2^{-m} - h_k^0 \right) V_{in} [(n-k)T] =$$

$$= \sum_{m=1}^N \left( \sum_{k=1}^L h_k^m V_{in} [(n-k)T] \right) 2^{-m} - \sum_{k=1}^L h_k^0 V_{in} [(n-k)T]$$

(2.19)

מתוך הבטוי שהתקבל ניתן לראות שכדי לקבל את סכום הקונבולוציה ניתן קודם לבצע את הכפלה האות בקו ה- $m$  בכל הסיביות ה- $m$ יות, ולאחר מכן לבצע בתוך הקו ה- $m$



ציור 2.8: מסנן טרנסברסלי מתוכנת, האות מושהה באמצעות התקני מעבר מטען ומוכפל במקדמים האגורים באופן ספרתי.

Fig. 2.8: Programmable transversal filter. The input signal is processed in analogue form whereas the coefficients are handled digitally.



את הסכום של התוצאות. הסכום החיצוני הוא שקלול לפי מקום הסיבית במספר הבינרי ולפי הסימן. במסגן זה נדרשים  $N+1$  קוי השהיה כמדת הדיוק הנדרשת מהמקדמים. לכל קו השהיה צריכה להיות גישה ל-  $L$  תאים. הזיכרון צריך לספק  $L(N+1)$  ערכים בו זמנית.

ממוש זה מאפשר לשנות את המקדמים תוך כדי פעולת המסגן. כמו כן מיוצגים המקדמים באופן בינרי, ואפשר לקבוע את הדיוק שלהם כרצוננו.

2.3.5 האלגוריתם CZT למציאת התמרת פוריה הדיסקרטית [19].

גישה אחרת למסננים בעלי מקדמים הניתנים לשנוי היא לפנות לתחום התדר, שם פעולת הקונבולוציה הופכה למכפלה.

התמרת פוריה הדיסקרטית (DFT) ניתנת על ידי [8]

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi nk/N} \quad (2.20)$$

כאשר  $x_n$  הם אברי הסדרה בתחום הזמן,  $X_k$  אברי הסדרה בתחום התדר ו-  $N$  הוא אורך הסדרה.

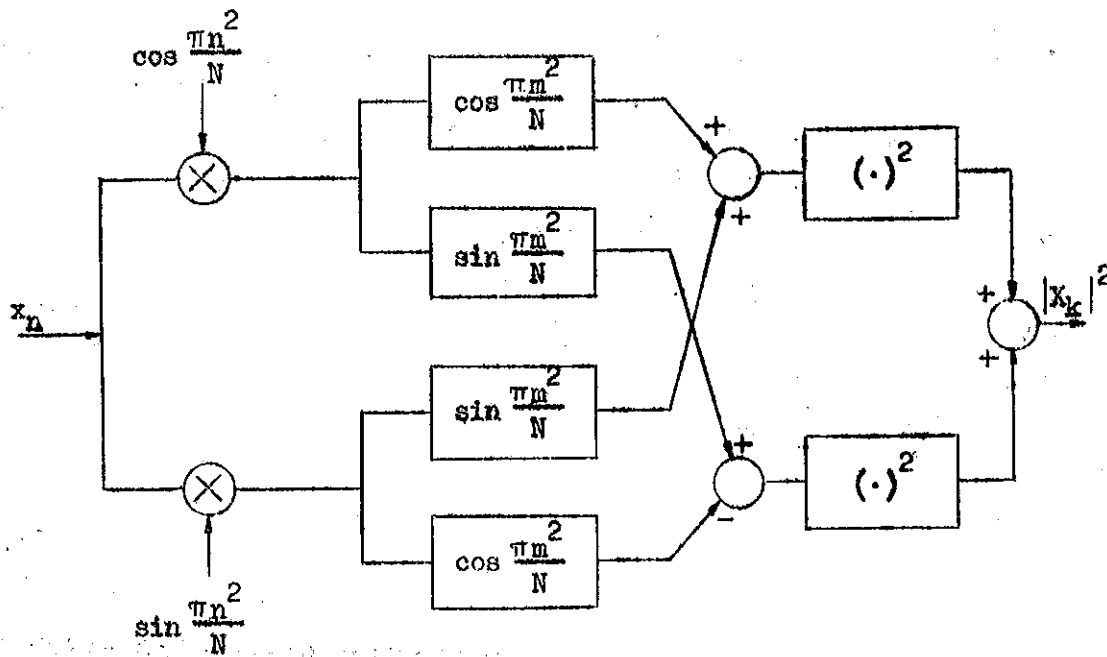
$$2nk = n^2 + k^2 - (n - k)^2$$

נציב ונקבל

$$X_k = e^{-j\pi k^2/N} \sum_{n=0}^{N-1} (x_n e^{-j\pi n^2/N}) e^{j\pi(k-n)^2/N} \quad (2.21)$$

$$X_k = e^{-j\pi k^2/N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left[ \cos \frac{\pi n^2}{N} \cos \frac{\pi(k-n)^2}{N} + \sin \frac{\pi n^2}{N} \sin \frac{\pi(k-n)^2}{N} + j \left( \cos \frac{\pi n^2}{N} \sin \frac{\pi(k-n)^2}{N} - \sin \frac{\pi n^2}{N} \cos \frac{\pi(k-n)^2}{N} \right) \right]$$

אם נסתמך בערכי  $|x_k|^2$  ניתן לומר על ההכפלה ב-  $e^{-j\pi k^2/N}$ , ואז מימוש של החמרה פוריה הדיסקרטית ניתן על ידי ציור 2.9.



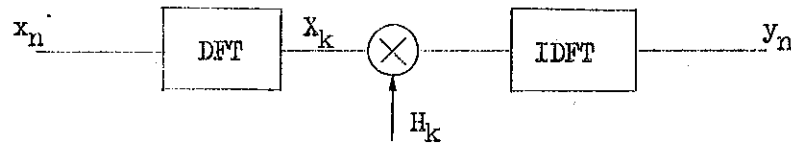
ציור 2.9: אמוש האלגוריתם CZT באמצעות התקני מעבר מסען.

Fig. 2.9: The CTD implementation of the CZT algorithm.

אזאת הנכנס  $x_n$  מוכפל ב-  $\cos \frac{\pi n^2}{N}$  וב-  $\sin \frac{\pi n^2}{N}$ . חבלקים  $\cos \frac{\pi m^2}{N}$  ו-  $\sin \frac{\pi m^2}{N}$  הם מסננים טרנסברסליים בעלי מקדמים קבועים, בהם נעשים ההכפלה וחטכום (קונבולוציה). דרך זו למציאת החמרה פוריה הדיסקרטית מכונה CZT - Chirp Z Transform, מכיוון שסדרה חכניסה מוכפלת בפונקציות בהן התדר גדל לינארית (Chirp).

ניתן לנצל את פעולה CZT לבצוע סנון עם מקדמים משתנים.

סדרת הכניסה  $x_n$  שבציור 2.10 מותמרת באמצעות התמרת פוריה הדיסקרטית (DFT) לסדרה  $X_k$ . התמרה כזאת יכולה להעשות באמצעות מערכת כדוגמת זו המתוארת בציור 2.9.



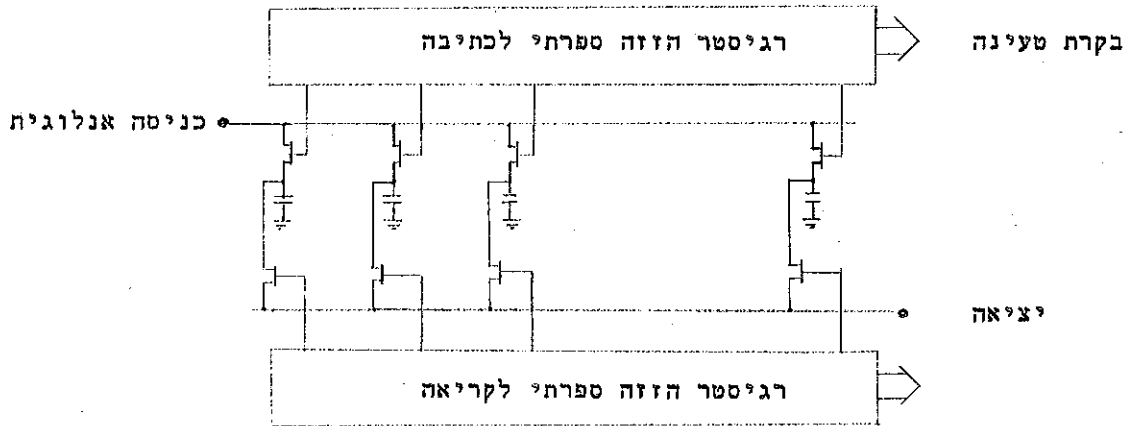
ציור 2.10: דיאגרמת בלוקים של מסנן הניתן לתכנות והמשתמש ב-CZT.  
 Fig. 2.10: Block diagram of a programmable filter using CZT.

את הסדרה  $X_k$  מכפילים באברי הסדרה  $H_k$  שהם דגימות הספקטרום הרצוי של המסנן. התוצאה עוברת התמרת פוריה הפוכה (IDFT) ומתקבלת התוצאה  $y_n$ . כאן במקום פעולת קונבולוציה בתחום הזמן בוצעה הכפלה בתחום התדר.

#### 2.4 התקנים נוספים

קיימים מספר התקנים אלקטרוניים, אשר פעולתם האפקטיבית מאפשרת פעולות דומות לאלה הנעשות באמצעות התקני מעבר מסעך כמו השהיה אוחות אנלוגיים, אך אין הם מבוססים על מעבר של מסענים.

סוג אחד של התקנים הוא התקני זיכרון אנלוגי - Analog memory (חברת Reticon SAM 128, ARAM 64) [18]. התקן SAM 128 מתואר בציור 2.11. ההתקן עשוי משורה של קבלים. לכל קבל צמודים שני מתגים, המתג העליון בציור מאפשר את טעינת הקבל, והתחתון מאפשר את קריאת תוכנו של הקבל. המתגים הדוגמים את האות האנלוגי מבוקרים על ידי רגיסטר הזזה ספרתי (עליון), הקובע מתי ידגום כל מתג את האות האנלוגי. רגיסטר הזזה ספרתי שני (תחתון) מפקח על המתגים התחתונים, הקוראים את תוכן הקבלים ומעבירים את המידע ליציאה. בהתקן ARAM 64 [18] המשתמש יכול לקבוע את סדר ה"כתיבה" של דגימות האות האנלוגי כרצונו.

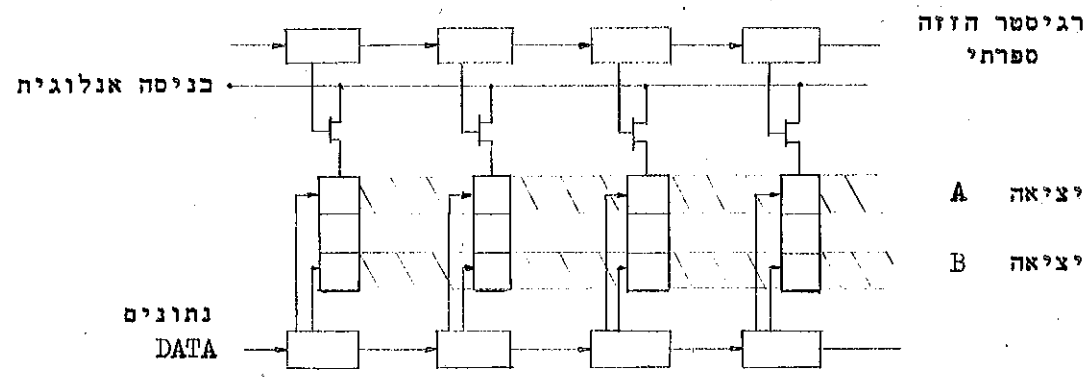


ציור 2.11: מבנה סכמתי של התקן זיכרון אנלוגי.

Fig. 2.11: Schematic of an analog memory device.

התקני זיכרון אנלוגיים מאפשרים בצוע השהיה של האות האנלוגי, וכן גישה חוזרת לדגימות האות האנלוגי. ניתן לנצל זאת לבצוע סכום הקונבולוציה על ידי הכפלת דגימות האות במקדמים מתאימים וסכום המכפלות.

סוג אחר של התקנים המאפשרים סכום משוקלל של דגימות האות האנלוגי תוך שנוי מקדמי השקלול הם התקני Siosh-CCD של חברת GE [20]. כאן שונה המבנה המקובל בהתקני צמוד מטען. קבוצות המטענים היחסיות לאות הכניסה אינן נעות לאורך ההתקן מתא לתא, אלא לכל קבוצת מטענים מוקצב אזור אכסון בעל שלושה תאים. ההתקן מתואר בציור 2.12. הרגיסטר הספרתי העליון מפקח על הכניסה האנלוגית, וקובע לאיזה מקבוצות התאים תכנס כל דגימה. כדי לקרוא את תוכנם של תאי ההתקן מעבירים את המטענים הלך וחזור בתוך התאים. בתום הקריאה מחזירים את המטענים לתא האמצעי. הרגיסטר התחתון מפקח על הקריאה של תוכן התאים. הרגיסטר התחתון בציור מסוגל לקבוע אם המטען יעבור מהתא האמצעי לתא העליון או לתא התחתון. במדה ומטען מסויים ינוע כלפי מעלה בציור, הוא יורגש ביציאה A, במדה וינוע כלפי מטה הוא יורגש ביציאה B. ניתן להקצות למסנן מקדמים, למשל: +1 ו-1. אם נסכם את היציאות A ו-B באופן דיפרנציאלי נקבל ביציאה את דגימות האות האנלוגי כשהן משוקללות במקדמים שהוכנסו לרגיסטר הספרתי.



ציור 2.12: התקן מסוג Slosh CCD המאפשר בצוע סכום משוקלל של דגימות האות האנלוגית. המקדמים הם ספרתיים וניתנים לתכנות.

Fig. 2.12: Slosh CCD that enables weighting and summing of the analog signal samples. Coefficients of filters are digitally programmable.

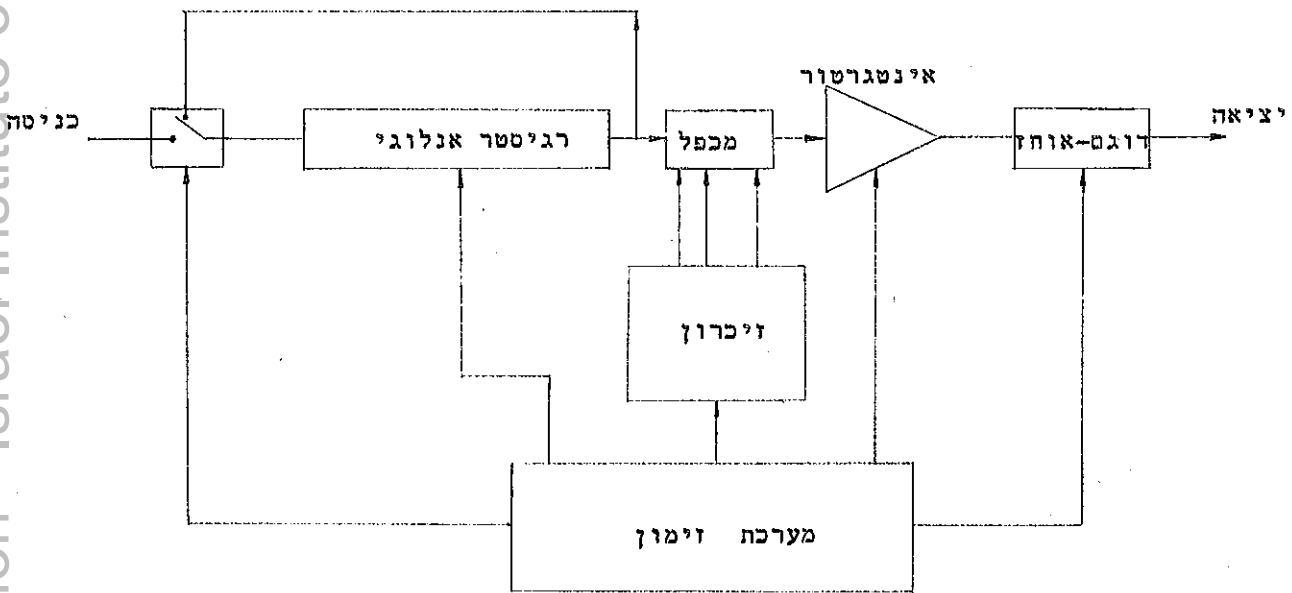
היתרון של מבנה זה בכך שהמטען בתום ההעברה מוחזר למקומו, ולכן לא נוצר האפקט של אובדן מצטבר של מטענים כפי שקורה בהתקני מעבר מטען רגילים.

פרק 3 מסנן טרנסברסלי המבוסס על רצירקולציה

3.1 מ ב א

בעבודה זו נבדק רעיון למוש מסנן טרנסברסלי בעל מקדמים מתוכנתים תוך נצול הפוטנציאל המצוי בהתקני מעבר מטען. ההתקן המסחרי שהיה מצוי לצורך זה, הוא החקן סוללת דליים (BBD) שאין בו אפשרות לבצוע שקלול על דגימות האות בתוך המעגל המשולב. בהתקן זה קיימת יציאה רק לאחר דרגת ההשהיה האחרונה, כלומר - פעולת ההתקן היא טורית.

מכיוון שבחשוב סכום הקונבולוציה צריך להכפיל את כל אחת מדגימות האות במקדם המתאים - מבצעים רצירקולציה של הדגימות. הדגימות מוצאות באופן טורי מהרגיסטר האנלוגי ומוחזרות לרגיסטר דרך כניסתו. המסנן הטרנסברסלי המבוסס על רצירקולציה מתואר בצירור 3.1 הוא מורכב מהחלקים הבאים: חוג הרצירקולציה ובו הרגיסטר האנלוגי בעל  $L$  התאים, מכפל, אינטגרטור, מעגל דגימה ואחיזה (Hold) וזכרון. ברגיסטר האנלוגי אגורות  $L$  הדגימות האחרונות של האות. בכניסה לחוג מצוי מתג הבורר בין דגימת אות הכניסה ובין בצוע הרצירקולציה.



צירור 3.1: דיאגרמת בלוקים של מסנן טרנסברסלי המבוסס על רצירקולציה.

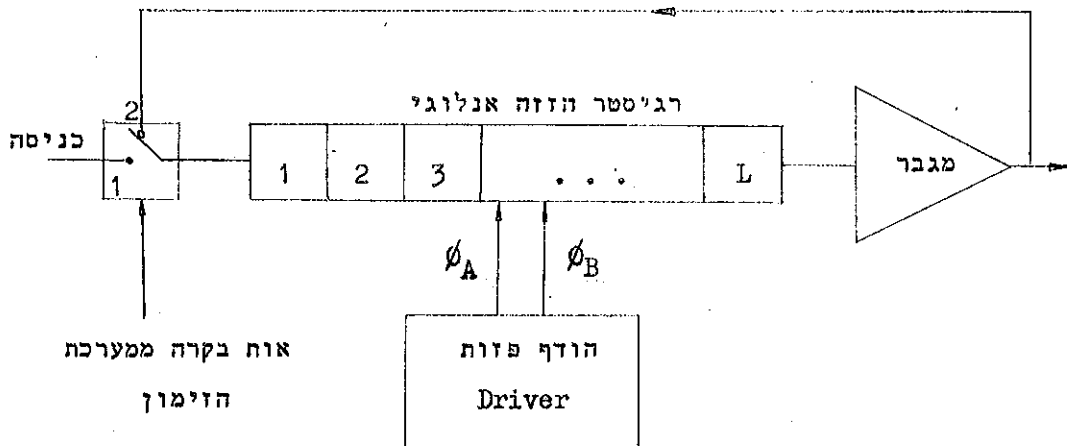
Fig. 3.1: Block diagram of a transversal filter with recirculation.

ההכפלה נעשית על ידי מכפל אחד מקדם לאחר מקדם. כאשר הדגימות מופיעות ביציאת הרגיסטר, הן מזינות את המכפל שבו הן מוכפלות במקדמי המסנן. המקדמים של המסנן מיוצגים באופן ספרתי ואגורים בתוך הזיכרון. תוצאות ההכפלה מועברות למסכת שהוא מעגל האינטגרציה. בתום מחזור של הכפלות, תוצאת הסכום מועברת למעגל האחזקה השומר על ערכה עד אשר מתקבלת התוצאה הבאה.

בכל מחזור  $T_1$  של פעולה מחושב סכום הקונבולוציה פעם אחת, אות הכניסה נדגם פעם אחת והדגם נאגר בהתקן, ואילו הדגם הותיק ביותר עוזב את המערכת. תפקידה של מערכת הזימון שבציור 3.1 הוא לפקח על התאום בין פעולות החישוב השונות ועל דגימת האות. היתרון של מבנה זה של המסנן הוא בכך, שניתן לשנות את מקדמי המסנן כרצוננו על ידי הטענת הזיכרון במקדמים. יתרון נוסף הוא שהמקדמים מיוצגים באופן ספרתי ויכולים לקבל כל ערך בדיק הדרוש.

3.2 מבנה הבלוקים של המסנן

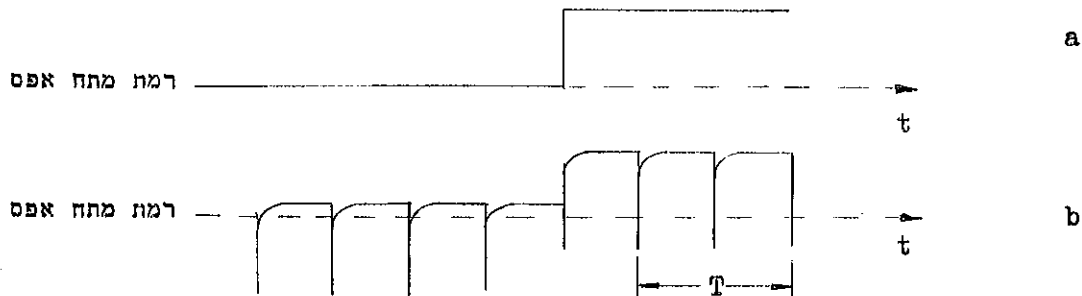
במעגל שנבנה משמש ההתקן המסחרי M31 שהוא מסוג סוללת דליים (BBD) כרגיסטר הזזה אנלוגי. רגיסטר זה הוא בעל 16 תאי השהיה ( $L=16$ ) ומוזן על ידי שתי פזות המסומנות ב- $\phi_A$  ו- $\phi_B$ . לרגיסטר זה דריגת כניסה ודרגת יציאה בעלות מבנה זהה לדרגות המתוארות בציורים 1.5, 1.6.



ציור 3.2: חוג הרצירקולציה הממומש על ידי התקן סוללת דליים.  
Fig. 3.2: Implementation of the recirculation loop with BBD.

ציור 3.2 מתאר את הרגיסטר האנלוגי והחוג בו נעות הדגימות. כאשר המתג נמצא במצב 1, אות הכניסה נדגם ומוכנס לתא מס. 1. לתהליך זה מוקדש פרק הזמן  $T$ . באותו הזמן כל שאר הדגימות זזות בתא אחד ימינה, ומכיון שהחוג פתוח, תוכן התא האחרון עוזב את המערכת. בשלב הבא המתג עובר למצב 2. עתה, בפרק הזמן בין סיום כניסת הדגימה ועד התחלת הדגימה הבאה, מוזרמות כל הדגימות האגורות ב-L התאים בכוון המסומן בציור, עד אשר הן חוזרות למקומותיהן ההתחלתיים. לתהליך זה מוקדש הזמן  $LT$ . לכן, אם נסמן את המחזור כולו ב-  $T_1$ , סה"כ המחזור יהיה  $T_1 = (L+1)T$ .

כל פרק הזמן  $T_1$  מוקדש לחשוב סכום הקונבולוציה. ביציאת הרגיסטר יופיעו בזמן זה L הדגימות האגורות, והדגימה העוזבת את המערכת, כלומר, בסה"כ  $L+1$  דגימות. נצטרך, לכן,  $L+1$  מקדמים כדי להכפיל דגימות אלו. המגבר המצוי בחוג תפקידו להגביר את האות המונחת תוך כדי המעבר ברגיסטר ההזזה האנלוגי, ובדרגת היציאה שלו. נוסף לכך, הוא מתאם את הזנת המתח הנדרשת. כל דגימה היוצאת מהרגיסטר האנלוגי מלווה בתופעת מעבר המתבטאת בדופק מתח שלילי ביציאה. לאחר סיום תופעת המעבר, היציאה מגיעה לרמת מתח יציבה. רמת מתח זו יחסית לגודל האות האנלוגי שנדגם בכניסה לרגיסטר.



ציור 3.3: מתח היציאה של הרגיסטר האנלוגי כאשר הכניסה אפס, מתיצב ברמת מתח קבועה השונה מאפס. (a) כניסה. (b) יציאה.

Fig. 3.3: The output voltage in the analogue shift register with zero input has a stable voltage different from zero; (a) input; (b) output.

היציאה של הרגיסטר היא בצמוד AC, על כן המתח הממוצע ביציאת הרגיסטר הוא אפס. עקב תופעות המעבר, רמת המתח היציבה המתקבלת במקרה של מתח כניסה אפס לרגיסטר האנלוגי אינה אפס אלא חיובית במקצת כפי שמתואר בציור 3.3.



כאשר משנים את תדר הפזות  $f_c$  (  $f_c = \frac{1}{T}$  ) Driving frequency ) משתנות במקצת תופעות המעבר ביציאת הרגיסטר האנלוגי. התוצאה: משתנה רמת המתח היציבה המתאימה לאות אפס בכניסה. על כן יש צורך להתאים את הזנת המתח של המגבר. המגבר חייב להיות יציב במיוחד בהגבר ובהזנת המתח, ובלתי רגיש לשנויים בטמפרטורה, מכיוון שכל דגם עובר דרכו  $L+1$  פעמים, ולכן כל אי דיוק בפעולתו של המגבר יגרום להתגברות האפקט פי  $L+1$ . האות בכניסה למערכת נדגם כאמור במרווחים של  $T_1$ , אך ביציאת החוג כל שתי דגימות נראות במרווחים של  $T_1/(L+1)$ , עקב בצוע הרצירקולציה. לכן האות ביציאה יהיה בעל תדירות  $L+1$  פעמים יותר גדולה מאשר האות בכניסה לחוג.

בציור 3.4 נראות יציאות הרגיסטר האנלוגי המורכבות מקטעים דגומים של אות כניסה סינוסי. היציאות מלוות בתופעות מעבר האופייניות להתקן סוללת דליים. הנקודות שבתחתית הצלום מציגות את רגעי הדגימה של האות המסופק בכניסה לחוג הרצירקולציה. מרווח הזמן בין נקודות אלו הוא המחזור  $T_1$  של חוג הרצירקולציה. כל תוכנו של הרגיסטר האנלוגי מוצא בכל אחד מפרקי הזמן  $T_1$ . בציור 3.4a הרגיסטר האנלוגי מכיל כ- 1.5 ממחזור האות הסינוסי שנדגם בכניסה לחוג.

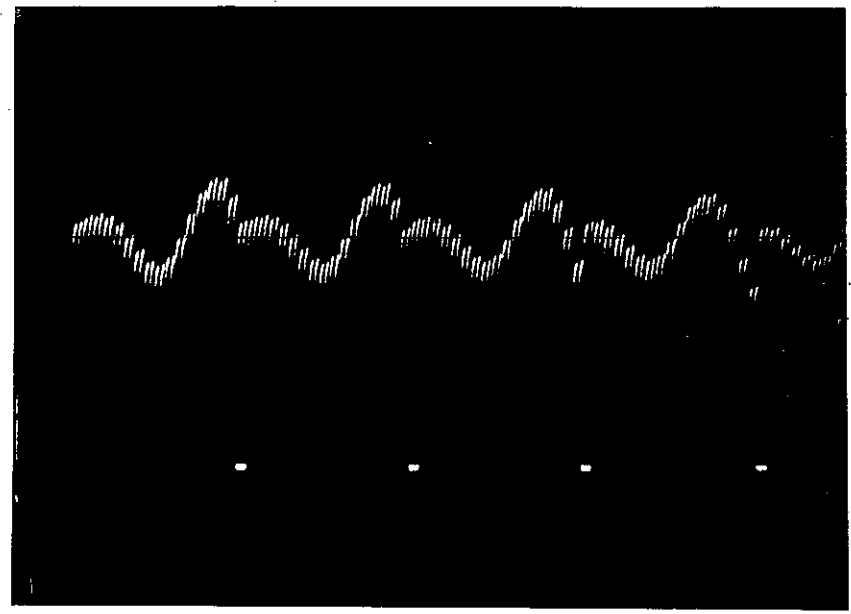
האות המופיע ביציאת החוג בדיוק בזמן בצוע פעולת הדגימה בכניסה לרגיסטר הוא האות שעבר מספר פעמים מכסימלי את החוג ועוזב את המערכת. אחריו (מימינו בצלום) מופיעים כל שאר האותות. האות האחרון בכל מחזור  $T_1$  מתאים לדגימה החדשה ביותר של אות הכניסה. דגימה זו נכנסה לרגיסטר רק בתחילת אותו המחזור. ככל שהאות עובר דרך חוג הרצירקולציה מספר רב יותר של פעמים, אמפליטודת האות מונחת והולכת עקב המעבר הבלתי מושלם של המטענים בהתקן סוללת דליים. מסיבה זו האות הסינוסי שבחלק הימני בצלום של כל מחזור  $T_1$  הוא בעל אמפליטודה מכסימלית. ככל שמתקדמים שמאלה בצלום לאורך המחזור האות מתאים לדגימות שעברו את החוג יותר ויותר פעמים, ולכן אמפליטודת האות קטנה.

כל קטע של האות הסינוסי הדגום המופיע ביציאת החוג מוזז לגבי הקטע הקודם לו בדגימה אחת.

תדר האות המופיע ביציאת הרגיסטר הוא פי 17 יותר גדול מתדר אות הכניסה.

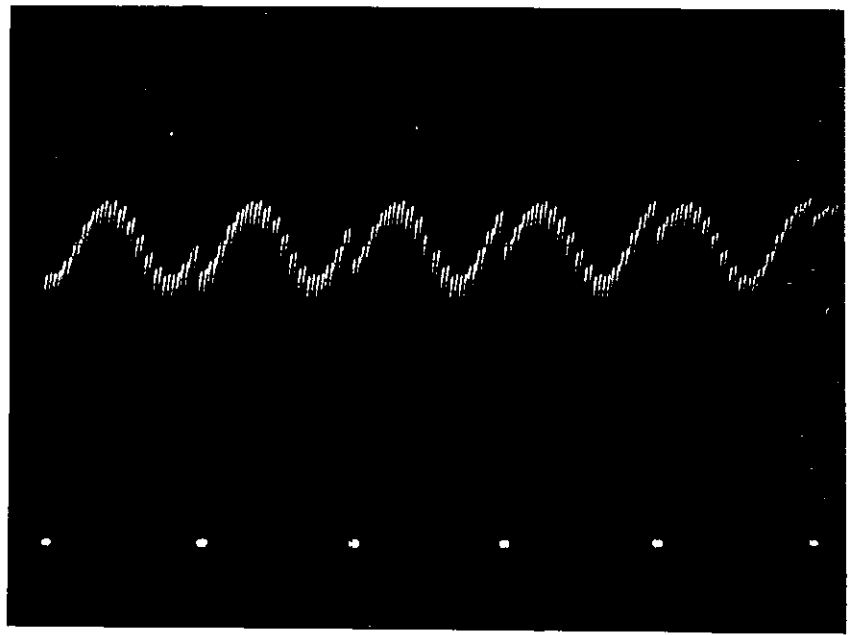
ההכפלה בין האות האנלוגי ובין המקדמים המיוצגים באופן ספרתי נעשית באמצעות ממיר מספרתי לאנלוגי בעל יכולת לבצע הכפלה מסוג MC1508L-8

0.5 V/cm  
0.1 msec/cm  
תדר דגימה  
 $f_1 = 5\text{KHz}$   
 $f = 440\text{ Hz}$



a

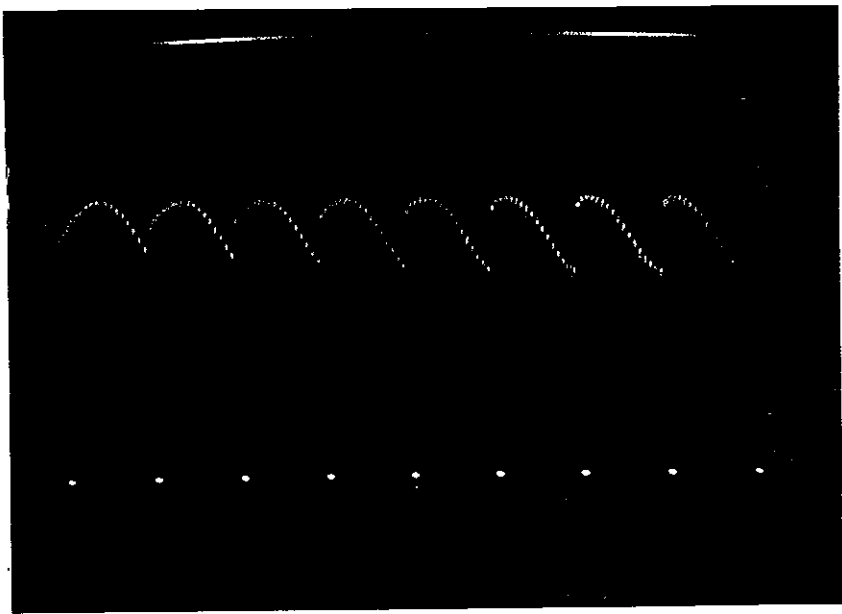
0.5 V/cm  
0.1 msec/cm  
 $f_1 = 5\text{ KHz}$   
 $f = 320\text{ Hz}$



b

Fig. 3.4

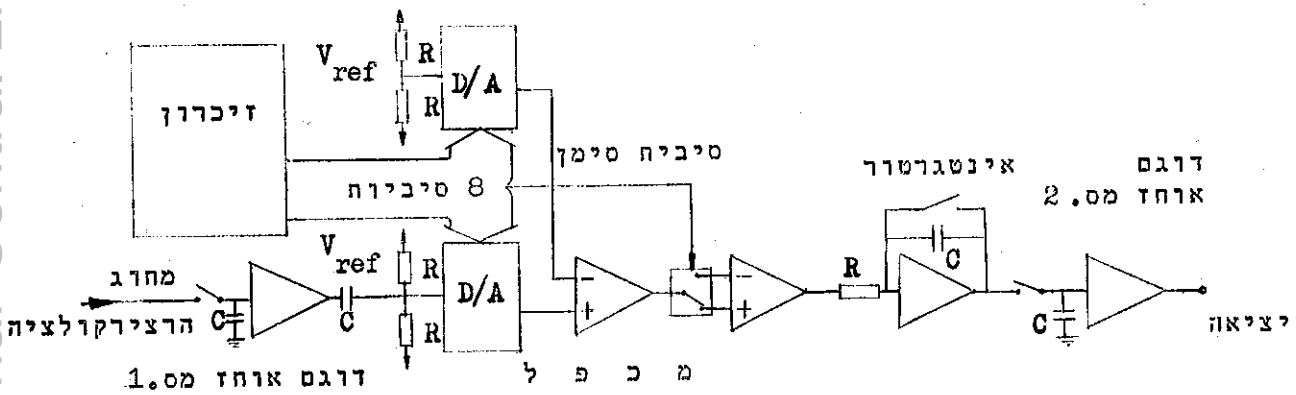
0.5V/cm  
0.2 msec/cm  
 $f_1 = 5 \text{ KHz}$   
 $f = 150 \text{ Hz}$



ציור 3.4: קטעים של אות כניסה סינוס כפי שהם נראים ביציאת התקן סוללת הדליים שבחוג הרצירקולציה. בתחתית הצלומים נראות נקודות המצינות את רגעי הדגימה. בשלושת הצלומים תדר הדגימה הוא 5 KHz. הרגיסטר האנלוגי מכיל: (a) 1.5 ממחזור אות הכניסה. (b) בערך מחזור אחד. (c) כחצי מחזור.

Fig. 3.4: Parts of input sine signal as it is seen at the output of the BBD in the recirculation loop. The sampling rate in all three cases is 5 KHz.

The analogue register contains: (a) 1.5 of the input signals period; (b) about one period; (c) about half period.



ציור 3.5: דיאגרמה בלוקים של היחידות המבצעות עבוד של האות.

Fig. 3.5: Block diagram of the units that make signal processing.

( Multipling D/A ) . עקב המגבלות של ההחקן ניהן לבצע הכפלה רק של מחח אנלוגי חיובי במקדם בינרי, ולכן יש להרכיב את האות האנלוגי המחבל מחוג הרצירקולציה על רמת מחח יחוס חיובית. המכפלה המחבלת ביציאת הממיר מחוארת על ידי הבטוי

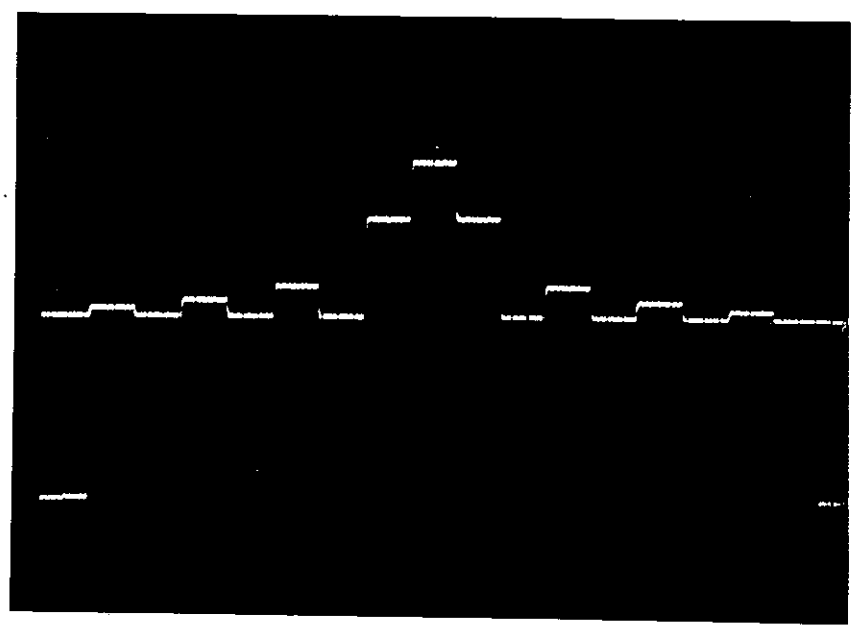
$$V_{out} = (V_{ref} + V_A) B$$

כאשר B מציין את המקדם המיוצג באופן בינרי,  $V_A$  מציין את המחח האנלוגי המורכב על מחח יחוס קבוע  $V_{ref}$ . החוצאה היא שהמכפלה היא סכום של שתי מכפלות. האחת רצויה  $V_A B$  והשניה  $V_{ref} B$  בלתי רצויה. כדי להתגבר על קושי זה נבנה המכפל משני ממירים המוזנים שניהם במקדמים האגורים בזיכרון. אחד הממירים מוזן באות האנלוגי מחוך חוג הרצירקולציה כאשר האות מורכב על מחח  $V_{ref}$  והממיר השני מוזן רק במחח  $V_{ref}$ . הממיר השני יוצר לכן את המכפלה  $V_{ref} B$ . הזרמים שביציאת הממירים מחוסרים האחד מהשני, וכך מחבלת המכפלה הדרושה. סיבית הסימן מפעילה מחג הקובע את הקוטביות של המכפלה. חוצאת המכפלה מועברת לאינטגרטור המבצע את הסכום. האינטגרטור מצויד במחג המאפשר את אפוסו כחוס מחזור של חשובים. לפני בצוע האפוס, חוכן האינטגרטור נדגם ומוחזק על ידי מעגל דגימה ואחיזה מס. 2 עד חוס החשוב הבא. הפקות על אפוס האינטגרטור ודגימת יציאתו מצוי בידי מערכת הזימון.

האות המופיע ביציאת הרגיסטר האנלוגי מלווה כאמור בחופעות מעבר. כדי לבטל את השפעתן על דיוק התכפלה, מצוי לפני המכפל מעגל דגימה ואחיזה הדוגם את יציאת הרגיסטר האנלוגי, כאשר המחח במוצאו מחיצב ברמתו הסופית.

ציור 3.6 מחאר מחח היחסי לערכם המוחלט של 17 מקדמי שקלול. מקדמים אלה הם דגימה של פונקציה sinc והם מחאימים למסנן מעביר נמוכים.

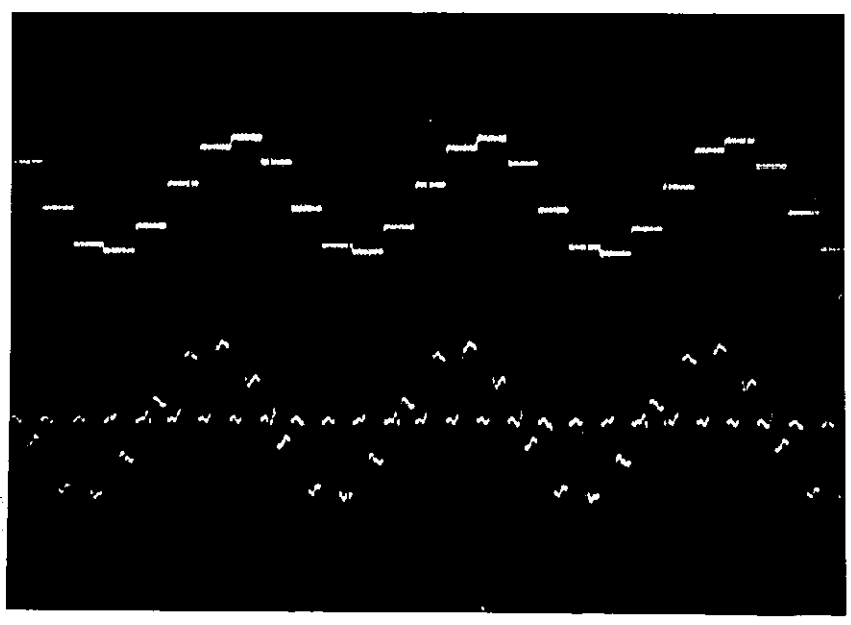
2V/cm  
20 $\mu$ sec/cm



ציור 3.6: סט של 17 מקדמים בערכם המוחלט המתאימים למסנן מעביר נמוכים בעל חדר מעבר השווה ל-0.25 מתדר הדגימה.

Fig. 3.6: 17 coefficients in absolute value for LP filter with cutoff frequency at 0.25 of the sampling frequency.

2V/cm  
0.5 msec/cm

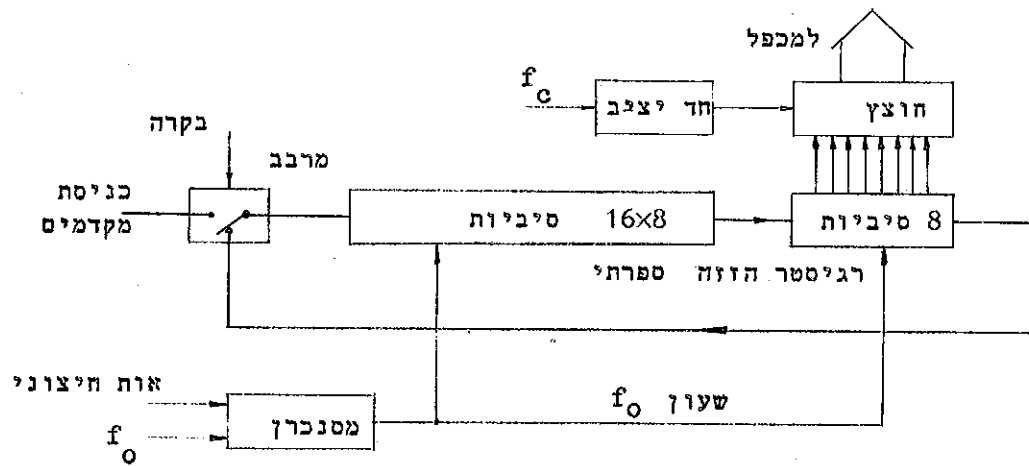


ציור 3.7: (a) יציאת מעגל דגימה ואחיזה מס. 2. (b) יציאת מעגל האינטגרציה. ב-(a) מיוצגת הדגימה והאחיזה של התוצאה הסופית של הסכום, המתקבלת בכל מחזור במעגל האינטגרציה. לאחר הדגימה מאופס האינטגרטור.

Fig. 3.7: (a) The output of sample and hold no. 2. (b) The output of the integrator. (a) shows the sample and hold of the final value of the summation of each cycle at the integrator, before the integrator is set to zero.

ציור 3.7 מתאר בחלקו התחתון את יציאת האינטגרטור. תוצאת האינטגרציה נדגמת ונשמרת. הדגימות השמורות מתוארות בחלקו העליון של הצלום, כפי שהן נראות ביציאת מעגל דגימה ואחידה 2. מיד לאחר דגימת יציאתו מאפסים את האינטגרטור.

כל אחד מ-17 מקדמי המסנן מורכב מ-8 סיביות כולל סימן. מקדמים אלה מאורגנים בתוך רגיסטר הזזה ספרתי. המקדמים מוזרמים באופן טורי בתוך חוג סגור וקבוצות של 8 סיביות מוצאות דרך חוצץ ומזינות את המכפל.



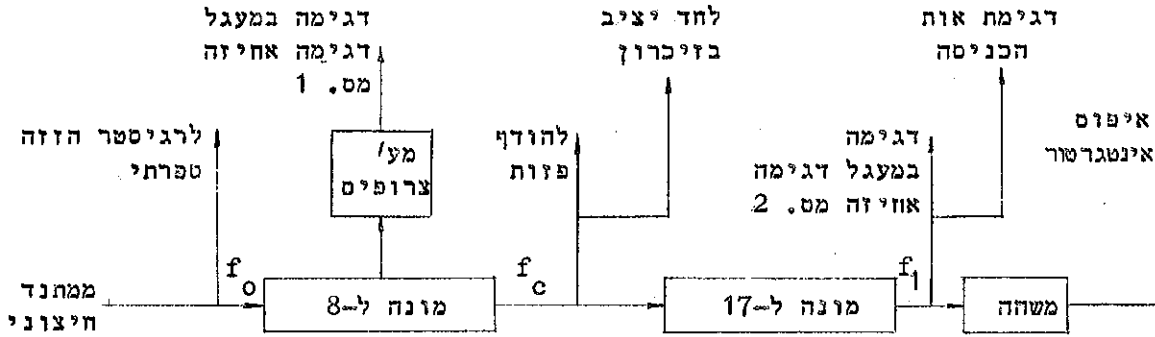
ציור 3.8: דיאגרמת בלוקים של הזיכרון המכיל את המקדמים.

Fig. 3.8: Block diagram of the memory that contains the coefficients.

בחוג מצוי מרבב (multiplexer), המאפשר להזין את החוג במקדמים. לשם הזנה זו שימש מטען מקדמים שנבנה במעבדה, והיה מסוגל להזין 10 מקדמים בני 8 סיביות כל אחד; ההזנה נעשתה בשני מחזורים. כדי להבטיח סינכרון בין המקדמים שהוזנו ובין פעולות הדגימה, קיים מעגל סינכרון המפעיל את זרימת המקדמים שהוטענו לאחר שניתן לו אות חיצוני.

מערכת הזימון ניזונה ממתנד חיצוני, המספק גל רביעי בתדירות שנסמן ב- $f_0$ . מזין את רגיסטר ההזזה הספרתי האוגר את המקדמים. במערכת הזימון מצוי מונה המחלק את  $f_0$  ב-8. התדר המופק סומן ב- $f_c$ .  $f_c$  מזין את החוצץ ואת רגיסטר ההזזה האנלוגי. כך נשמר היחס הבא: כאשר הרגיסטר הספרתי נע ב-8 סיביות המתאימות למקדם אחד, הרגיסטר האנלוגי מתקדם בדגימה אחת. מונה נוסף מחלק את  $f_c$  ב-17 ויוצר את  $f_1$  שהוא תדר הדגימה.

$f_1$  מזין את המתג הדוגם את אות הכניסה, את המתג הדוגם את יציאת האינטגרטור ואת המתג המאפס את האינטגרטור.



צור 3.9: דיאגרמת בלוקים של מערכת הזימון.

Fig. 3.9: Block diagram of the timing system.

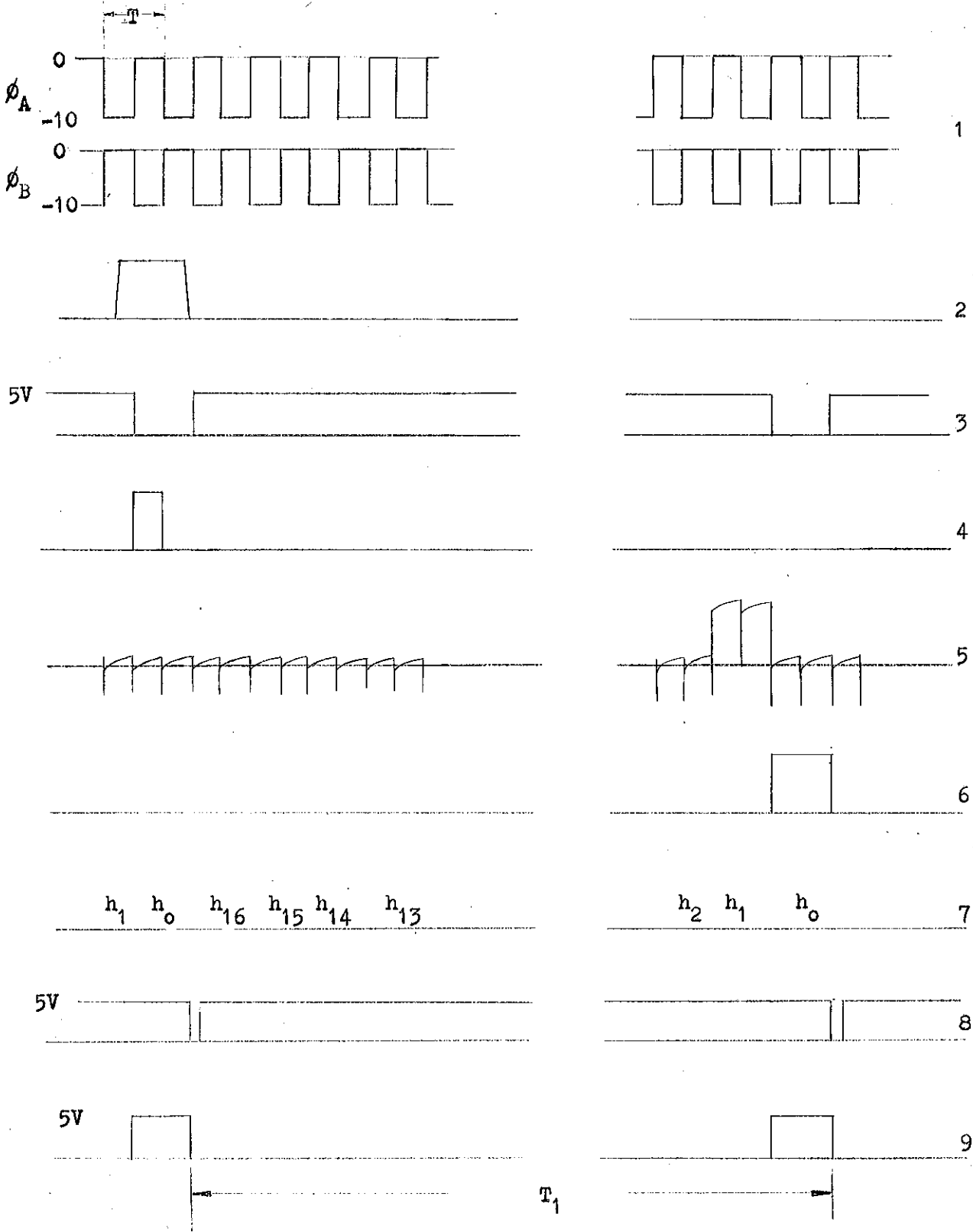


Fig. 3.10

ציור 3.10 (כותרות בעמוד הבא)

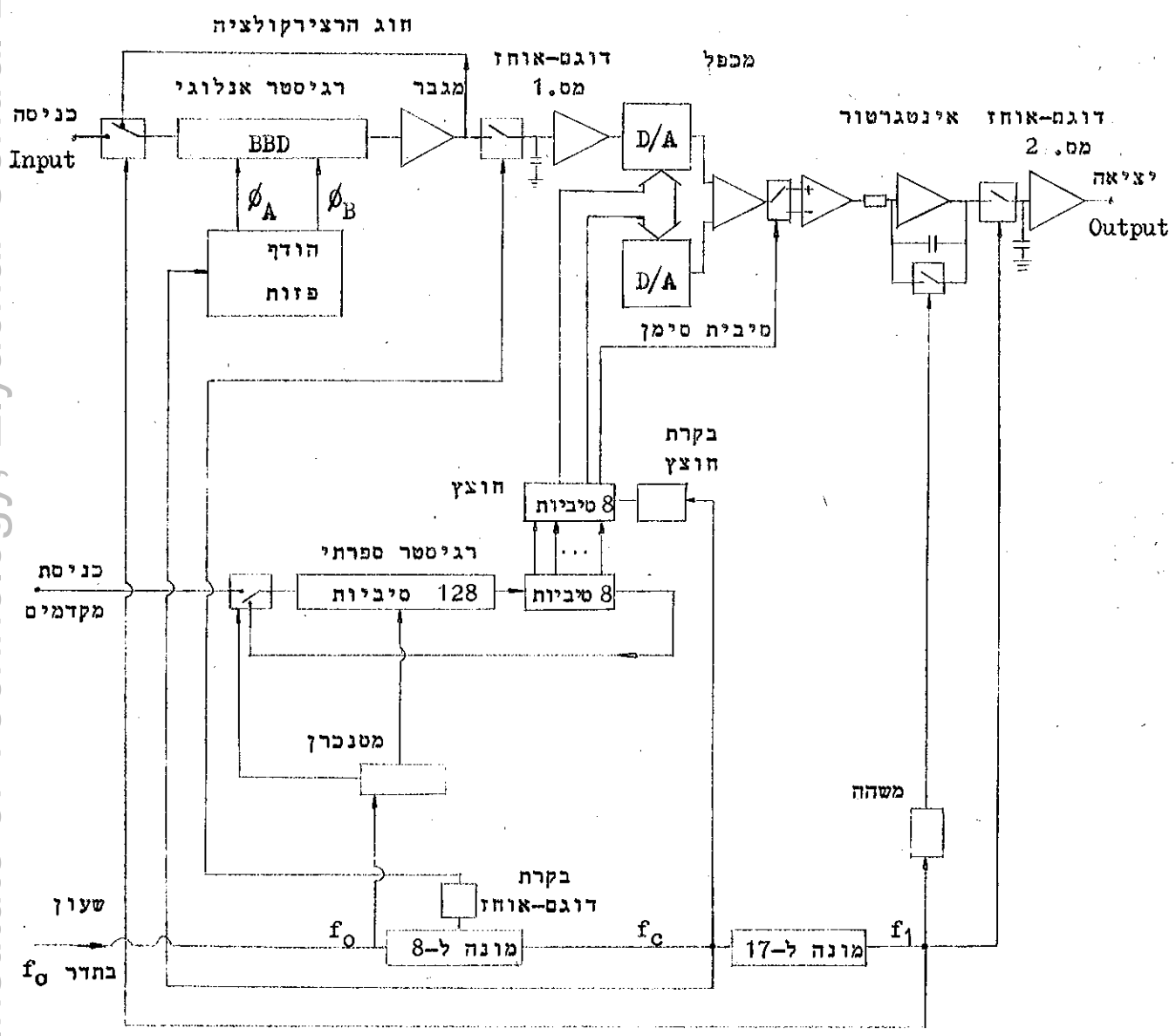


ציור 3.10: דיאגרמת זימון, המתארת מחזור פעולה אחד של המסנן (משך הזמן  $T_1$ ).

1. מתחי הפזות  $\phi_B, \phi_A$  המפעילות את הרגיסטר האנלוגי בתדירות  $f_c$  ( $f_c = \frac{1}{T}$ ).
2. אות הכניסה. כאן נבחר כפולס צר שהופיע פעם אחת בדיוק בזמן הדגימה.
3. המתח המפעיל את המתג בכניסה לחוג הריצוקולציה.
4. המתח שנקלט על ידי הרגיסטר האנלוגי. עקב מבנה דרגת הכניסה לרגיסטר, הדגימה מתבצעת עם ירידת המתח בפזה  $\phi_B$ . רוחב האות הנכנס הוא  $\frac{T}{2}$ .
5. צורת המתח ביציאת הרגיסטר. אות הכניסה מופיע ביציאת הרגיסטר, לאחר 16 פעימות של מתח הפזות. עקב מבנה דרגת היציאה, משך הזמן של אות היציאה הוא מחזור שלם  $T$ .
6. יציאת מעגל דגימה ואחידה מס. 1 המבטל את תופעות המעבר ביציאת הרגיסטר האנלוגי.
7. סדר הופעת המקדמים במשך מחזור אחד. המקדם המופיע באותו הזמן שבו מופיעה היציאה המתוארת ב-6 הוא  $h_0$ . מקדם זה הוא האחרון שנכנס למכפל.
8. הפולס המאפס את חוכן האינטגרטור.
9. הפולס הגורם לדגימת חוכן האינטגרטור והוא קודם לפולס המאפס.

Fig. 3.10: Timing diagram describing one period  $T$  of the filter.

1. The voltages of the phases  $\phi_A, \phi_B$  which drive the analogue register with frequency  $f_c$  ( $f_c = \frac{1}{T}$ ).
2. Input signal. Here chosen as a narrow pulse which was given once at the sampling time.
3. The voltage which drives the switch in the input.
4. The voltage accepted by the analogue register. Its width is  $\frac{T}{2}$  because of the structure of the input stage in the register.
5. Voltage shape at the output of the register. The input signal arrives at the output after 16 phase pulses. Because of the structure of the output stage, the output signal takes a time  $T$ .
6. The output of the sample and hold circuit No. 1 which cancels the transition effects at the output of the analogue shift register.
7. The order of the coefficient during one period. The coefficient which arrives at the same time as the output described in (6) is  $h_0$ . This is the last coefficient which enters the multiplier.
8. The pulse which sets the integrator to zero.
9. The pulse which indicates the sampling time of the integrator. It precedes 8.



ציור 3.11: דיאגרמת בלוקים של המסנן.

Fig. 3.11: Block diagram of the filter.

3.3 בצוע התקון במקדמים בהתאם למעבר הלא מושלם של המטען

3.3.1 מ ב ו א

בפרק 2 תואר מסנן טרנסברסלי שבו קימת יציאה מכל אחד מתאי ההשהיה, וההכפלה במקדמי המסנן נעשית במקביל. במבנה כזה הדגם המוכפל במקדם ה-  $h_i$  עבר דרך  $i$  תאי השהיה. ממוש המסנן באמצעות רגיסטר הזזה אנלוגי, בו העברת המטען אינה מושלמת ומתוארת על ידי הפרמטר  $\epsilon$ , גורם לכך שהחגובה לדגם יחידה תהיה בעלת משך אינסופי.

במסנן המתואר בפרק זה, שהוא מסנן טרנסברסלי המבוסס על רצירקולציה, השפעת הפרמטר  $\epsilon$  על המקדמים האפקטיביים ועל תגובת התדר של המסנן תהיה מורגשת עוד יותר. הסיבה לכך היא, שבמסנן זה הדגימות עוברות דרך מספר רב יותר של תאי השהיה תוך כדי בצוע הרצירקולציה שבמסנן. הדגם המוכפל במקדם ה-  $h_i$  עובר דרך  $(i+1)L$  תאי השהיה, כאשר  $i=0,1,2,\dots,L$  הוא מספר תאי ההשהיה ברגיסטר ההזזה האנלוגי.

גם כאן, בדומה למה שנעשה בפרק 2 חושבה מטריצה  $W$  המקשרת בין המקדמים  $h$  המוצבים פיזית במסנן, ובין המקדמים האפקטיביים  $h'$ . פתוח המטריצה  $W$  נעשה בשלוש דרכים:

1. בתחום הזמן.
2. על ידי דמוי מעבר המטענים ברגיסטר ההזזה האנלוגי.
3. בתחום התדר.

3.2.2 נתוח אנליטי בתחום הזמן

הגישה בסעיף זה מבוססת על מציאת התגובה לדגם יחידה של חוג הרצירקולציה המתואר בצור 3.12. מכיוון שמדובר במערכת לינארית, התגובה לדגם יחידה מחארת את המערכת ואפשר לקבל ממנה באמצעות התמרת  $Z$  את פונקציית התמסורת של המערכת.

נזין את המערכת בדגם יחידה בזמן  $t=0$ . נניח שבאותו הזמן המתג שבכניסה לחוג הרצירקולציה מצוי במצב 1 והוא דוגם את אות הכניסה. על סמך תכונות ההעברה של המטענים עבור  $\epsilon$  נתון, ועל סמך דרך הפעולה של חוג הרצירקולציה, נעקוב אחרי היציאה מהחוג. יציאה זו מהווה את התגובה לדגם יחידה של החוג.

אילו רגיסטר ההזזה שבחוג היה מושלט, העברת דגם היחידה היתה נעשית ללא נחות וללא שאריות של מטענים המופיעות לאחר העיקרי. במקרה זה, האות ביציאה מופיע בפעם הראשונה בזמן  $LT$  כאשר  $T$  הוא פרק הזמן הדרוש לדגימה לעבור מחא השהיה אחד למשנהו ו- $L$  הוא מספר תאי ההשהיה. המתג שבכניסה לחוג דוגם את אות הכניסה כל  $(L+1)T$  שניות; לכן בזמן  $LT$  הוא במצב 2, החוג סגור ואות היציאה מזין מחדש את כניסת הרגיסטר. האות ביציאה יופיע לכן בזמנים הבאים:

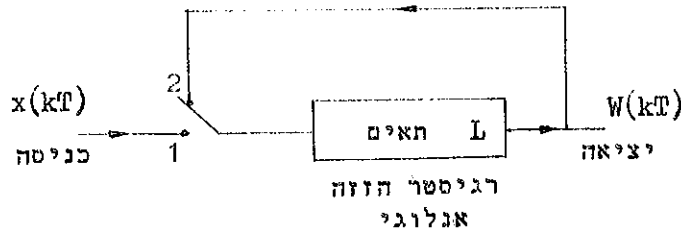
$$i = 0, 1, \dots, L \quad \text{כאשר}$$

עוצמת האות המופיע בזמנים אלה תשוה לדגם יחידה ובין הזמנים האלה היציאה מהחוג היא אפס.

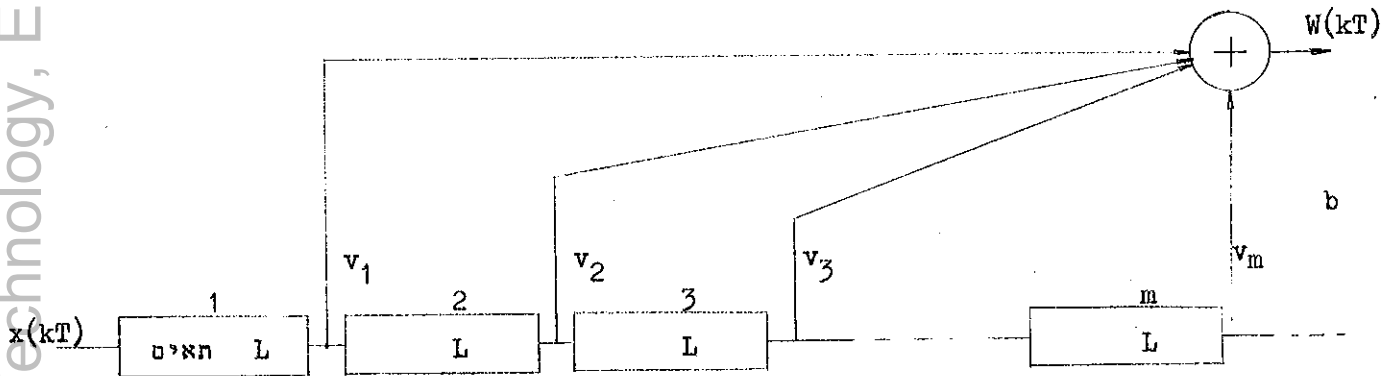
בזמן  $(L+1)LT$  המתג שבכניסה לחוג מצוי במצב 1 ולכן היציאה מהחוג לא תזין עתה את הכניסה אלא תעזוב את המערכת. החל מרגע זה יציאת החוג תשוה לאפס.

גם בחוג רצירקולציה המורכב מרגיסטר הזזה לא מושלט, יעבור פרק זמן  $LT$  עד הופעת האות הראשון ביציאה, אך אות זה יהיה מונחת בהתאם לפרמטר  $\varepsilon$ , המציין את אי שלמות מעבר המטען ובעקבות אות זה יופיעו שאריות המטענים הדועכות לפי חזקות של  $\varepsilon$ . במדה ו- $\varepsilon \ll 1$  יופיע בזמנים  $(i+1)LT$  עיקר האות, אך עם הנחתה ההולכת וגדלה ובין הזמנים האלה יופיעו שאריות המטענים. לאחר הזמן  $L(L+1)T$  יעזוב עיקר האות את המערכת ואילו שאריות המטענים ימשיכו לנוע בתוכה, ולכן היציאה של המערכת תהיה שונה מאפס.

נניח לשם דיון ראשוני, שבזמן  $t=0$  הוכנס למערכת דגם יחידה, ומאז ומפסק בכניסה לחוג עבר למצב המסומן ב-2 בצירור 3.12 a. ז.א. אין דגימה נוספת של אות הכניסה, שהוא במקרה של דגם יחידה אפס. פרושה של הנחה זו, שחוג הרצירקולציה נשאר כל הזמן סגור, וכל מה שמופיע ביציאתו מגיע בחזרה לכניסתו של החוג. במקרה זה נמצא את התגובה לדגם יחידה תוך שמוש בסופרפוזיציה. נתאר את חוג הרצירקולציה המורכב מרגיסטר אנלוגי עם משוב באמצעות אינסוף רגיסטרים בעלי  $L$  תאים כל אחד, כאשר יציאתו של כל רגיסטר מזינה את כניסתו של הבא אחריו (צירור מס. 3.12 b). היציאה של רגיסטר בעל מספר כלשהו של תאים ידועה לנו מתוך הבטוי (1.9) ומתוך הצירור 1.11. נסמן ב- $v_1$  את יציאתו של הרגיסטר הראשון בצירור 3.12 b. יציאה זו תהיה שונה מאפס, החל מהרגע  $LT$  מפני שלרגיסטר  $L$  תאים ו- $T$  משך ההשהיה של כל תא.



a



b

ציור 3.12: (a) חוג הרצירקולציה. (b) תאור אקויוולנטי מקורב של חוג הרצירקולציה באמצעות אינסוף רגיסטרים.

Fig. 3.12: (a) The recirculation loop. (b) Approximate equivalent description of the recirculation loop by an infinite number of analogue shift registers.

יהא  $v_{1,n}$  היציאה ה- $n$ -ית חשונה מאפס של הרגיסטר הראשון. על סמך (1.9) נקבל:

$$v_{1,n} = (1-\varepsilon)^L \binom{n+L-1}{n} \varepsilon^n \quad (3.1)$$

כאשר  $n=0, 1, \dots, \infty$

$v_{1,0}$  מתאר את האות העיקרי ואילו  $v_{1,n}$  ( $n \neq 0$ ) מתאר את שאריות המטענים המופיעות מאוחר יותר.

החל מרגע  $mLT$  יחילו להופיע היציאות של הרגיסטר ה- $m$  השוות לאברי

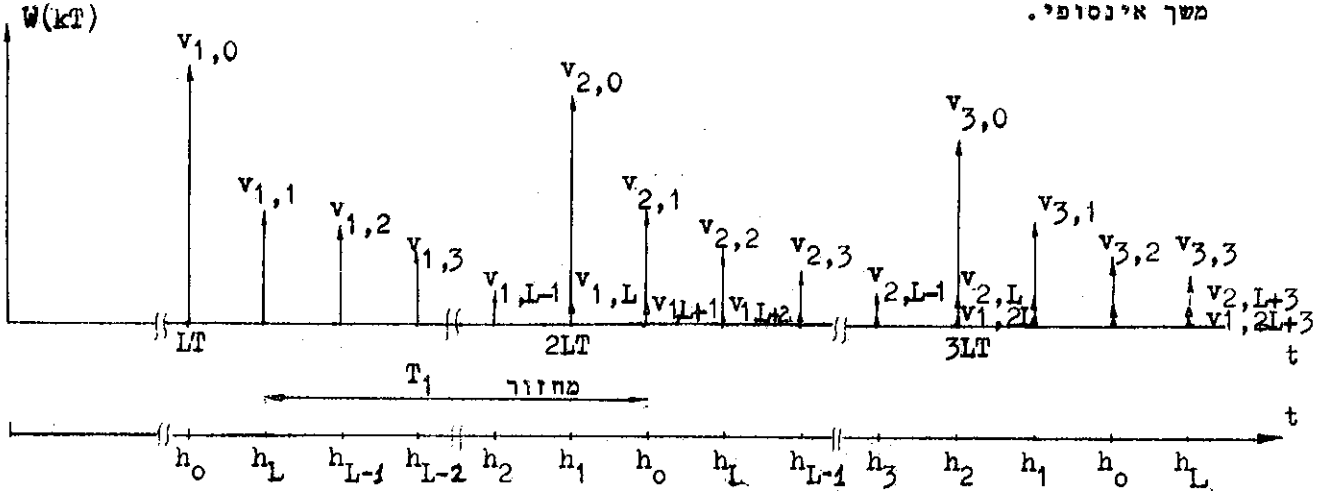
הטור הבא:

$$v_{m,n} = (1-\varepsilon)^{mL} \binom{n+mL-1}{n} \varepsilon^n \quad (3.2)$$

כאשר  $m=1, 2, \dots$

אברי הטורים דועכים לפי  $\epsilon^n$  וכאשר  $\epsilon$  הוא  $10^{-2} - 10^{-4}$  שהוא המקרה הרגיל, הדעיכה די מהירה.

היציאה של הרגיסטר האנלוגי עם חוג רצירקולציה סגור, תהיה סופרפוזיציה של היציאות המתקבלות מכל אחד מהרגיסטרים. בציור 3.13 מחוארות כל היציאות האלה, המתאימות לאברים  $v_{m,n}$  של הטורים בתלות בזמן. כל אחד מהטורים  $v_m$  הוא בעל משך אינסופי.



ציור 3.13: התגובה  $W(kT)$  לדגם יחידה של חוג הרצירקולציה בתלות בזמן. אברי סדרת המקדמים המתאימים לזמנים השונים רשומים מתחת לאברי התגובה.

Fig. 3.13: The response  $W(kT)$  of the recirculation loop to a unit sample as a function of time. The corresponding  $h$  coefficients are placed along time axis.

נתבונן בטור  $m=m_1$ . אל אברי טור זה החל מהאיבר  $n=L$  יצרנו אברי הטור בו  $m=m_1+1$ , באופן דומה יצרנו אחר כך אברי הטורים הבאים  $m=m_1+2$  וכו'.  $W(kT)$  יציין את התגובה הכוללת של חוג הרצירקולציה לדגם יחידה המתקבלת על ידי סכום מתאים של הטורים בזמן  $kT$ . נמצא את האינדקסים של אברי הטורים  $v$  היוצרים את האיבר ה-  $W_k$  ( $W(kT)=W_k$ ).

יהיו  $n, m$  אינדקסי הטור המאוחר ביותר והמשפיע בעיקר על  $W_k$ , אזי:

$$\begin{aligned} m &= \left[ \frac{k}{L} \right] \\ n &= k - mL \end{aligned} \quad (3.3)$$

הסוגרים המרובעים מציינים את הערך השלם הקטן יותר.

$$W_k = \sum_{p=0}^{m-1} v_{m-p, n+pL} \quad (3.4)$$

בדיון זה נעשתה ההנחה שהמתג בכניסה מצוי החל מ-  $t > 0$  במצב 2, ולכן כל מה שמופיע ביציאת חוג הרצירקולציה מוחזר לכניסה של החוג. אך אופן הפעולה הנכון של חוג הרצירקולציה אינו כזה. כל פרק זמן  $(L+1)T$  המתג בכניסת החוג עובר למצב 1 ודוגם את הכניסה שהיא במקרה של דגם יחידה - אפס. הדבר יקרה בזמנים  $(L+1)Ti$ , זמנים בהם מופיעים איברים בלתי רצויים בתגובה לדגם יחידה. מכיון שבאותו הזמן החוג פתוח, איברים אלו לא יזינו את הכניסה, אלא יעזבו את המערכת. למשל האיבר  $v_{1,1}$  בצירור 3.13 לא יזין את הכניסה. הדבר יביא להקטנת האיברים  $v_{2,1}, v_{2,2}$  וכו'. האיבר  $v_{2,2}$  המתקבל אף הוא לא יזין את הכניסה. לכן הבטוי הנכון ל-  $w_k$  יכלול איברי תיקון שיש להחסיר מהבטוי הרשום ב-(3.4). ואילו הביטוי (3.4) הוא חסם על גודל העיוותים המתקבלים ביציאה של החוג. הבטוי הכולל את התיקון נוח יותר לחשוב בתחום התדר ויטופל בהמשך.

לאורך ציר הזמן בצירור 3.13 נרשמו המקדמים  $h_i$  שהם אברי סדרת המקדמים המוטענת למסנן. מקדמים אלה קובעים את תגובת התדר של המסנן. סדרת המקדמים היא בעלת  $L+1$  איברים. המקדמים מופיעים באופן טורי אחד לאחר השני וכופלים את היציאות של חוג הרצירקולציה המופיעות באותו הזמן. המקדמים מאורגנים כפי שהוסבר בסעיף 3.2 בתוך חוג סגור, ולכן אברי הסדרה מופיעים לאורך ציר הזמן באופן מחזורי. סדרת המקדמים מסונכרנת עם סדרת היציאות כך ש-  $h_0$  כופל את הדגימה החדשה ביותר בחוג ו-  $h_L$  את זו העוזבת את המערכת. הסכום של המכפלות מתבצע החל מהמקדם  $h_0$  עד  $h_L$ . נרשום את כל אברי התגובה לדגם יחידה של חוג הרצירקולציה בצורת מטריצה, כאשר בכל שורה ירשמו התגובות במשך מחזור פעולה אחד  $T_1$  לפי הסדר מימין לשמאל, כך שכפל של שורה עם וקטור עמודה  $h$  של מקדמים במסנן יתן את יציאת המסנן כולו כתגובה לדגם יחידה בתום כל מחזור  $T_1$ .

$$\begin{bmatrix} w_L & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ w_{2L+1} & w_{2L} & w_{2L-1} & & w_{L+2} & w_{L+1} \\ w_{3L+2} & w_{3L+1} & w_{3L} & \dots & w_{2L+3} & w_{2L+2} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ w_{(L+2)L} & & & & & w_{(L+1)L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_L \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

ממדי המטריצה יהיו:  $L+1$  עמודות ואינסוף שורות. באלכסון רשומים בה האיברים  $W_{iL}$  המצינים את האות העיקרי והשואפים ל-1 כאשר  $\varepsilon$  שואף לאפס, האינדקס  $i$  מקבל את הערכים

$$i=1,2, \dots, L+1$$

השורה הראשונה כולה אפסים פרט לאיבר  $W_L$ . לאחר האיבר  $W_{(L+1)L}$  מופיעים אינסוף איברים החולכים ודועכים, אך אין יותר איברים עיקריים.

מעגל דגימה ואחיזה 1 משהה את אברי התגובה של חוג הרצירקולציה ב-  $T$  לפני שהם מזינים את המכפל. כפל של וקטור  $h$  עם השורה ה-  $i$  יתן את תגובת המסנן כולו בפרקי הזמן  $i(L+1)T, 2(L+1)T, \dots, (L+1)T$   
 $i = 1,2,3, \dots$

זו היא תגובת המסנן כולו לדגם יחידה. התגובה היא באורך אינסופי ונסמן אותה בצורת וקטור  $h'$ . לכן פעולת המסנן ניתנת לבטוי ככפל:

$$\underline{h}' = [W] \underline{h} \quad (3.6)$$

$\underline{h}$  הם המקדמים המוצבים באופן פיזי במסנן ואילו  $\underline{h}'$  הם המקדמים האפקטיביים של המסנן. נפעל כאן באופן זהה למה שנעשה בפרק 2 עבור המסנן הטרנסברסלי הרגיל.

המקדמים האפקטיביים  $\underline{h}'$  הם המקדמים הרצויים והם ידועים מתוך הדרישות לתגובת התדר של המסנן. ניתן לממש  $L+1$  מקדמים אפקטיביים רצויים באמצעות המקדמים  $\underline{h}$  המוצבים במסנן. כדי לחשב את המקדמים שיש להציב, נקצץ את המטריצה ל- $L+1$  שורות ונרשום:

$$\underline{h}_{L+1} = [W_{L+1}]^{-1} \underline{h}'_{L+1} \quad (3.7)$$

כאשר  $[W_{L+1}]$  מסמן מטריצה  $W$  בעלת  $L+1$  שורות, ו- $\underline{h}_{L+1}$  מסמן וקטור עמודה בעל  $L+1$  איברים.

כדומה למה שנעשה במסנן הטרנסברסלי בפרק 2, גם כאן ניתן לממש  $N$  מקדמים כאשר  $N > L+1$  עם שגיאה רבועית מינימלית.

נתרגם את האיברים  $W_k$  של המטריצה  $W$  שמוספרו לפי שורות מימין לשמאל לסימון המקובל של איברים במטריצה -  $W_{ij}$ , כאשר  $i$  מסמן את השורה ו-  $j$  את העמודה של האיבר. למטריצה  $W$   $L+1$  עמודות ובה:

$$i = \left[ \frac{k}{L+1} \right] + 1 \quad (3.8)$$

$$j = -k + i(L+1) \quad (3.9)$$



נציב את  $k$  מתוך (3.9) ונקבל:

$$W_{ij} = W_k = W_{i(L+1) - j} \quad (3.10)$$

נציב גם את  $k$  מתוך (3.9) בבטוי (3.3)

$$m = \left[ \frac{i(L+1) - j}{L} \right] \quad (3.11)$$

$$n = i(L+1) - j - mL$$

כאשר הסוגרים המרובעות מסמנות את הערך השלם הקטן ביותר. מתוך 3.4 נרשום בקירוב  $W_k \approx v_{m,n}$ . משמעות קירוב זה היא הזנחה של איברים בעלי חזקות השוות או גדולות מ- $L$ . נציב את  $v_{m,n}$  מתוך (3.2) ונבדוק שלושה מקרים:

$$\underline{i = j}$$

$$m = i \quad n = 0 \quad (3.11a)$$

$$W_{ij} \approx v_{i,0} = (1-\varepsilon)^{iL}$$

$$\underline{i < j}$$

$$(3.11b)$$

$$m = \left[ \frac{iL + i - j}{L} \right] = i - 1 \quad n = L + i - j$$

$$W_{ij} \approx v_{i-1, L+i-j} = (1-\varepsilon)^{(i-1)L} \binom{i(L+1)-j-1}{L+i-j} \varepsilon^{L+i-j}$$

$$\underline{i > j}$$

$$(3.11c)$$

$$m = \left[ \frac{iL + i - j}{L} \right] = i \quad n = i - j$$

$$W_{ij} \approx v_{i, i-j} = (1-\varepsilon)^{iL} \binom{i(L+1)-j-1}{i-j} \varepsilon^{i-j}$$

עבור  $j=1$  ו- $i=L+1$  אין משמעות ל- $m=i+1$ , ולכן נקח את האיבר הבא אחריו שהוא  $m=i$ . עבור  $j > 1$  ו- $i=1$  מתקבל:  $W_{ij} = 0$ . לשם הדגמה המטריצה  $W$  חושבה על סמך הנוסחאות (3.11) עבור  $L=4$ . שיטת חשוב זו משווית עם דרכים נוספות של חשוב המטריצה, והתוצאות מובאות בהמשך.

### 3.3.3 חֲשׂוֹב הַתְּגוּבָה לְדָגֵם יַחִידָה בְּאִמְצָעוֹת דְּמוּי מַעֲבָר הַמְטַעֲנִים בְּרֵגִיסְטֵר הַהֲזוּהָ הָאֲנִלּוּגִי

הורכבה תוכנית מחשב בה מתואר חוג הרצירקולציה. החוג מוזן בדגם יחידה ועוקבים אחר התקדמות הדגם בתוך החוג לפי הכללים שהחלק ה- $\varepsilon$ -1 מהמטען עובר והחלק ה- $\varepsilon$  נשאר בכל העברה. התוכנית מתארת גם את הדגימה החוזרת של הכניסה שלא נלקחה בחשבון בדיון בתחום הזמן בסעיף 3.3.2. מסבה זו התוצאות של תוכנית הדמוי הן מדויקות יותר. היציאות של חוג הרצירקולציה כפי שהן מתקבלות באמצעות התוכנית סודרו בצורת מטריצה  $W$ . התוכנית ודיאגרמת הזרימה שלה מצורפות בנספח ג'.

לשם השוואה, מצורפות כאן תוצאות חישוב של המטריצה  $W$  עבור  $L=4$ ,  $\varepsilon = 0.003$ . החשוב נעשה בשתי דרכים: תוך שימוש בנוסחאות 3.11 ותוך שימוש בשיטת הסימולציה. איברי המטריצה המתקבלים באמצעות הסימולציה הם קטנים יותר או שווים לאיברים של המטריצה המתקבלת על ידי החשוב בתחום הזמן. סיבת הדבר בכך שהתאור בתחום הזמן לא הביא בחשבון את הדגימה החוזרת של דגם היחידה בכניסה. הדבר גרם לקלקול מסוים בתגובה לדגם יחידה, לעומת התגובה שהיתה מתקבלת, אילו התאור היה מדויק. האיברים הזוהים בשתי המטריצות הם איברי האלכסון ואלה הם גם האיברים בעלי הערכים המירביים.

תוכנית הסימולציה שמשה גם כדי לבדוק את השפעת הפרמטר  $\varepsilon$  על תגובת התדירות של המסנן. הדבר נוסה על מסנן מעביר נמוכים (LP) ומסנן מעביר סרט (BP) כאשר  $\varepsilon$  משמש כפרמטר.

בציורים 3.14 ו-3.15 מופיעות תגובות התדירות של שני המסננים. בשרטוטים נראה שהעיוות בתגובת התדירות גדל והולך עם הגדול בפרמטר  $\varepsilon$ . נוסף לכך העיוות מורגש יותר בתדרים הגבוהים, מכיון ששם מגיע לידי בטוי רוחב הסרט הסופי של הרגיסטר האנלוגי.

תוצאות החישוב של מטריצה  $W(5 \times 5)$  בשתי שיטות: בתחום הזמן ובתחום התדר.

W-MATRIX BY COMPUTATION IN TIME ,E=0.3E-02

---

0.988E 00	0.0	0.0	0.0	0.0
0.234E-01	0.976E 00	0.534E-06	0.889E-04	0.119E-01
0.677E-03	0.347E-01	0.965E 00	0.316E-05	0.316E-03
0.210E-04	0.117E-02	0.457E-01	0.953E 00	0.948E-05
0.675E-06	0.392E-04	0.178E-02	0.565E-01	0.942E 00

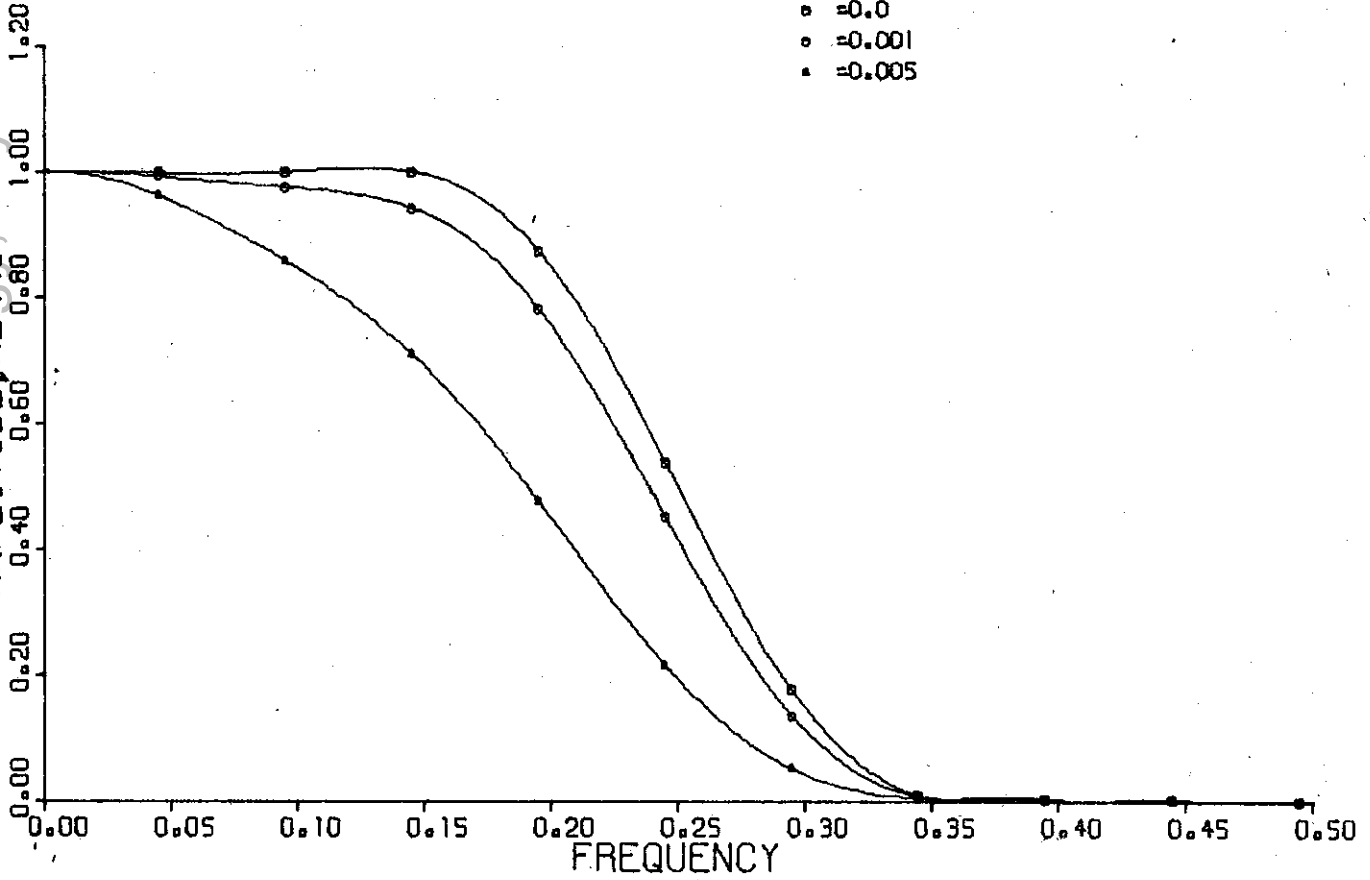
W-MATRIX BY SIMULATION ,E=0.3E-02

---

0.988E 00	0.0	0.0	0.0	0.0
0.117E-01	0.976E 00	0.534E-06	0.889E-04	0.119E-01
0.226E-03	0.232E-01	0.965E 00	0.211E-05	0.176E-03
0.525E-05	0.583E-03	0.343E-01	0.953E 00	0.365E-05
0.135E-06	0.157E-04	0.107E-02	0.452E-01	0.942E 00

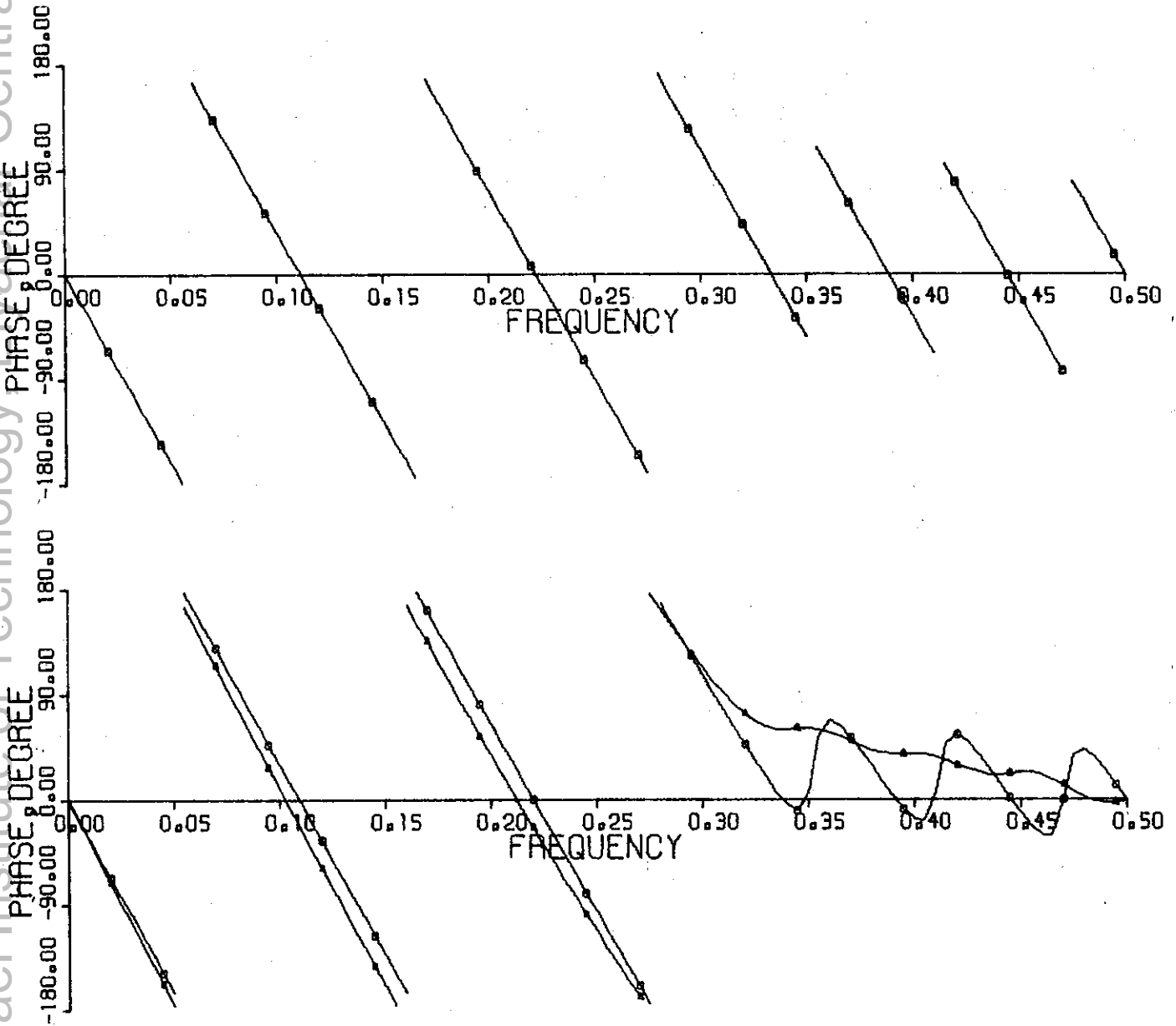
### LP FILTER RESPONSE

FILTER LENGTH=17  
CUTOFF FREQUENCY=0.25  
CHARGE TRANSFER INEFFICIENCY  
• =0.0  
○ =0.001  
▲ =0.005



ציור 3.14 (a): סימולציה של תגובת חדר של מסנן מעביר נמוכים בתלות בפרמטר אי נצילות מעבר המטען . - אמפליטודה.

Fig. 3.14 (a): Simulation of the frequency response for LP filter as a function of the inefficiency parameter . Amplitude

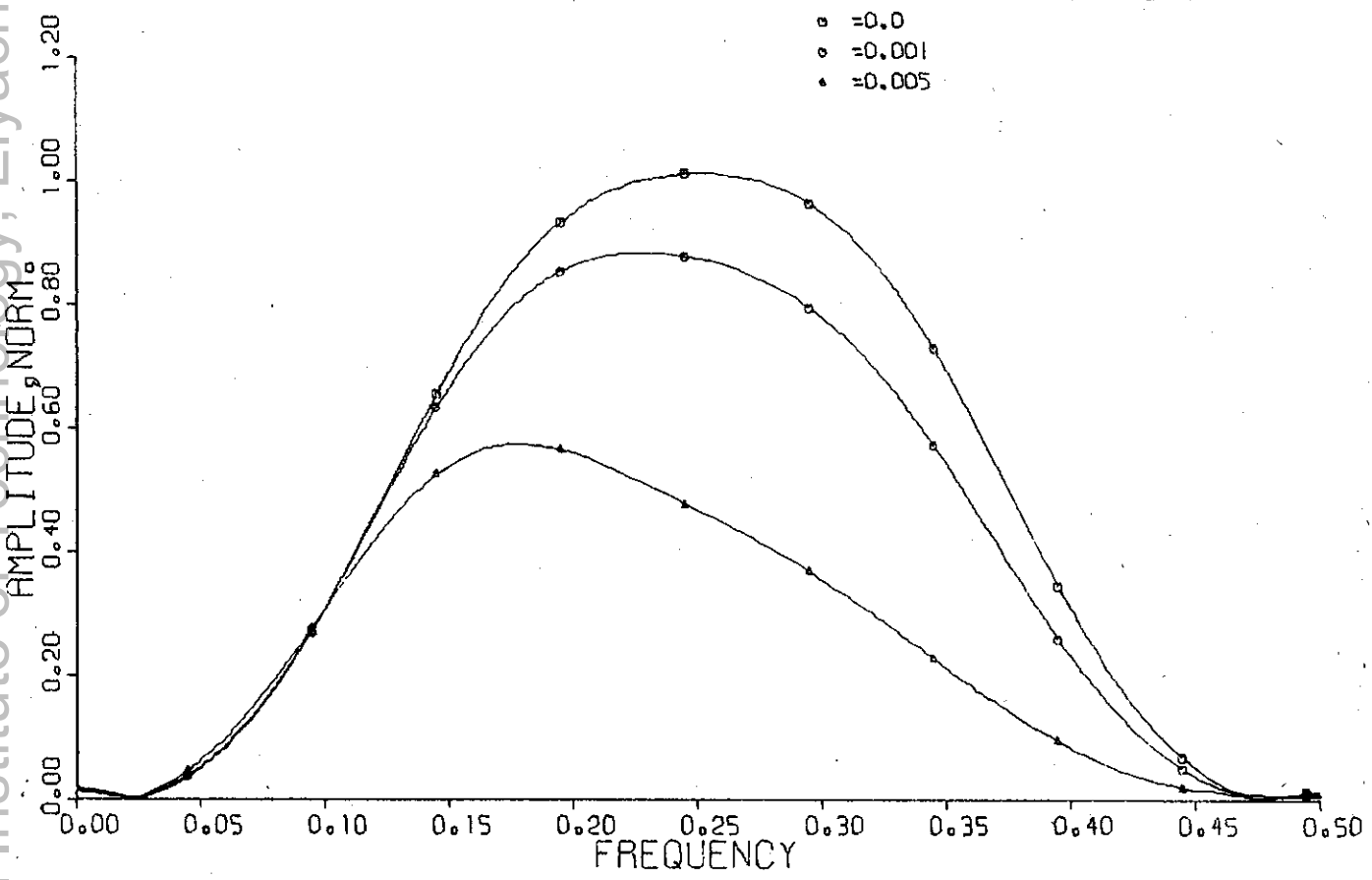


צירור 3.14 (b): סימולציה של תגובה חדר של מסנן מעביר נמוכים בחלות בפרמטר אי נצילות מעבר המטען - פזה .

Fig. 3.14(b): Simulation of the frequency response for LP filter as a function of the inefficiency parameter . Phase.

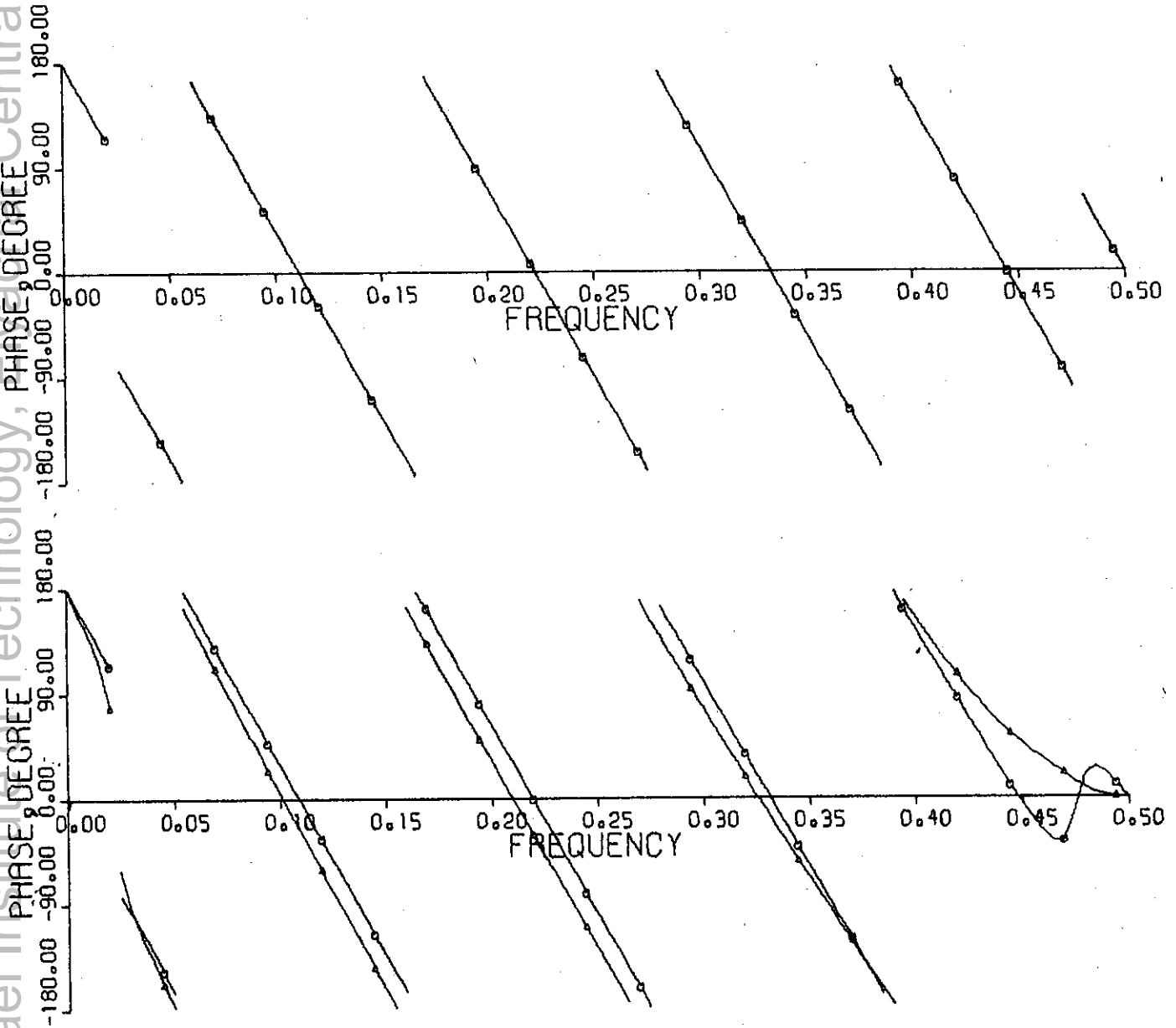
### BP FILTER RESPONSE

FILTER LENGTH=17  
 CUTOFF FREQUENCY=0.125,0.375  
 CHARGE TRANSFER INEFFICIENCY  
 ○ =0.0  
 ◦ =0.001  
 • =0.005



צירוף 3.15 (א): סימולציה של תגובת תדר של מסנן מעביר סרט בחלוח בפרמטר אי נציילות מעבר המטען - . אמפליטודה.

Fig. 3.15 (a): Simulation of the frequency response for BP filter as a function of the inefficiency parameter . Amplitude.



צִיּוֹר 3.15 (ב): סימולציה של תגובת חדר של מסנן מעביר סרט בחלוחת בפרמטר אי נצילות מעבר המסען . שזה .

Fig. 3.15 (b): Simulation of the frequency response for BP filter as a function of the inefficiency parameter . Phase.

3.3.4 נתוח בתחום התדר

במסגן המבוטס על רצירקולציה מופיעות מספר סדרות המתאימות לקצב דגימה שונה. סדרת הכניסה למשל, מופיעה במרווחי זמן  $T_1$ , לעומתה פעולת הקונבולוציה נעשית בין סדרות בעלות מרווחי זמן  $T$ , כאשר  $T_1 = (L+1)T$ . סדרת היציאה של המסגן בדומה לסדרת הכניסה, מתאימה לדגימות המופיעות כל  $T_1$  שניות.

נרשום שלושה בטויים המקשרים בין התמרות של סדרות שונות במקרה של הגדלה או הקטנה של קצב הדגימה בסדרות.

תהי  $x(nT_1)$  סדרה שאיבריה מופיעים כל  $T_1$  שניות, ובעלת התמרת  $Z$  המסומנת ב-  $X(z_1)$

$$X(z_1) = Z \{ x(nT_1) \}$$

ניצור מהסדרה  $x(nT_1)$  סדרה חדשה שתסומן ב-  $\hat{x}(kT)$ . בסדרה זו האיברים יופיעו כל  $T$  שניות, כאשר  $T_1 = (L+1)T$  והיא מתקבלת מהסדרה  $x(nT_1)$ , על ידי העלאת קצב הדגימה פי  $L+1$ . אופן יצירת הסדרה  $\hat{x}(kT)$  הוא הבא:

$$\hat{x}(kT) = x\left(\frac{k}{L+1}T\right) \quad k = 0, \pm(L+1), \pm 2(L+1) \dots \dots \quad (3.12)$$

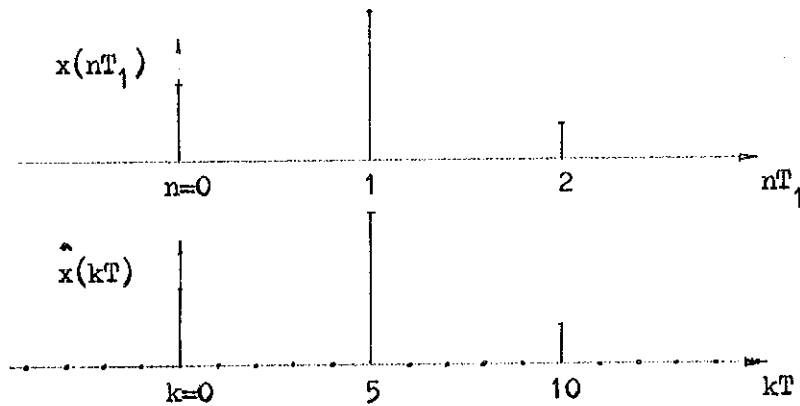
$$\hat{x}(kT) = 0 \quad \text{אחרת}$$

העלאת קצב הדגימה מביאה להכנסת איברים בעלי ערך אפס בין אברי הסדרה המקורית  $x(nT_1)$ . הדבר מודגם בצירור 3.16 עבור  $L+1 = 5$ .

תהי  $\hat{X}(z)$  התמרת  $Z$  של הסדרה  $\hat{x}(kT)$ , אז מחקיים הקשר הבא:

$$\hat{X}(z) = Z \{ \hat{x}(kT) \} = X(z_1) \Big|_{z_1 = z^{L+1}} = X(z^{L+1}) \quad (3.13)$$





ציור 3.16: אופן יצירת הסדרה  $\hat{x}(kT)$  מתוך הסדרה  $x(nT_1)$  על ידי הגדלת קצב הדגימה פי 5 ( $L+1 = 5$ ).

Fig. 3.16: The creation of a sequence  $\hat{x}(kT)$  from  $x(nT_1)$  using sampling rate increase by factor 5 ( $L+1=5$ ).

תחי הסדרה  $y(nT)$  סדרה שאיבריה מופיעים כל  $T$  שניות ובעלת התמרת Z  
השוה ל-  $Y(z)$ .

$$Y(z) = Z \{ y(nT) \}$$

ניצור מהסדרה  $y(nT)$  סדרה חדשה  $\hat{y}(kT_1)$  על ידי דגימת כל  $(L+1)$  שניות.  $T_1$  הוא מרווח הזמן בין אברי הסדרה  $\hat{y}(kT_1)$  והוא מקיים  $T_1 = (L+1)T$ .  
אופן יצירת הסדרה  $\hat{y}(kT_1)$  הוא הבא:

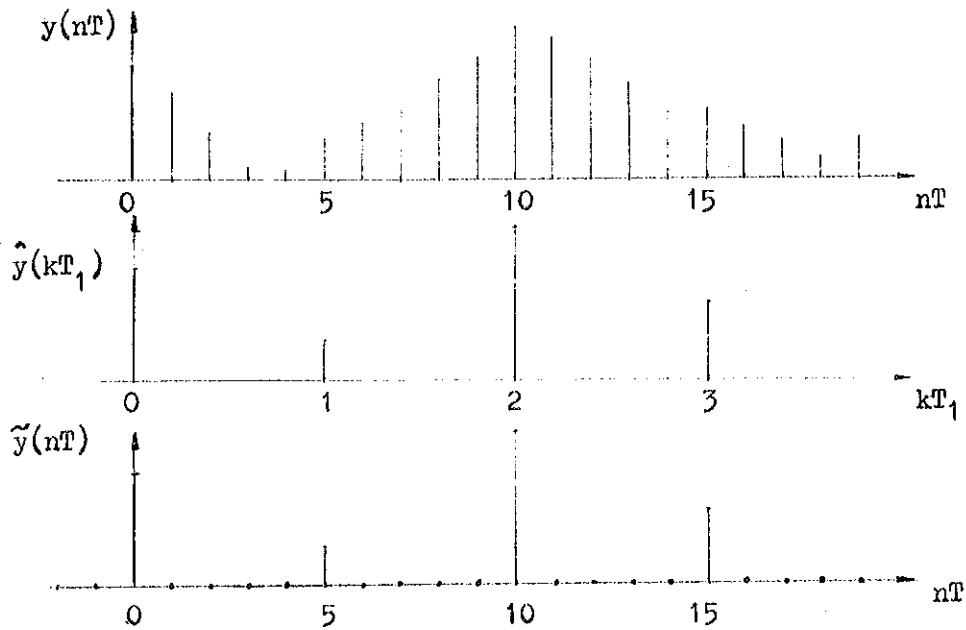
$$\hat{y}(kT_1) = y[k(L+1)T] \quad (3.14)$$

אופן יצירת הסדרה  $\hat{y}(kT_1)$  מודגם בציור 3.17 עבור  $L+1=5$ . נסמן ב-  $\hat{Y}(z_1)$  את התמרת הסדרה  $\hat{y}(kT_1)$ .

$$\hat{Y}(z_1) = Z \{ \hat{y}(kT_1) \}$$

יהא  $S_{z_1}$  אופרטור המתרגם את  $Y(z)$  ל-  $\hat{Y}(z_1)$  [21]:

$$\hat{Y}(z_1) = S_{z_1} \{ Y(z) \} = \frac{1}{L+1} \sum_{l=0}^L Y \left( e^{-j \frac{2\pi l}{L+1}} z_1^{\frac{1}{L+1}} \right) \quad (3.15)$$



ציור 3.17: הסדרה  $\hat{y}(kT_1)$  נוצרת מתוך  $y(nT)$  על ידי הקטנת קצב הדגימה פי 5.

הסדרה  $\tilde{y}(nT)$  נוצרת מתוך  $\hat{y}(kT_1)$  על ידי הגדלה חוזרת של קצב הדגימה פי 5.

Fig. 3.17:  $\hat{y}(kT_1)$  is created from  $y(nT)$  using sampling rate reduction by factor 5.  $\tilde{y}(nT)$  is created from  $\hat{y}(kT_1)$  using repeated sampling rate increase by factor 5.

ניצור מהסדרה  $y(nT)$  סדרה נוספת  $\tilde{y}(nT)$  כפי שהיא מתוארת בציור 3.17.

הקשר בין החמרות  $Z$  של  $y(nT)$  ו- $\tilde{y}(nT)$  ינתן על ידי אופרטור  $S_Z$ .

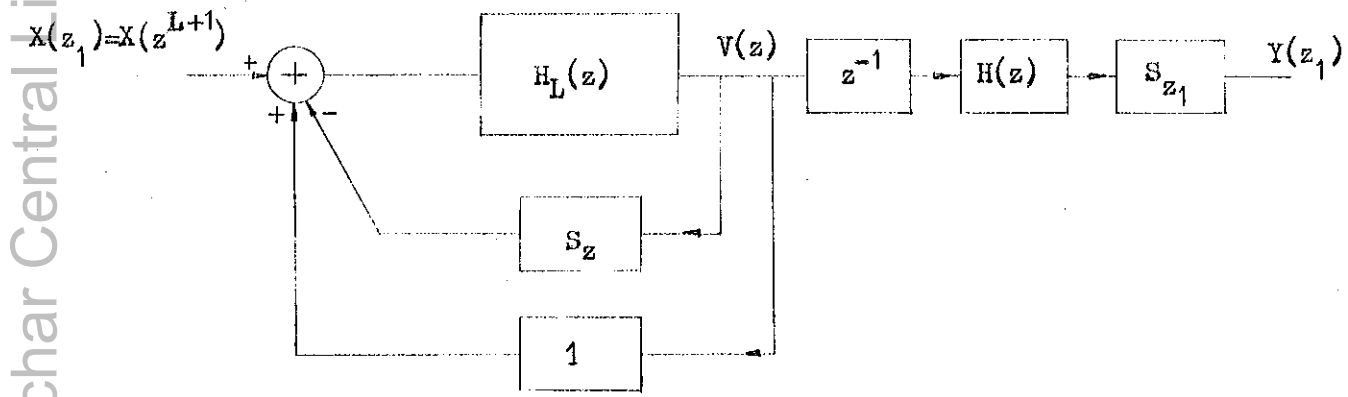
$$\tilde{Y}(z) = S_Z \{Y(z)\} = \frac{1}{L+1} \sum_{l=0}^L Y(e^{-j \frac{2\pi l}{L+1}} z) \quad (3.16)$$

ציור 3.18 מתאר דיאגרמת בלוקים של המסנן המבוסס על רצירקולציה. דיאגרמה

זו משתמשת באופרטורים  $S_{z_1}$  ו- $S_z$  כפי שהוגדרו על ידי הבטויים (3.15) (3.16).

$z_1$  מתאים לאיברי סדרות המופיעים כל  $T_1$  שניות ואילו  $z$  מתאים לאיברי סדרות

המופיעים כל  $T$  שניות.



ציור 3.18: דיאגרמה בלוקים המחארת את פעולת המסנן בחחום  $z$ .

Fig. 3.18: Block diagram of the filter in  $z$  plane.

המסנן מוזן על ידי סדרת כניסה  $X(z_1)$ , שאבריה מופיעים כל  $T_1$  שניות. סדרה זו מזינה את חוג הרצירקולציה המורכב מרגיסטר הזזה אנלוגי בעל  $L$  תאי השחיה המסומן על ידי  $H_L(z)$  וממשוב. אברי הסדרות נעים בתוך חוג הרצירקולציה בקצב הגדול פי  $L+1$  מקצב סדרת הכניסה, ולכן המירווח בין איברי הסדרות יהיה  $T$  כאשר  $T = T_1/(L+1)$ .

נחאר את סדרת הכניסה באמצעות סדרה שאבריה מופיעים כל  $T$  שניות, תוך שמוש ב-(3.13)

$$X(z_1) = X(z^{L+1})$$

נסמן את היציאה של חוג הרצירקולציה ב-  $V(z)$ . המשוב מזין את  $V(z)$  לכניסת החוג והדבר יתואר על ידי בלוק בעל תמסורת 1. הזנה זו נפסקת בדיוק בזמן בו מופיעה הכניסה  $x(nT_1)$ . הפסקת המשוב תתואר על ידי בלוק  $S_z$ , המוגדר על ידי (3.16). נוטל את איברי הסדרה  $V(z)$  בזמנים בהם מופיעה הכניסה ומחסיר אותם מהמשוב בעל תמסורת יחידה.

נסמן את תמסורת חוג הרצירקולציה ב-  $T(z)$  והיא שוה ל:

$$T(z) = \frac{V(z)}{X(z)} = \frac{H_L(z)}{1 - (1-S_z)H_L(z)} \quad (3.17)$$

הבלוק הבא לאחר חוג הרצירקולציה הוא מעגל דגימה ואחידה מס. 1. תפקידו של מעגל זה, כפי שהוטבר בסעיף 3.2, לבטל את תופעות המעבר המלוות את האות ביציאת הרגיסטר האנלוגי. מעגל דגימה ואחידה גורם להשהיה סדרת היציאה  $V(z)$  לפרק זמן  $T$ . השהיה זו מתוארת בצירור 3.18 על ידי הבלוק  $z^{-1}$ . סדרת היציאה מהרגיסטר האנלוגי עוברת בתחום הזמן פעולת קונבולוציה עם סדרת המקדמים  $h_m$  שהם מקדמי המסנן. נסמן ב-  $H(z)$  את התמרת סדרת המקדמים:

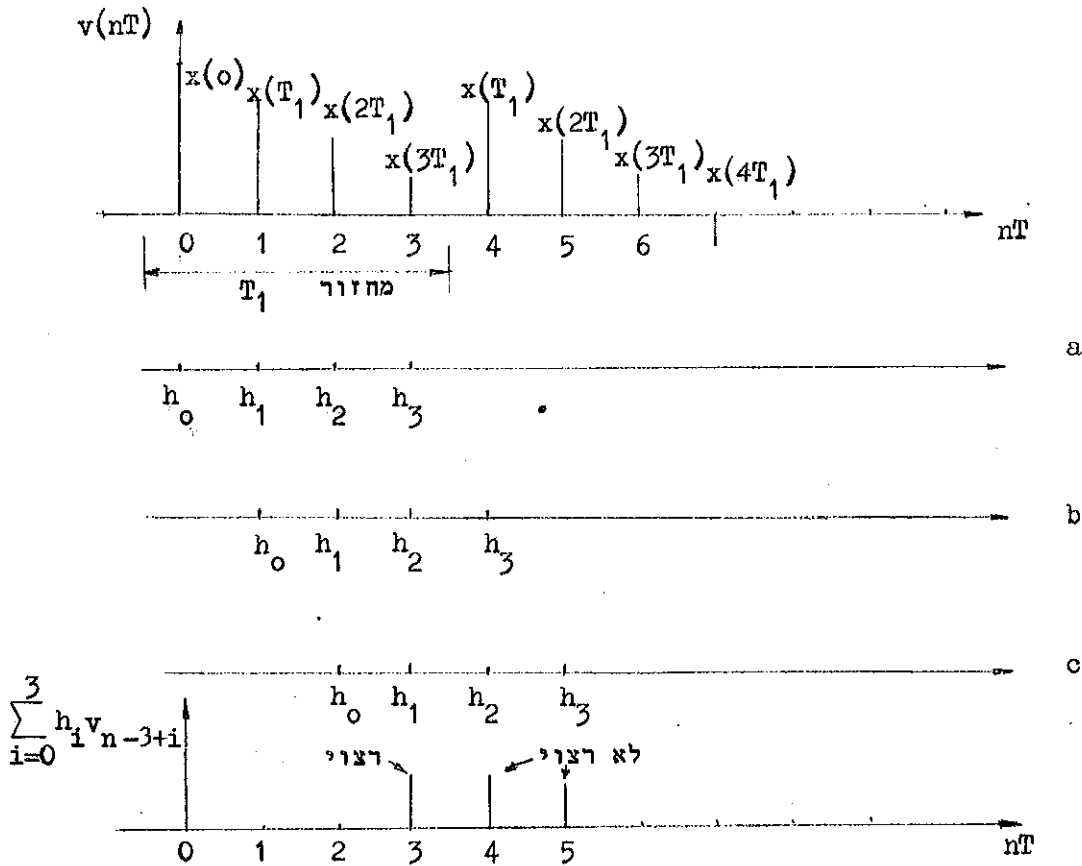
$$H(z) = \sum_{m=0}^L h_m z^{-m} \quad (3.18)$$

בתחום התדר נתאר את פעולת הקונבולוציה כהכפלה בין  $V(z)$  ל-  $H(z)$ . הדבר מתואר בצירור 3.18 על ידי הבלוק  $H(z)$  המוזן בסדרה  $V(z)z^{-1}$ . הכפלה זו בין  $V(z)$  ובין פונקציית התמסורת  $H(z)$  נותנת גם תוצאות ביניים שאינן נחוצות. יציאת המסנן הדרושה היא כל  $T_1$  שניות, משך זמן המתאים לקצב הדגימה של אות הכניסה במסנן.

היוצרותם של תוצאות הביניים מתוארת בתחום הזמן בצירור 3.19 עבור  $L=3$ . מתאר את סדרת היציאה מהרגיסטר האנלוגי. איברי סדרה זו מורכבים מאיברי סדרת הכניסה  $x(nT_1)$ .

מתאים מצביט עוקביט של סדרת המקדמים לעומת הסדרה  $v(nT)$ .  
 בכל אחד מהמצבים האלה מתקבל סכום הקונבולוציה בין סדרת המקדמים והסדרה  $v(nT)$ .  
 רק במצב  $a$  קיימת התאמה בין הסדרות ותוצאת הסכום רצויה.

כדי להפריד את התוצאות הרצויות יש צורך בדוגם מתאים המתואר בצירור 3.18 על ידי האופרטור  $S_{z_1}$ . אופרטור זה הוגדר בבטוי (3.15). יציאתו של הבלוק  $S_{z_1}$  היא הסדרה  $Y(z_1)$  והיא יציאת המסנן. איברי סדרה זו מופיעים בדיוק באותם הזמנים בהם מופיעים איברי סדרת הכניסה  $X(z_1)$ . דבר זה ניתן לראות מתוך דיאגרמת הזימון, ציור 3.10. בדיאגרמה זו הפולס הדוגם את תוכן האינטגרטור מופיע באותו הזמן שבו מופיעה הכניסה למסנן.



ציור 3.19: מקום של סדרת היציאה מהרגיסטר האנלוגי v לעומת סדרת המקדמים  $h_k$ . רק ב-(a) קיים תאום בין שתי הסדרות.

Fig. 3.19: The output sequence v from the analogue register and the h coefficients sequence. Only in (a) the h sequence is synchronized with the v sequence.

בטכנו של דבר נרשום את פונקציית התמסורת של המסנן  $G(z_1)$ :

$$G(z_1) = \frac{Y(z_1)}{X(z_1)} = S_{z_1} \left\{ \frac{H_L(z)z^{-1}}{1 - (1-S_z)H_L(z)} H(z) \right\} \quad (3.19)$$

ניתן לראות בהתמסורת  $T(z)$  של חוג הרצירקולציה סכום של טור גיאומטרי  $(H_L(z) = H_L)$

$$T(z) = \frac{H_L(z)}{1 - (1-S_z)H_L(z)} = H_L(z) \left[ 1 + (1-S_z)H_L + (1-S_z)H_L(1-S_z)H_L + \dots \right]$$

ניתן לרשום את הפתוח של התמסורת גם באופן הבא:

$$T(z) = \sum_{i=1}^{\infty} H_L^i - S_z \left\{ H_L \right\} \sum_{i=1}^{\infty} H_L^i - S_z \left\{ H_L \left[ H_L - S_z \left\{ H_L \right\} \right] \right\} \sum_{i=1}^{\infty} H_L^i - \dots$$

הסכום הראשון מתאר מערכת שבה הוכנס דגם יחידה, ולאחר מכן המתג בכניסה עבר למצב 2, לפי הסימון בציור 3.12. בטוי זה מתקבל אם מבטלים את הדוגם  $S_z$  והוא זהה למה שהתקבל בתחום הזמן בציור 3.12. בטוי זה מתאר שורה של רגיסטרים אנלוגיים בעלי L תאים כל אחד. היציאה המתקבלת מהחוג המתואר בדרך זו היא סופרפוזיציה של היציאות. הבטוי השני הוא תיקון המחסיר את האיברים שהלכו לאבוד, כאשר המתג עבר פעם אחת נוספת למצב 1 ודגם אפס. באופן דומה מתארים הסכומים הבאים את התיקונים שיש להוסיף. תיקונים אלה יהיו יותר ויותר קטנים. האופרטור  $S_z$  אינו קומוטטיבי ולכן

$$S_z \left\{ H_L [H_L - S_z H_L] \right\} = S_z \left\{ H_L^2 - H_L S_z \left\{ H_L \right\} \right\}$$

ולעומת זאת:

$$S_z \left\{ H_L [H_L - S_z H_L] \right\} \neq S_z H_L^2 - S_z^2 H_L^2$$

המשך הפתוח של פונקצית התמסורת  $G(z_1)$  נעשה בנספח ב'. החישוב נעשה באמצעות פתוח לטור של פונקצית התמסורת  $T(z)$ .

על סמך הפתוח הזה מתקבלים הבטויים הבאים לאיברי המטריצה W :

$$W_{ij} = (1-\varepsilon)^{Li} \quad i=j \quad (3.20a)$$

$$W_{ij} = (1-\varepsilon)^{(i-1)L} \varepsilon^{L+i-j} \binom{(i-1)L+i+L-j-1}{i-j+L} \quad \begin{matrix} i=2 \\ i < j \end{matrix} \quad (3.20b)$$

$$W_{ij} = (1-\varepsilon)^{(i-1)L} \varepsilon^{L+i-j} \left[ \binom{i(L+1)-j-1}{L+i-j} - L \binom{i(L+1)-L-j-2}{L+i-j-1} \right] \quad \begin{matrix} i < j \\ i \neq 1 \end{matrix} \quad (3.20c)$$

$$W_{ij} = (1-\varepsilon)^{iL} \varepsilon^{i-j} \left[ \binom{i(L+1)-j-1}{i-j} - L \binom{i(L+1)-L-j-2}{i-j-1} \right] \quad i > j \quad (3.20d)$$

כאשר i אינדקס שורה  
j אינדקס עמודה

בבטויים אלה המחובר הראשון בכל בטוי זהה לבטוי המתאים שחתקבל בנוסחאות 3.11.

פונקציית התמטורה  $G(z_1)$  המתקבלת באמצעות רשום של כפל המטריצה  $W$  בוקטור המקדמים  $\underline{h}$  היא:

$$G(z_1) = [z_1^{-1}, z_1^{-2}, z_1^{-3}, \dots] [W] \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_L \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$\underline{h}$  הוא וקטור העמודה, המכיל את קבוצת המקדמים המוצבים באופן פיזי במסנן. מציאת קבוצת מקדמים זו מתוך קבוצת המקדמים האפקטיביים הרצויים, תעשה בדרך הזוהה לזו שתוארה בסעיף 3.3.2.

לשם הדגמה חושבה המטריצה  $W$  עבור  $L=4$  תוך שימוש בבטוי 3.20. תוצאות אלה מושוות עם החישוב באמצעות 3.11 ובאמצעות הסימולציה. איברי המטריצה המתקבלת באמצעות 3.20 קרובים יותר לאיברי המטריצה המתקבלים באמצעות הסימולציה מאשר איברי המטריצה שחושבה בתחום הזמן. השוני קיים בעיקר רק באיברים הרחוקים מהאלכסון של המטריצה, אך איברים אלה הם קטנים בערכם לעומת איברי האלכסון, ולכן השפעתם על המקדמים האפקטיביים של המסנן היא קטנה.

תוצאות החישוב של מטריצת  $W$  ( $5 \times 5$ ) בשלוש השיטות: בתחום הזמן, בתחום התדר ובאמצעות סימולציה.

W-MATRIX BY COMPUTATION IN TIME,  $E=0.3E-02$

---

0.988E 00	0.0	0.0	0.0	0.0
0.234E-01	0.976E 00	0.534E-06	0.889E-04	0.119E-01
0.577E-03	0.347E-01	0.965E 00	0.316E-05	0.316E-03
0.210E-04	0.117E-02	0.457E-01	0.953E 00	0.948E-05
0.875E-06	0.292E-04	0.178E-02	0.565E-01	0.942E 00

W-MATRIX BY COMPUTATION IN FREQUENCY,  $E=0.3E-02$

---

0.988E 00	0.0	0.0	0.0	0.0
0.117E-01	0.976E 00	0.534E-06	0.889E-04	0.119E-01
0.399E-03	0.232E-01	0.965E 00	0.211E-05	0.176E-03
0.130E-04	0.755E-03	0.343E-01	0.953E 00	0.573E-05
0.426E-06	0.253E-04	0.124E-02	0.452E-01	0.942E 00

W-MATRIX BY SIMULATION,  $E=0.3E-02$

---

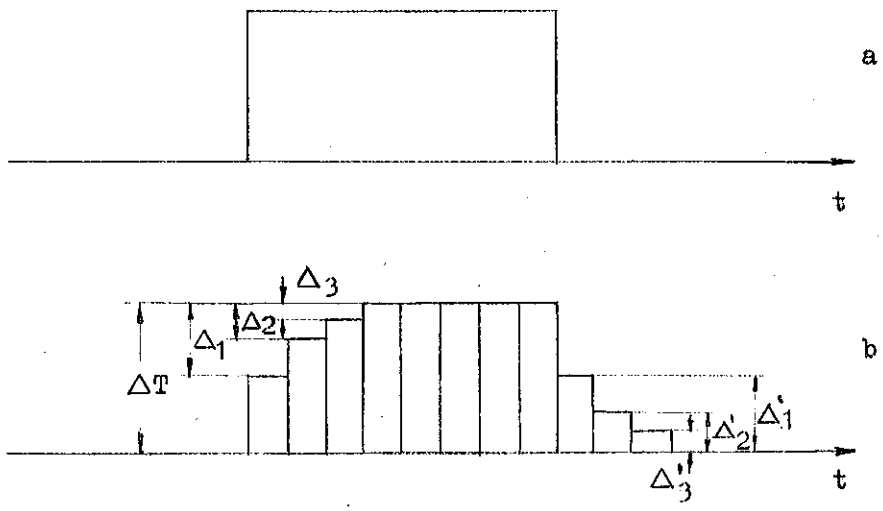
0.988E 00	0.0	0.0	0.0	0.0
0.117E-01	0.976E 00	0.534E-06	0.889E-04	0.119E-01
0.226E-03	0.232E-01	0.965E 00	0.211E-05	0.176E-03
0.525E-05	0.583E-03	0.343E-01	0.953E 00	0.365E-05
0.135E-06	0.157E-04	0.107E-02	0.452E-01	0.942E 00



פרק 4 מדידות

4.1 מדידת הפרמטר  $\epsilon$

בציור 4.1 מתוארת דרך אפשרית למדידת פרמטר אי נצילות מעבר המטען -  $\epsilon$  [6]. מזינים את התקן מעבר המטען בפולס מתח כדוגמת זה המתואר בציור 4.1a. היציאה המתאימה מהתקן מתוארת בציור 4.1b.



ציור 4.1: אופן המדידה של הפרמטר  $\epsilon$  בהתקן מעבר מטען. (a) כניסה להתקן בעלו משך של 8 פולסי שעות. (b) יציאה מהתקן מעבר המטען.  
**Fig. 4.1:** The method of measuring the parameter  $\epsilon$  in CTD. (a) Input which is eight clock periods long. (b) The output of the CTD.

התגובה ביציאה לכניסת הפולס מגיעה לרמת המתח הסופית רק לאחר זמן רב למדי. רמת מתח זו נסמן ב-  $\Delta T$ . עד לקבלתה גדלה היציאה באופן הדרגתי. נסמן ב-  $\Delta_1$  את ההפרש בין רמת המתח הסופית  $\Delta T$  ובין האות ה-1 המתקבל ביציאה כפי שמתואר בציור 4.1. לאחר סיום אות הכניסה, גם הירידה במתח היציאה היא הדרגתית ונובעת משאריות המטענים המופיעות ביציאת ההתקן לאחר סיום אות הכניסה. נסמן ב-  $\Delta'_1$  את השארית ה-1-ית המתקבלת ביציאה.

נסמן ב-  $L_R$  את סה"כ ההפסדים המנורמלים עם עליית האות וב-  $L_F$  את סה"כ ההפסדים עם ירידת האות.

$$L_R = \frac{1}{\Delta T} \sum_i \Delta_i \quad (4.1)$$

$$L_F = \frac{1}{\Delta T} \sum_i \Delta_i' \quad (4.2)$$

כאשר ההפסדים המתוארים על ידי  $\varepsilon$  הם לינאריים, אזי ההפסדים עם עליית האות שווים לאלה המתקבלים עם ירידת האות. מתקיים:  $\Delta_1 = \Delta_1'$ ,  $\Delta_2 = \Delta_2'$  וכו'. על סמך (1.9) מתקבל

$$\Delta_i = \Delta_i' = \Delta T \left[ 1 - (1-\varepsilon)^L \sum_{l=0}^{i-1} \binom{L-1}{l} \varepsilon^l \right] \quad (4.3)$$

כאשר  $L$  מסמן את מספר תאי ההשהיה בהתקן מעבר המטען. הצבת (4.3) בחוך (4.1) או בחוך (4.2) מביאה לקשר הבא [6]:

$$L_R = L_F = \frac{L\varepsilon}{1-\varepsilon} \quad (4.4)$$

מחוך המדידה של  $L_R$  או  $L_F$  ניתן, איפוא, לחשב את  $\varepsilon$ . הוא בדרך כלל קטן מאד בהשוואה ליחידה. לכן  $L_R = L_F \approx L\varepsilon$ . ככל ש- $L$  גדול יותר,  $L_R$  (או  $L_F$ ) יהיה גדול יותר, ולכן  $\varepsilon$  נוח יותר למדידה ודיוק המדידה ישתפר.

דרך שניה למדידת הפרמטר  $\varepsilon$  היא להשתמש בבטוי (1.12) המתאר את פונקציית התמסורת של ההתקן:

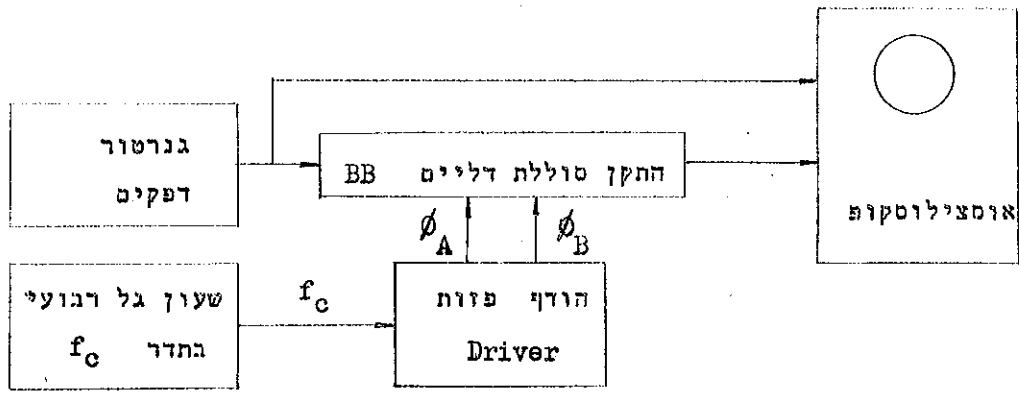
$$H_L = A \exp \left( -2\varepsilon L \sin^2 \frac{\pi f}{f_c} \right) \quad (4.5)$$

לשם מציאת הפרמטר  $\varepsilon$  מבצעים שתי מדידות:

$$H_L(f=0) = A$$

$$H_L\left(f = \frac{f_c}{2}\right) = A \exp(-2\varepsilon L)$$

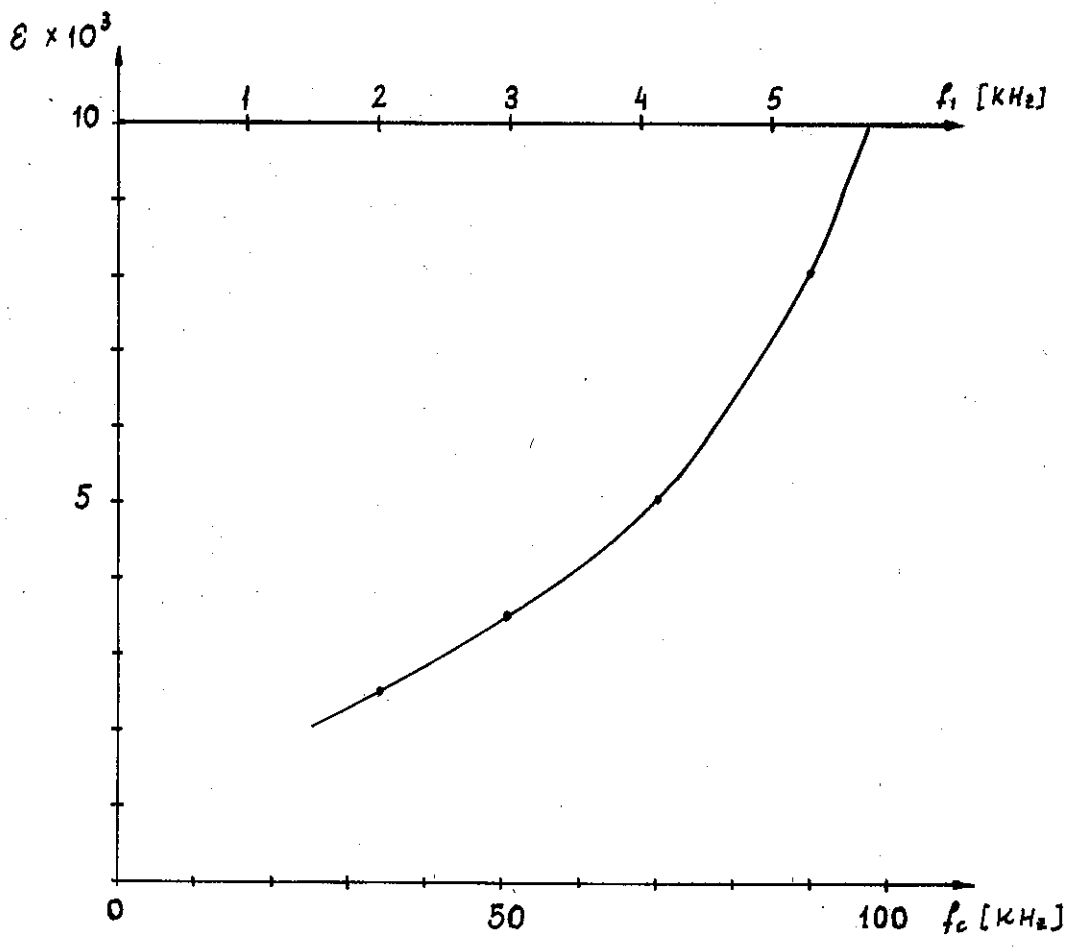
מתוך שתי המדידות ועבור  $L$  נתון אפשר לחשב את  $\varepsilon$ . גם כאן דיוק המדידה ישתפר ככל ש- $L$  יגדל, מכיון שההבדל בין שתי המדידות יהיה גדול יותר.



ציור 4.2: המערכת למדידת פרמטר אי נצילות מעבר המטען  $\epsilon$ .

Fig. 4.2: Test set for measuring transfer inefficiency parameter  $\epsilon$ .

הפרמטר  $\epsilon$  נמדד בהתקן סוללת הדליים M31 תוך שמוש במערכת המתוארת בציור 4.2. הרגיסטר הנבדק הוא יחסית קצר ובו  $L=16$ . הפרמטר  $\epsilon$  נמדד בשתי השיטות המתוארות. בשיטה הראשונה  $\Delta_1$  השונים שאותם היה צורך למדוד, היו קטנים בהשוואה לשגיאה הנסיונית של המדידה. כתוצאה מכך היה הדיוק במדידה נמוך. במדידה שנעשתה במעבדה הוערכה שגיאה של כ-20%. גם בשיטה השנייה התקבל אותו הדיוק והטטיה בין התוצאות בשתי השיטות היא בתחום השגיאה הנסיונית. תוצאות המדידה מתוארות בציור 4.3. מחוך המדידות מתברר כצפוי, שהפרמטר  $\epsilon$  גדל עם העליה בתדירות. ההתקן הנבדק מתאים לשמוש בתדרים נמוכים יחסית. כבר בתדר פזות  $f_c = 100 \text{ KHz}$  נמדדה אי נצילות מעבר מטען של  $10^{-2}$ . בספרות קיימים דווחים על התקני CCD בעלי בצועים הרבה יותר טובים. ב-[3] מתוארים התקני צמוד מטען בעלי  $10^{-3}$  בתדר  $f_c = 1 \text{ MHz}$ .



ציור 4.3: מדידות פרמטר אי נצילות מעבר המטען בחלוח בחדר השעון  $f_c$  בהחזקן M31.

Fig. 4.3: Measured transfer inefficiency as a function of driving frequency  $f_c$  in the BBD M31.

4.2 מדידת תגובת התדירות של חוג הרצירקולציה

פונקציית התמסורת  $G(z)$  של המסנן כפי שנמצאה בפרק 3 ניתנת לתאור ככפל בין וקטור שורה  $z_1$ , מטריצה ווקטור עמודה של המקדמים  $h$

$$G(z_1) = \begin{bmatrix} z_1^{-1} & z_1^{-2} & z_1^{-3} & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_{L+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_L \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

המקדם  $h_0$  בבטוי זה כופל את האות שעבר פעם אחת את הרגיסטר האנלוגי,  $h_1$  כופל את האות שעבר פעמים את הרגיסטר וכו'. כדי למצוא את התמסורת של החוג עבור האות שעבר  $n_1$  פעמים את חוג הרצירקולציה נקבע את מקדמי הוקטור  $h$  באופן הבא:

$$h_{n_1-1} = 1$$

$$h_n = 0 \quad n \neq n_1-1$$

נסמן את התמסורת המתקבלת בדרך זו ב-  $G_{n_1}(z_1)$ , השווה לכפל של שורת ה-  $z_1$  בעמודה ה-  $n_1$  של מטריצה  $W$ .

$$G_{n_1}(z_1) = \sum_{m=1}^{L+1} W_m n_1 z_1^{-m} \quad (4.7)$$

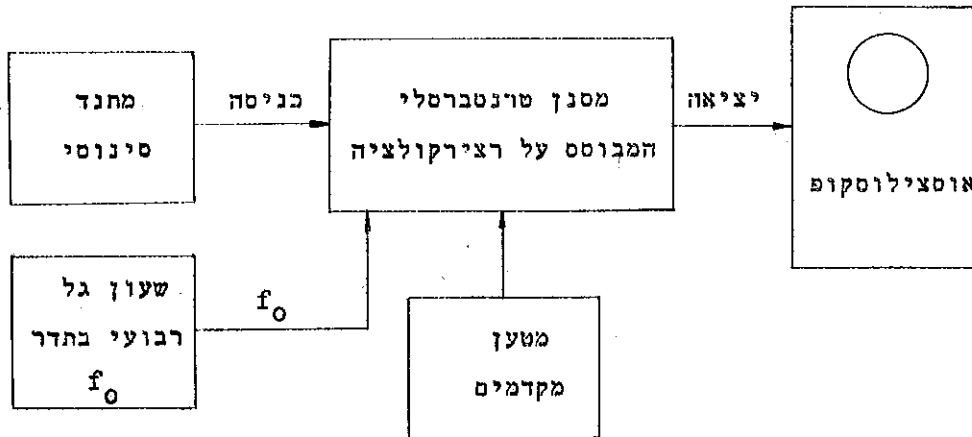
כדי לקבל את החלות בתדירות האוח  $f$  נציב ב-(4.7)  $z = e^{j2\pi f/f_c}$

$$G_{n_1}(f) = \sum_{m=1}^{L+1} W_m n_1 e^{-j \frac{2\pi f}{f_1} m} \quad (4.8)$$

במעבדה, נמדדה פונקציית התמסורת עבור  $n_1=1$  ו-  $n_1=16$  עבור מספר תדרי דגימה  $f_1$ . כן נמדדה התמסורת בחצי תדר הדגימה  $f = f_1/2$  בתלות במספר הפעמים שעבר המידע את חוג הרצירקולציה.

מערכת המדידה מתוארת בצירור 4.4. היא מורכבת מהמסנן הנסעך באמצעות

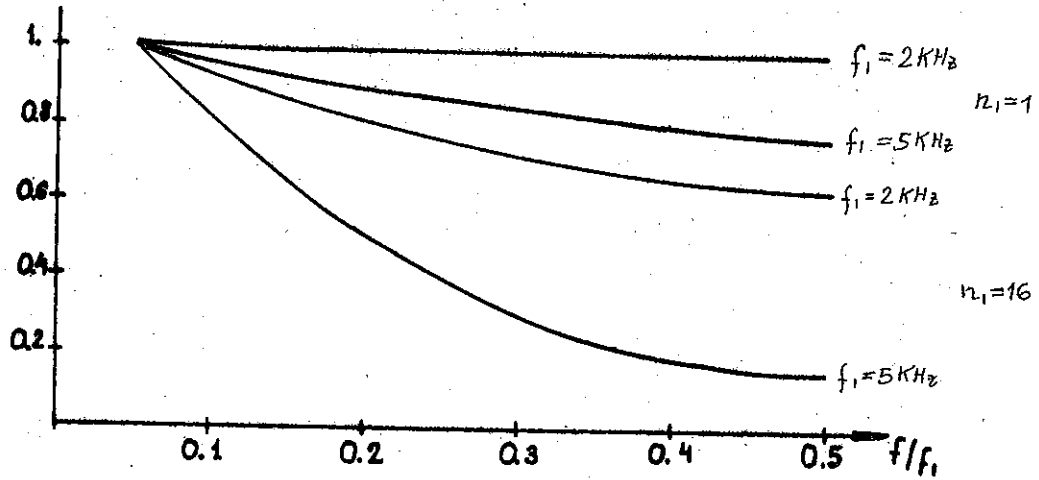
מסעף המקדמים במקדמים הדרושים בכל מדידה וממתנד המספק אות סינוסי. נוסף לכך זקוק המסנן להפעלתו למקור גל רבועי בתדר  $f_0$  המסופק על ידי מקור חיצוני.



ציור 4.4: המערכת לבדיקת המסנן הטרנסברסלי המבוסס על רצירקולציה.

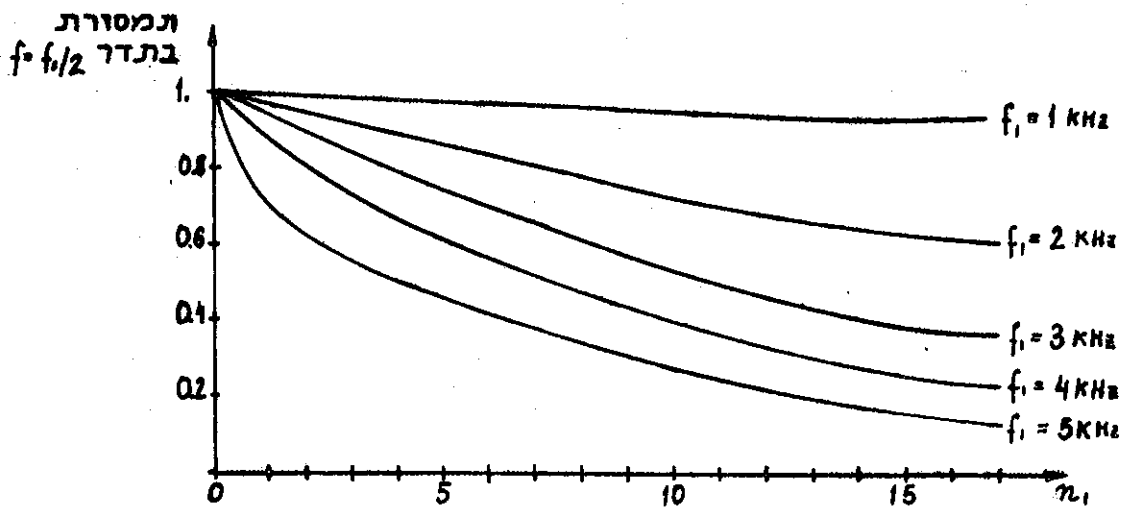
Fig. 4.4: Test set for the transversal filter based on recirculation.

תוצאות מדידת תגובת התדירות מתוארות בציור 4.5. התוצאות מראות שעבור תדר דגימה נתון  $f_1$  ו- $n_1$  מסוים, שפרושו מעבר דרך מספר תאי השהיה נתון, הולכת התמסורת וקטנה עם העליה בתדר האות  $f$ . קבוצת העקומות המתאימה ל- $n_1=1$  ממוקמת מעל לקבוצת העקומות המתאימה ל- $n_1=16$ , כיון שהנחות גדל והולך עם מעבר דרך יותר ויותר תאי השהיה. עבור  $n_1$  מסויים ותדר אות נתון הנחות גדל עם העליה בתדר הדגימה  $f_1$ , מכיון שהפרמטר  $\varepsilon$  תלוי בתדירות  $f_0$  כפי שמתואר בציור 4.3, כאשר  $f_0 = 17f_1$ . בציור 4.6 מתוארת התמסורת בחצי תדר הדגימה  $f = f_1/2$  בתלות ב- $n_1$  שהוא מספר הפעמים שעבר האות את חוג הרצירקולציה. התמסורת קטנה כצפוי עם עליה ב- $n_1$ , כמו כן היא קטנה עם עליה ב- $f_1$ , מכיון ש- $\varepsilon$  גדל עם הגדלת  $f_1$ .



ציור 4.5: התמסורת של חוג הרצירקולציה בתלות בתדירות האות  $f$  עבור אותות שעברו  $n_1$  פעמים את החוג.  $n_1=16$ ,  $n_1=1$ .

Fig. 4.5: The transfer of the recirculation loop as a function of the frequency for signals which passed the loop  $n_1$  times.  $n_1=1$ ,  $n_1=16$ .

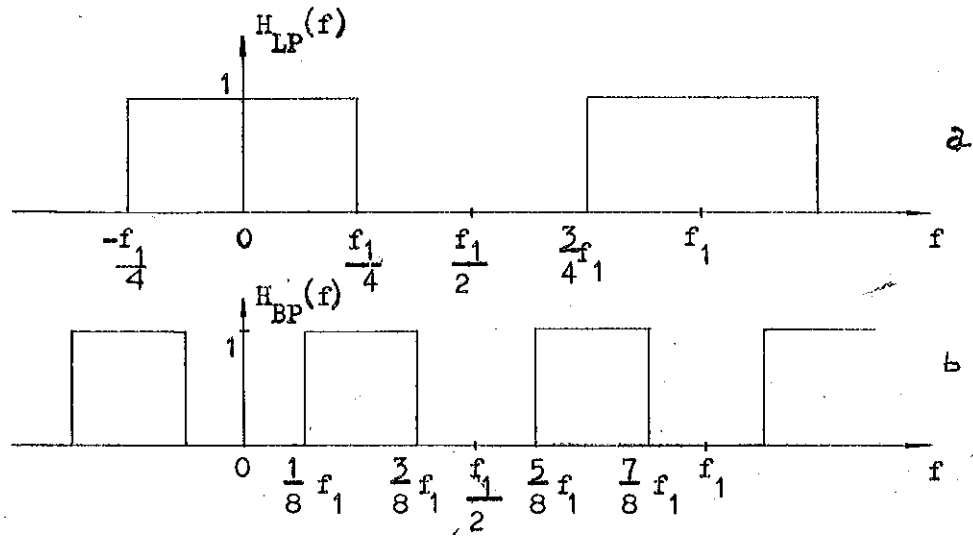


ציור 4.6: התמסורת של חוג הרצירקולציה בתלות במספר הפעמים  $n_1$  שעבר האות את החוג כאשר  $f = f_1/2$ .

Fig. 4.6: The transfer of the recirculation loop as a function of the number of times  $n_1$  that the signal passed the loop when  $f = f_1/2$ .

4.3 בדיקת פעולת המסנן כמסנן מעביר נמוכים וכמסנן מעביר סרט.

כדי להפעיל את המערכת כמסנן מעביר נמוכים חושבה קבוצה של 17 מקדמים לפי השיטה המתוארת בסעיף 2.2.1. בשיטה זו יש לקבוע את תגובת התדירות הרצויה של המסנן. תגובת התדירות שנבחרה מתוארת בציור 4.7a והיא מתאימה למסנן מעביר נמוכים אידיאלי שסומן ב-  $H_{LP}(f)$



ציור 4.7: תגובת תדירות אידיאלית של: (a) מסנן מעביר נמוכים. (b) מסנן מעביר סרט.

Fig. 4.7: Ideal frequency response for: (a) LP filter. (b) BP filter.

מסנן אידיאלי זה הוא בעל תמסורת יחידה בתחום בין אפס לרבע תדר הדגימה ואפס בין רבע תדר הדגימה לחצי תדר הדגימה. עקב הדגימה תגובת התדר היא מחזורית כאשר המחזור שווה ל-  $f_1$  כאשר  $f_1$  הוא תדר הדגימה.

מקדמי המסנן המתקבלים תוך שמוש בבטוי (2.3) הם:

$$h_0 = \frac{1}{2}$$

$$h_i = \frac{\sin \frac{1}{2}\pi i}{\pi i}$$

$$i = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 8$$

(4.9)



מקדמים אלו מתוארים בערכם המוחלט בציר 3.6 (צלום). אלה דגימות של פונקציה  $|\text{sinc}|$ . הערך המכסימלי בצלום מתאים ל-  $i=0$ , משני צדדיו מופיעות הדגימות המתאימות ל-  $i = \pm 1, \pm 2, \dots$  וכו'. עבור  $i$  זוגי ( $i \neq 0$ ) המקדמים שווים לאפס, וככל ש-  $i$  גדל, ערכי המקדמים קטנים. מקדמי המסנן המתקבלים לאחר הכפלה בפונקציה חלון מסוג Hanning [8] הם:

$$h_0 = \frac{1}{2} \tag{4.10}$$

$$h_i = \frac{\sin \frac{1}{2} \pi i}{\pi i} \cos^2 \frac{\pi i}{16} \quad i = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \pm 8$$

חגובת התדירות של מסנן הממומש באמצעות מקדמים אלה מתוארת בציר 3.14 (עבור  $\epsilon = 0$ ).

באופן דומה חושבו המקדמים עבור מסנן מעביר סרט, המתואר בציר 4.7 b. תחום ההעברה במסנן האידיאלי שבציר הוא בין שמינית חדר הדגימה לשלוש שמיניות של חדר הדגימה. מקדמי המסנן מתקבלים חוך שמוש ב-(2.3) זהם:

$$h_0 = \frac{1}{2}$$

$$h_i = \frac{1}{\pi i} \left[ \sin \frac{3}{4} \pi i - \sin \frac{\pi i}{4} \right] = \frac{2}{\pi i} \sin \frac{\pi i}{4} \cos \frac{\pi i}{2} \tag{4.11}$$

$$i = \pm 1, \pm 2 \dots \pm 8$$

לאחר הכפלה בפונקציה חלון מתקבלים המקדמים הבאים:

$$h_0 = \frac{1}{2} \tag{4.12}$$

$$h_i = \frac{2}{\pi i} \sin \frac{\pi i}{4} \cos \frac{\pi i}{2} \cos^2 \frac{\pi i}{16}$$

המקדמים שהתקבלו כאן, אלה הם המקדמים האפקטיביים שזמנו ג-  $h'$ . בהתבסס על המקדמים האפקטיביים חושבו המקדמים המוצבים באופן פיוזי במסנן. מקדמים אלה זמנו ג-  $h$ . לצורך זה חושבה המטריצה  $[W(\epsilon)]$  עבור ערכי  $\epsilon$  המתאימים לתדר הדגימה הרצוי. נבחרו שני תדרי דגימה וערכי הפרמטר  $\epsilon$  המתאימים לשני התדרים

התקבלו מתוך תוצאות המדידות המוצגות בציור 4.3.

$$\begin{aligned} f_1 &= 2\text{KHz} & \varepsilon &= 2.5 \times 10^{-3} \\ f_1 &= 4\text{KHz} & \varepsilon &= 5 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

המקדמים המוצבים באופן פיזי במסנן הושבו על סמך

$$\underline{h} = [W(\varepsilon)]^{-1} \underline{h} \quad (4.13)$$

תוצאות החישוב עבור מסנן מעביר נמוכים ומסנן מעביר סרט מתוארות בטבלאות 4.1 ו-4.2 בהתאמה. מתוצאות אלה מתברר שהתיקון במקדמים גדול יותר ככל ש- $\varepsilon$  גדול יותר. כן גדל התיקון במקדמים בעלי אינדקס גדול יותר, מכיון שמקדמים אלה מכפילים את שעבר מספר רב יותר של פעמים את חוג הרצירקולציה. מערכת המדידה ששימשה לבדיקת פעולת המסנן לאחר שהוצבו בו המקדמים המתוארים בטבלאות מתוארת בציור 4.4.

בציור 4.8 מתוארת תגובת התדירות של מסנן מעביר נמוכים שהתקבל על ידי הצבת קבוצת 17 המקדמים שלא עברו תיקון. תגובת התדירות של מסנן מעביר נמוכים בעל 17 מקדמים, שבו אלמנטי ההשהיה הם מושלמים, שורטטה על אותה מערכת צירים. בציור נראית בברור השפעת הפעולה הבלתי מושלמת של התקן מעבר המטען על תגובת התדירות של המסנן. הנחות שנגרט ניכר יותר בתדרים הגבוהים יותר של המסנן, מכיון שאז הנחות בהתקן מעבר המטען גדול יותר.

בציורים 4.9, 4.10 מתוארת תגובת התדירות המתקבלת עם מקדמים מתוקנים

עבור מסנן מעביר נמוכים ומסנן מעביר סרט כאשר תדר הדגימה הוא 2KHz. מכיון שבתדר דגימה זה הפרמטר  $\varepsilon$  הוא קטן יחסית, התקון במקדמים אינו גדול. התוצאה היא שתגובת התדירות הנמדדת קרובה מאד לתגובת התדירות האידיאלית.

טבלה 4.1: מקדמי השקלול המוקנים  $h$  של מסנן טרנסברסלי מעביר נמוכים המחושבים עבור ערכי  $\epsilon$  שונים.

Table 4.1: The predistorted weighting coefficients  $h$  for a LP transversal filter calculated for different values of  $\epsilon$ .

LP FILTER, CUTOFF FREQUENCY: 0.25 SAMPLING FREQUENCY  
 COEFFICIENTS FOR SUBSTITUTION  
 $\epsilon$  = CHARGE TRANSFER INEFFICIENCY PARAMETER

$N$	$H(N)$ FOR $\epsilon = 0$	$H(N)$ FOR $\epsilon = 2.5E-3$	$H(N)$ FOR $\epsilon = 5.E-3$
0	-0.0000000	-0.0000000	-0.0000000
1	-0.0017307	-0.0019247	-0.0017336
2	0.0000000	0.0001519	0.0002984
3	0.0196458	0.0230612	0.0270716
4	-0.0000000	-0.0036903	-0.0086666
5	-0.0733936	-0.0930272	-0.1175067
6	0.0000001	0.0223773	0.0569798
7	0.3061950	0.4193386	0.5689062
8	0.5000000	0.5821728	0.6586006
9	0.3061950	0.2196060	0.0559434
10	0.0000001	-0.1399241	-0.3108209
11	-0.0733936	-0.0975636	-0.0343169
12	-0.0000000	0.0528503	0.1393193
13	0.0196458	0.0214218	-0.0175887
14	0.0000000	-0.0172463	-0.0422697
15	-0.0017307	0.0017984	0.0251662
16	-0.0000000	0.0011604	-0.0044560

טבלה 4.2: מקדמי השקלול המתוקנים  $h$  של מסנן טרנסברסלי מעביר סרט המחושבים עבור ערכי  $\epsilon$  שונים.

Table 4.2: The predistorted weighting coefficients  $h$  for a BP transversal filter calculated for different values of  $\epsilon$ .

BP FILTER ,CUTOFF FREQUENCY 0.125,0.375 SAMPLING FREQUENCY  
COEFFICIENTS FOR SUBSTITUTION  
E=CHARGE TRANSFER INEFFICIENCY PARAMETER

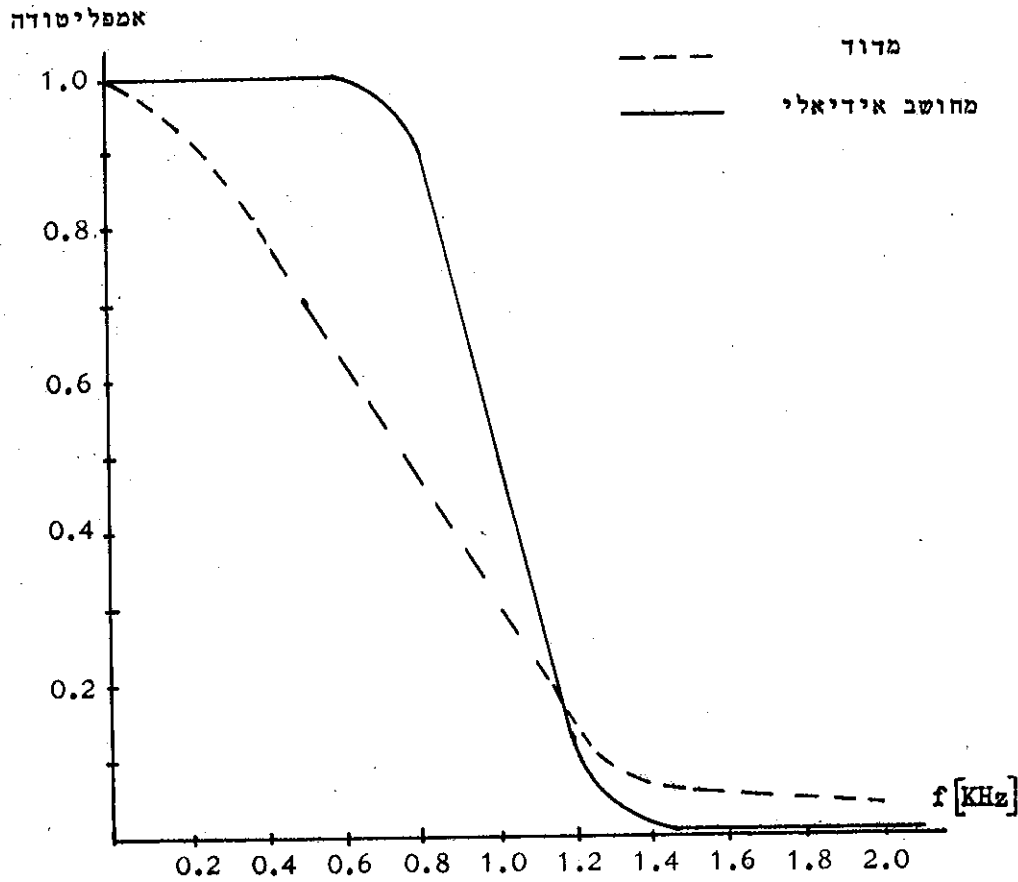
N	H(N) FOR E=0	H(N) FOR E=2.5E-3	H(N) FOR E=5.E-3
0	-0.0000000	-0.0000000	-0.0000000
1	0.0000000	-0.0001947	-0.0029430
2	0.0155385	0.0175299	0.0199973
3	-0.0000001	-0.0021029	-0.0047519
4	0.0000000	0.0000938	0.0004233
5	-0.0000001	-0.0000020	-0.0000168
6	-0.2716945	-0.3596128	-0.4763155
7	0.0000002	0.1006918	0.2667373
8	0.5000000	0.7036275	0.9582911
9	0.0000002	-0.2569917	-0.7290286
10	-0.2716945	-0.3772426	-0.4000232
11	-0.0000001	0.1806759	0.5198643
12	0.0000000	-0.0394956	-0.2387998
13	-0.0000001	0.0055648	0.0683582
14	0.0155385	0.0277602	0.0375538
15	0.0000000	-0.0169541	-0.0597932
16	-0.0000000	0.0050276	0.0364445

בציורים 4.10 ו-4.12 מתוארות חגובות התדירות של אותם המסננים אך בתדירות דגימה של  $4\text{KHz}$ . במקרה זה הסטייה של חגובת התדירות הנמדדת מחגובת התדירות המתקבלת עם יחידות השהיה מושלמות גדולה יותר. בתדר דגימה זה הפרמטר  $\epsilon$  הוא גדול יותר, והוא גורם לעיוות ניכר בחגובת התדירות של הרגיסטר האנלוגי. עיוות זה קשה יותר לתיקון באמצעות מספר סופי של מקדמים, קושי נוסף נגרם עקב הדיוק הקטן שבו נמדד הפרמטר  $\epsilon$ . בערכי  $\epsilon$  גדולים התיקון המבוצע במקדמים ניכר יותר, ולכן כל סטייה בפרמטר  $\epsilon$  גורמת לשינוי ניכר במקדמים של המסנן. מכיוון שהפרמטר  $\epsilon$  ידוע רק בקרוב, לא ניתן לבצע את התיקון במקדמים באופן מדויק.

למרות זאת ניכר שפור רב בחגובת התדירות של מסנן LP, המתוארת בציור 4.10, לעומת חגובת התדירות של אותו המסנן, אך עם מקדמים לא מתוקנים, המתוארת בציור 4.8.

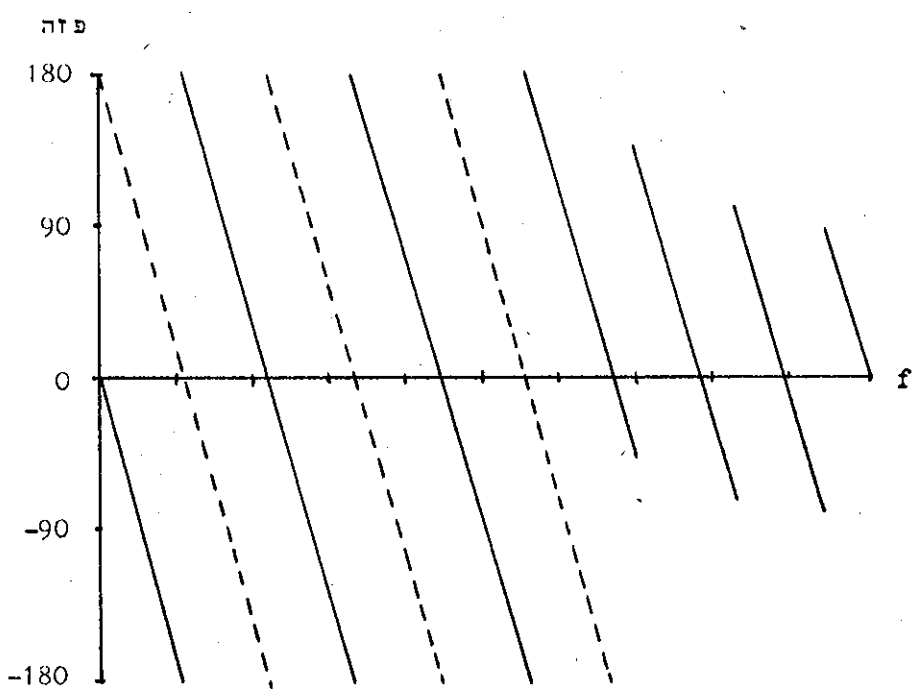
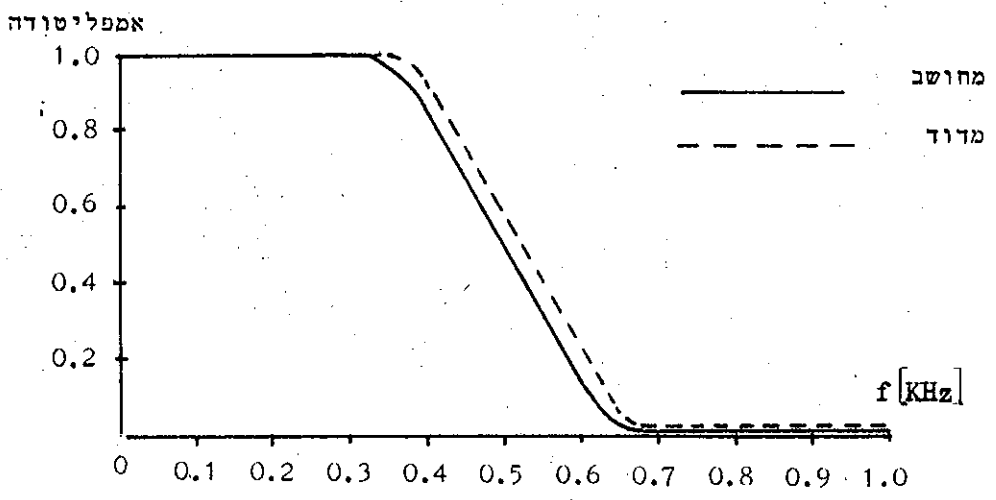
סטייה נוספת קיימת בחגובת התדירות של המסנן מעביר סרט בתדרים הנמוכים. סטייה זו נגרמת עקב צמוד ה-AC של המסנן ועקב תכונתו של התקן סוללת הדליים הפועל בצורה רצויה רק בתדרים הגבוהים מ-  $100\text{ Hz}$  בערך.

בכל מדידות הפזה של המסנן קיימת הזזה בפזה הנמדדת ב-  $180^\circ$  לעומת הפזה המחושבת שמקורה במעגל האינטגרציה. מעגל זה גורם להזזת פזה ב-  $180^\circ$ .



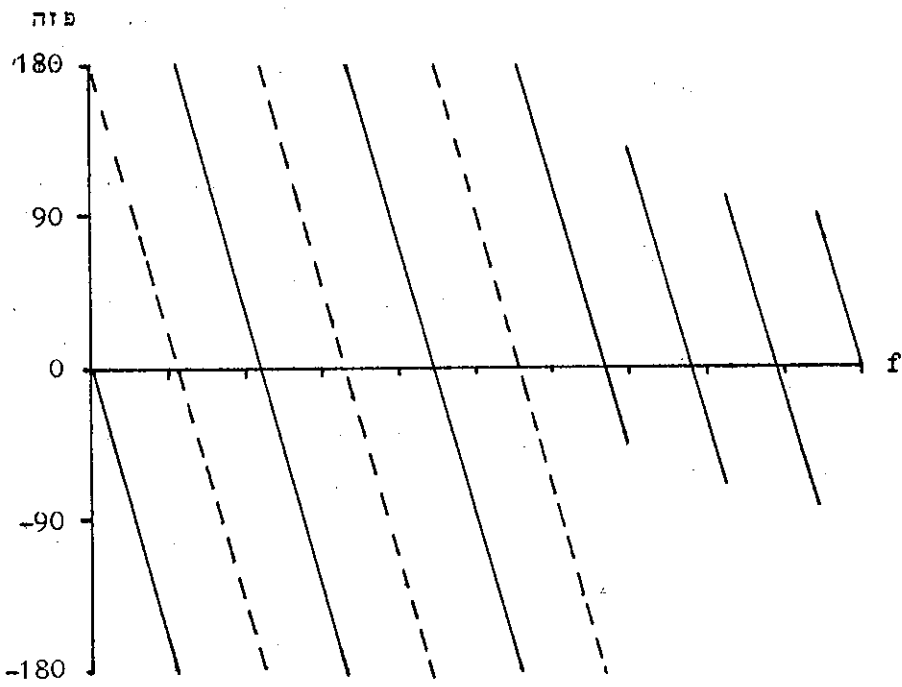
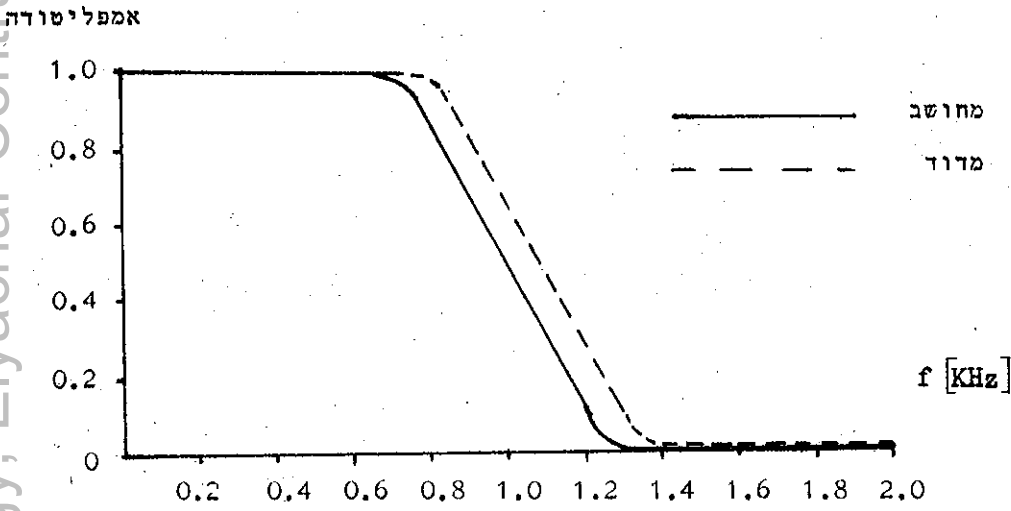
ציור 4.8: תגובת התדירות של מסנן מעביר נמוכים שמקדמיו לא תוקנו ותגובת התדירות של המסנן האידיאלי המתאים.

Fig. 4.8: Frequency response by LP filter with uncorrected coefficients and the ideal frequency response of same filter.



ציור 4.9: תגובת החדירות (אמפליטודה ופזה) הנמדדת של המסנן המבוסס על רצירקולציה עם מקדמי שקלול של מסנן LP המתוקנים בהתאם. לשם השוואה שורטטה תגובת החדירות של מסנן מאותו הסוג אך עם יחידות השהיה מושלמות. חדר דגימה 2 KHz.

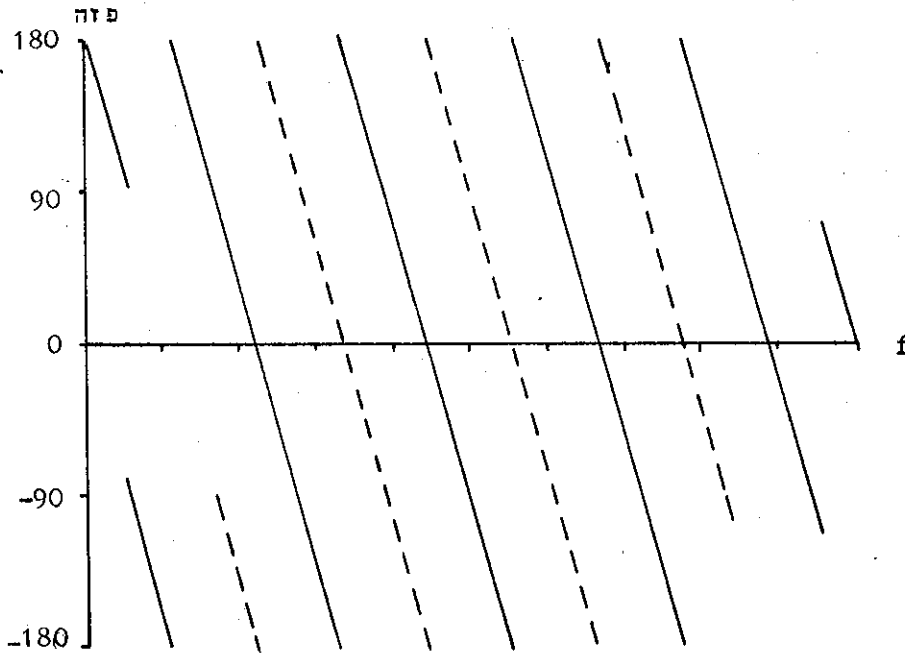
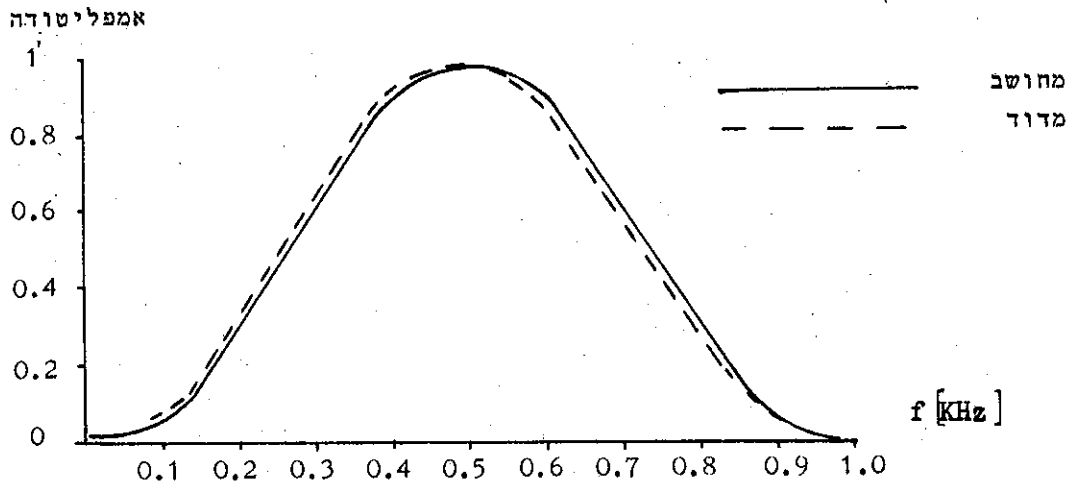
Fig. 4.9: The measured frequency response (amplitude and phase) of the filter based on recirculation with predistorted LP filter weighting coefficients. For comparison the computed frequency response of the same kind of a filter using ideal delays was given. Sampling rate 2 KHz.



ציור 4.10: תגובת התדירות הנמדדת של המסנן המבוסס על רצירקולציה עם מקדמי שקלול של מסנן LP המתוקנים בהתאם. חדר דגימה 4KHz.

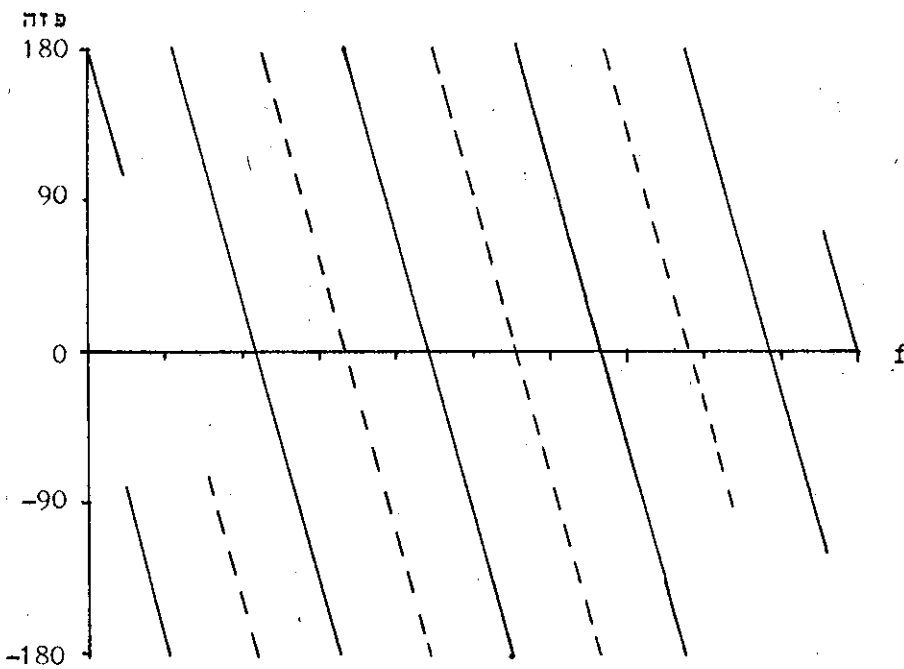
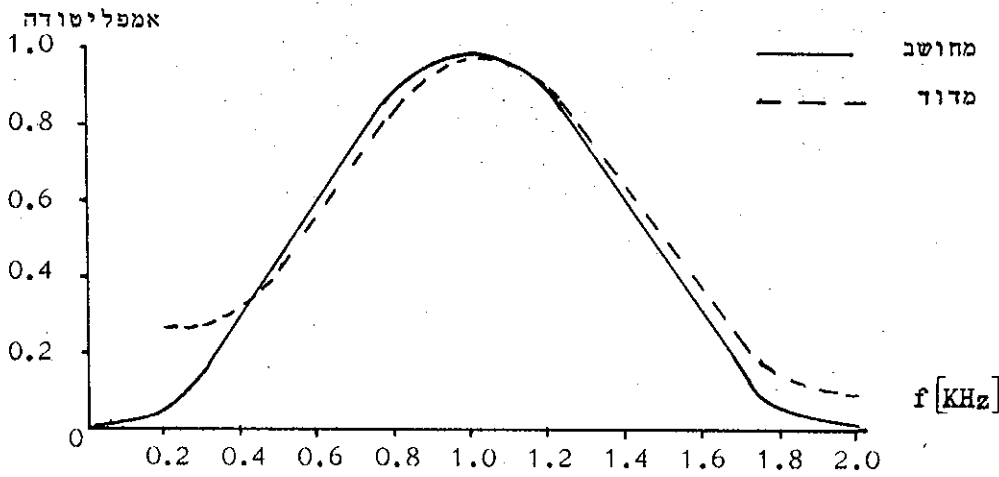
Fig. 4.10: The measured frequency response of the filter based on recirculation with predistorted LP filter weighting coefficients. Sampling rate 4 KHz.





ציור 4.11: תגובת התדירות (אמפליטודה ופזא) הנמדדת של המסנן המבוסס על רצירקולציה עם מקדמי שקלול של מסנן BP המחוקנים בהתאמה. לשם השוואה שורטטה תגובת התדירות של מסנן מאותו הסוג אך עם יהדות השהיה מושלמות. תדר דגימה 2 KHz.

Fig. 4.11: The measured frequency response (amplitude and phase) of the filter based on recirculation with predistorted BP filter weighting coefficients. For comparison the computed frequency response of the same kind of a filter using ideal delays was given. Sampling rate 2 KHz.

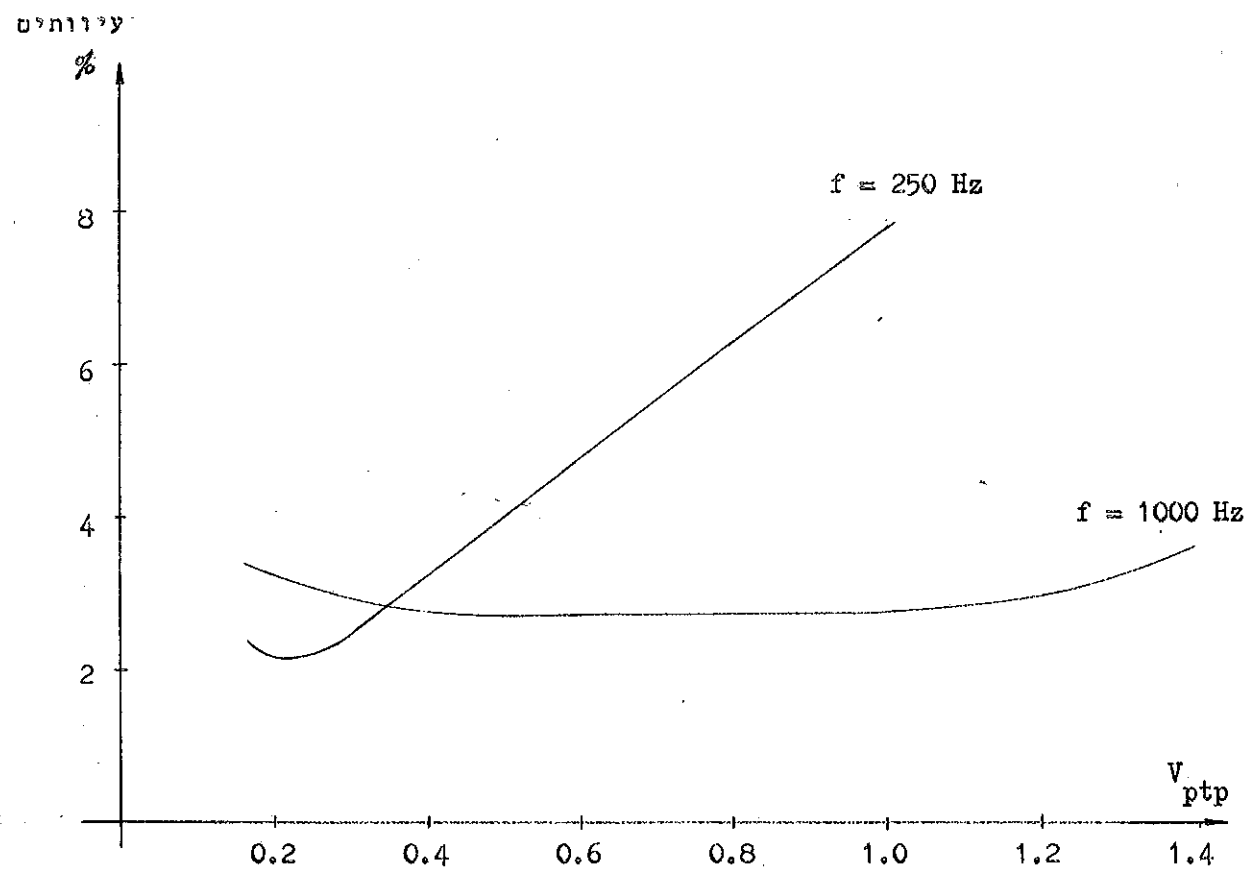


ציור 4.12: תגובת התדירות הנמדדת של המסנן המבוסס על רצירקולציה עם מקדמי שקלול של מסנן BP המחוקנים בהתאם. תדו דגימה 4 KHz.

**Fig. 4.12:** The measured frequency response of the filter based on recirculation with predistorted BP filter weighting coefficients. Sampling rate 4 KHz.

4.4 מדידת עיוותים של המסנן

נמדדו העיוותים ההרמוניים הכוללים של המסנן בתלות במתח הכניסה למסנן. עיוותים אלה נגרמים בעיקר על ידי התקן סוללת הדליים המצוי בחוג הרצירקולציה. העיוותים נמדדו בשני תדרים של אות הכניסה 250 Hz ו- 1KHz. העיוותים גדולים יותר בתדר הנמוך עקב התקן סוללת הדליים המעוות את האיתות בתדרים הנמוכים. העיוותים גדלים עם העליה ברמת אות הכניסה.



ציר 4.13: מדידת עיוותים בתלות במתח כניסה שיא לשיא.

Fig. 4.13: Total distortions vs. peak to peak input voltage.

4.5 בדיקת פעולת המערכת במסנן מתואם

4.5.1 מ ב ו א

במערכות קומוניקציה רבות משודרים אותות בעלי צורה ידועה. אותות אלה מגיעים ונקלטים בלווי רעש והמקלט צריך לזהות איזה מבין האותות האפשריים שודר. ניחן לבצע את ההחלטה על מהות האות הנקלט עם שגיאה מינימלית על ידי שמוש במסנן מתאים במעגל הקליטה הנותן מכסימום של יחס אות לרעש ברגע מסוים.

נניח את  $x(t)$  בעל התמרת פוריה  $X(\omega)$  ורעש בעל צפיפות ספקטרלית  $S(\omega)$  המצטרף לאות. יהא המסנן הקולט את האות בלווי הרעש מסנן לינארי בעל פונקציית תמסורת  $H(\omega)$ . המסנן  $H(\omega)$  שמבטיח את היחס האופטימלי בין האות לרעש ברגע  $t_1$  הוא המסנן המקיים [22]:

$$H(\omega) = \frac{kX^*(\omega)}{S(\omega)} e^{-j\omega t_1} \quad (4.14)$$

כאשר  $k$  מציין הגבר. עבור רעש לבן  $S(\omega) = S_0$  הוא קבוע ונסמן אותו ב-  $k/S_0$ . המנה  $k/S_0$  מצינת גודל קבוע ואפשר לקבוע  $k$  כזה כך שהמנה תשוה ליחידה. במקרה זה נקבל ש-

$$H(\omega) = X^*(\omega) e^{-j\omega t_1} \quad (4.15)$$

מכיון ש-  $x(t)$  הוא אות ממשי מתקיים הקשר:  $X^*(\omega) = X(-\omega)$ . מתוך (4.15) מתקבל שהתגובה להלם של המסנן האופטימלי צריכה לקיים:

$$h(t) = x(t_1 - t) \quad (4.16)$$

מסנן זה מכונה מסנן מתואם. התגובה להלם של המסנן מהווה תמונת ראי של האות  $x(t)$  לגבי  $t=0$  שהושהתה ב-  $t_1$  שניות.

4.5.2 מסנן מתואם לאות קוסינוס

עקרון הפעולה של מסנן מתואם נבדק במערכת שנבנתה עבור המקרה בו האות המשודר הוא אות קוסינוסי באחד משני תדרים אפשריים. כלומר, במקרה של שידור "1" ישודר למשל, אות בתדר  $f_{M_1}$ , ואילו במקרה של שידור "0" ישודר אות בתדר  $f_{M_2}$ . המקלט יהיה מצויד בשני מסננים. כל מסנן מתואם לאחד מהתדרים האמורים. על סמך היציאה של שני המסננים ברגע המתאים, מתבצעת ההחלטה איזה משני התדרים האמורים שודר. שיטת אפנון זו מכונה F.S.K. (Frequency shift keying).

נבדקו שני מקרים שבכל אחד מהם משך התגובה להלם הוא  $\frac{2\pi}{\omega}$ . המקרה הראשון בו התגובה להלם  $h_1(t)$  של המסנן היא מחזור אחד שלם של קוסינוס:

$$h_1(t) = \cos \omega t \quad 0 \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega} \quad (4.17)$$

$$h_1(t) = 0 \quad \text{אחרת}$$

והמקרה השני בו התגובה להלם  $h_2(t)$  של המסנן היא בתדר כפול, כלומר מתאימה לשני מחזורים של אות קוסינוסי:

$$h_2(t) = \cos 2\omega t \quad 0 \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega} \quad (4.18)$$

$$h_2(t) = 0 \quad \text{אחרת}$$

מכיון שקוסינוס היא פונקציה זוגית, לכן פעולת ההפוך המתוארת על ידי (4.10) אינה משפיעה על פונקציה זו. לכן על סמך (4.17) ו-(4.18) חושבו שתי קבוצות של 17 מקדמים, כל אחת על ידי דגימת התגובות להלם הנ"ל במרווחים שווים. יהא  $f_1$  תדר הדגימה במסנן המתואם, הרי ש-  $h_1(t)$  יתאר מחזור אחד של קוסינוס בתדר  $f_{M_1}$

$$f_{M_1} = \frac{f_1}{17} \quad (4.19)$$

תהיה  $f_{M_1}$  תדירות האות, אליה המסנן יהיה מתואם. משיקולים זהים  $h_2(t)$  יהיה מתואם לאות בתדירות  $f_{M_2}$  כאשר

$$f_{M_2} = \frac{2f_1}{17} \quad (4.20)$$

בנסוי נבחר תדר דגימה  $f_1 = 4 \text{ KHz}$ . פרמטר אי נצילות מעבר המטען  $\epsilon$  המתאים לתדר זה, מתוך המדידות בצויר 4.3, הוא  $5 \times 10^{-3}$ .

המקדמים המתקבלים מתוך דגימת התגובות להלם ב-(4.17) ו-(4.18) הם המקדמים האפקטיביים הרצויים, המסומנים ב-  $\underline{h}'$ , ואילו המקדמים המוצבים במסנן  $\underline{h}$  נמצאו על ידי חישוב המטריצה  $W$  המתאימה, ומתוך הבטוי הבא:

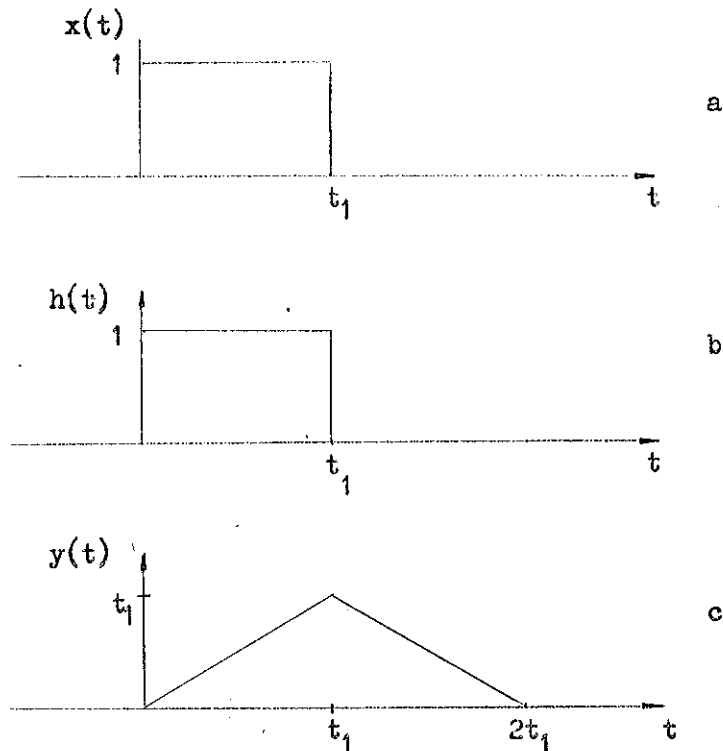
$$\underline{h} = [W(\varepsilon)]^{-1} \underline{h}' \quad (4.21)$$

טבלאות 4.3 ו-4.4 מציגות את המקדמים של המסנן המתואם. בעמודה  $\varepsilon = 0$  מוצגים המקדמים האפקטיביים, ואילו בעמודה  $\varepsilon = 5 \times 10^{-3}$  מוצגים המקדמים המחווקנים. מתוך (4.19) ו-(4.20) שני התדרים אליהם יהיו המסננים מתואמים הם  $f_{M_1} = 235.3 \text{ Hz}$  ו-  $f_{M_2} = 470.6 \text{ Hz}$ . היציאה המתקבלת מהמסננים האלה, אם הוזנו באות קוסינוסי היא גם כן אות קוסינוסי, מכיון שקונבולוציה בין שני קוסינוסים נותנת פונקציה קוסינוס. תגובות התדירות המתקבלות עבור שני המסננים  $h_1$  ו-  $h_2$  מסומנות ב-1 וב-2 בהתאמה ומוצגות בצירור 4.17.

ניתן לראות ב-  $h_1(t)$  הכפלה בין אות קוסינוס באורך אינסופי בתדר  $f_{M_1}$  ובין פונקציה חלון מלבנית. הכפלה זו מהווה קונבולוציה בתדר בין שתי ההתמרות המתאימות ז"א קונבולוציה בין פונקציה הלם בתדר  $f_{M_1}$  ובין פונקציה  $\text{sinc}$ . לכן תגובת התדירות המתקבלת היא פונקציה  $\text{sinc}$  סביב התדר  $f_{M_1}$ . משקולים דומים מתקבלת עבור  $h_2(t)$  פונקציה  $\text{sinc}$  סביב תדר  $f_{M_2}$ . שקול נוסף הקובע את תגובת התדירות הוא תדר הדגימה. דגימת התגובות להלם  $h_1$  ו-  $h_2$  גורמת למחזוריות בתגובת החדר. מכיון שפונקציה  $\text{sinc}$  היא בעלת משך אינסופי הרי ה"זנבות" של פונקציות אלו אשר התדר המרכזי שלהן הוא בתדרים הסמוכים מסתכמים לתגובת התדירות בתחום התדרים המעניין אותנו.

### 4.5.3 מסנן מתואם לאות מלבני

המסנן המתואם נבדק גם עבור המקרה בו האות המשודר הוא פולס מלבני באורך  $t_1$ . בצירור 4.14 מתוארים האות הנכנס  $x(t)$  למערכת, התגובה להלם של המסנן  $h(t)$  של המסנן המתואם ותוצאת הקונבולוציה בין השניים  $y(t)$ . הקונבולוציה בין  $x(t)$  ל-  $h(t)$  שהיא קונבולוציה בין שני אותות בעלי צורת מלבן, נותנת יציאה בצורת משולש בעלת משך זמן  $2t_1$ . הרגע  $t_1$  הוא הרגע בו היחס בין אות לרעש הוא אופטימלי.



ציור 4.14: (a) אות הכניסה. (b) התגובה להלם של המסנן המתואם. (c) היציאה מהמסנן שהיא הקונבולוציה בין הכניסה לתגובה להלם.

Fig. 4.14: (a) The input signal. (b) the impulse response of the matched filter. (c) The output of the filter which is the convolution between the input and the impulse response.

מסנן מתואם מסוג זה נבדק במערכת שנבנתה. תדר הדגימה נבחר כ-4KHz. קבוצת המקדמים של המסנן נקבעה מתוך דגימת התגובה להלם הרצויה במרחקים שווים. כלומר, כל המקדמים נקבעו כבעלי ערך זהה - 1. המערכת הוזנה באות מלבני מחזורי

$$f = \frac{4000}{2 \times 17} = 117.6 \text{ Hz} \quad \text{בתדר:}$$

אות הכניסה הוזן בלוי רעש. בציור 4.15 מוצגת הכניסה למסנן והיציאה במקרה שבו רמת הרעש היא נמוכה. בציור 4.16 מוזן האות בלוי רעש רב יותר - יחס אות לרעש בכניסה הוא כ-3 db.

טבלה 4.3: מקדמי השקלול המקוריים והמתוקנים (עבור  $\epsilon = 5 \times 10^{-3}$ ) של מסנן מתואם בעל תגובה לדגם יחידה בצורת פונקציה קוסינוס באורך של מחזור אחד.

Table 4.3: The original and predistorted (for  $\epsilon = 5 \times 10^{-3}$ ) weighting coefficients for a matched filter which has a unit sample response in the form of a cosine function one period long.

17 COEFFICIENTS FOR ONE PERIOD COSINE MATCHED FILTER  
 COEFFICIENTS FOR SUBSTITUTION  
 E=CHARGE TRANSFER INEFFICIENCY PARAMETER

N	H(N) FOR E=0	H(N) FOR E=5.E-3
0	1.0000000	1.0835037
1	0.9324723	0.8999097
2	0.7390091	0.7686170
3	0.4457394	0.3947640
4	0.0922694	-0.0384785
5	-0.2736612	-0.4719047
6	-0.6026333	-0.8360437
7	-0.8502164	-1.0718184
8	-0.9829729	-1.1398153
9	-0.9829735	-1.0268478
10	-0.8502181	-0.7484255
11	-0.6026358	-0.3466845
12	-0.2736642	0.1159776
13	0.0922662	0.5665613
14	0.4457366	0.9329991
15	0.7390078	1.1556292
16	0.9324718	1.1969166



טבלה 4.4: מקדמי השקלול המקוריים והמתוקנים ( $\epsilon = 5 \times 10^{-3}$ ) של מסנן מחואם בעל

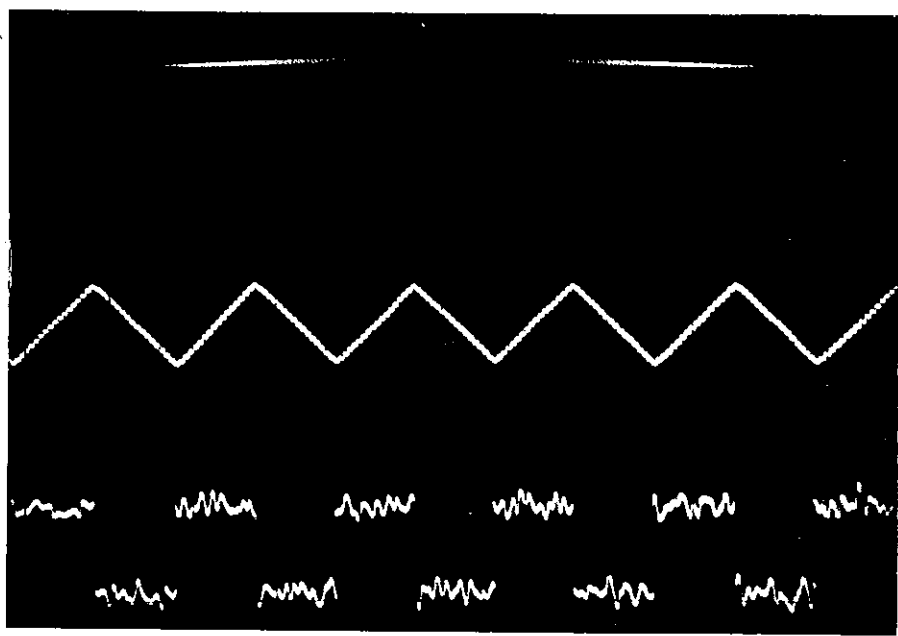
תגובה לדגם יחידה בצורת פונקציית קוסינוס באורך שני מחזורים.

**Table 4.4:** The original and predistorted ( $\epsilon = 5 \times 10^{-3}$ ) weighting coefficients for a matched filter which has a unit sample response in the form of a cosine function two periods long.

17 COEFFICIENTS FOR TWO PERIODS COSINE MATCHED FILTER  
 COEFFICIENTS FOR SUBSTITUTION  
 E=CHARGE TRANSFER INEFFICIENCY PARAMETER

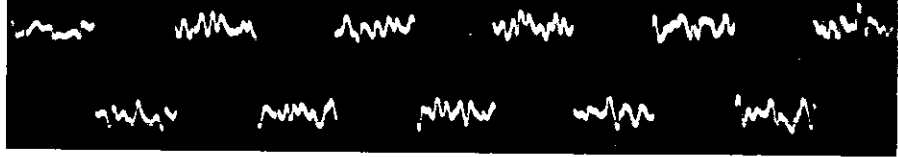
N	H(N) FOR E=0	H(N) FOR E=5.E-3
0	1.0000000	1.0835037
1	0.7390091	0.6364470
2	0.0922694	-0.0149903
3	-0.6026333	-0.8540649
4	-0.9829729	-1.1994286
5	-0.8502181	-0.8248225
6	-0.2736642	0.0773437
7	0.4457366	0.9792811
8	0.9324718	1.3256311
9	0.9324730	0.8739443
10	0.4457397	-0.1395884
11	-0.2736609	-1.1204157
12	-0.8502157	-1.4628973
13	-0.9829738	-0.9226265
14	-0.6026368	0.2141294
15	0.0922650	1.2787457
16	0.7390070	1.6119432

2V/cm  
5 msec/cm



b

0.5V/cm  
5 msec/cm

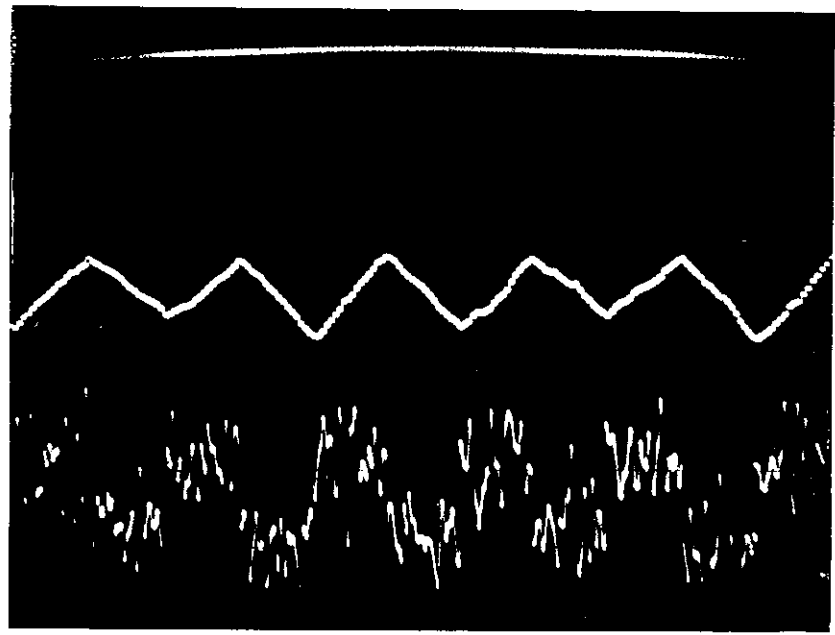


a

ציור 4.15: (a) הכניסה למסנן המתואם בצורת אות רבועי בלווי רעש נמוך ( $S/N = 20\text{dB}$ ). (b) היציאה מהמסנן. השפעת הרעש הנכנס אינה נכרת ביציאה.

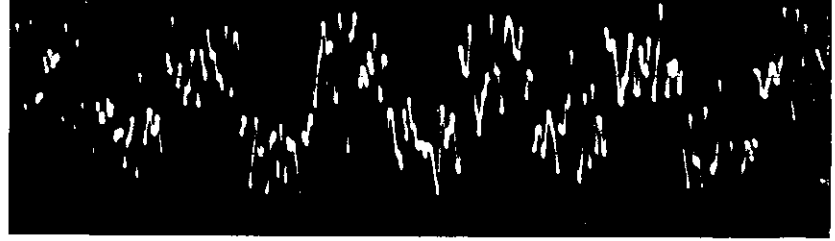
Fig. 4.15: (a) The square wave input to the matched filter with low level noise ( $S/N = 20\text{dB}$ ). (b) The output of the filter. The noise is not observed at the output.

2V/cm  
5 msec/cm



b

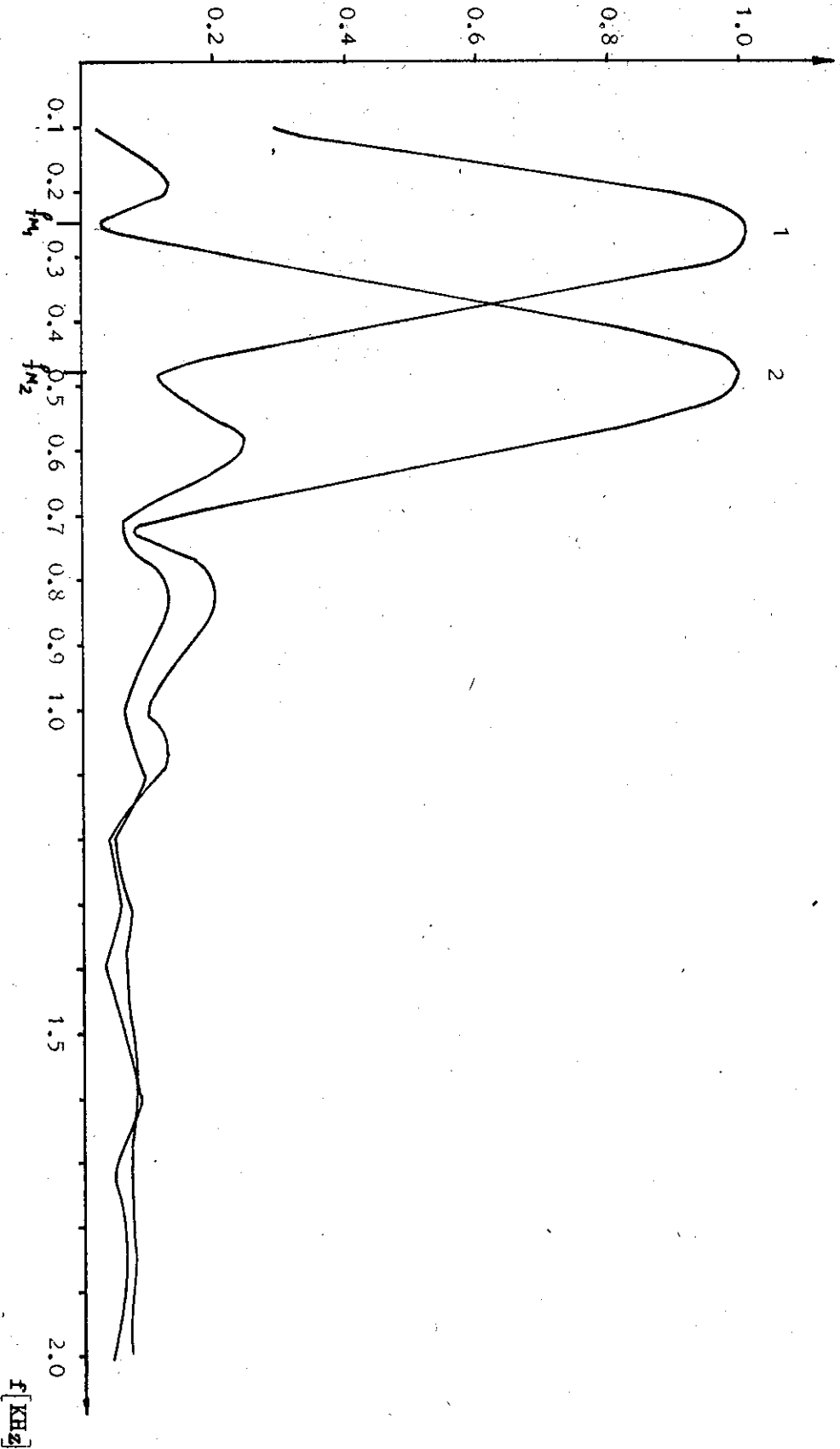
0.5V/cm  
5 msec/cm



a

ציור 4.16: (a) אות הכניסה למסנן המתואם בלווי רעש ניכר ( $S/N = 3\text{dB}$ ). (b) היציאה מהמסנן. ניכר שיפור ביכולת החלטה במצבים הקיצוניים ביציאה.

Fig. 4.16: (a) The input to the matched filter with high level noise ( $S/N = 3\text{dB}$ ). (b) The output of the filter. An improvement in the ability of decision at the extreme values is observed.



צירוף 4.14: תגובה התדירות של שני מפננים מחוברים. הראשון בעל תגובה להלם בצורת קוסינוס באורך של מחזור אחד והשני בעל תגובה להלם בצורת קוסינוס באורך של שני מחזורים.

Fig. 4.14: Frequency response of two matched filters. The first has an impulse response of cosine function one period long and the second has an impulse response two periods long.

פרק 5 מסקנות והצעות

שימוש בטכניקות ספרתיות ואנלוגיות במעורב, מאפשר ניצול היתרונות המצויים בכל אחד מהתחומים האלה, ולכן צפוי שלמימוש כזה יהיו מספר יתרונות, לעומת המימושים הנעשים על טהרת ההתקנים הספרתיים.

השימוש בהתקני מעבר מטען מאפשר השהיה של האותות האנלוגיים. השהיה זו נחוצה בביצוע פעולות שונות בעבוד של אותות. כדי לבצע השהיה זו באמצעות התקנים ספרתיים, יש צורך בשלב ביניים, שבו מומר האות האנלוגי לאות ספרתי, באמצעות ממיר  $A/D$ . השימוש בהתקני מעבר מטען מאפשר לפסוח על שלב זה, ולכן הוא יהיה יותר חסכוני. קצב הדגימה, ולכן גם רוחב הסרט של מסננים ספרתיים, המורכבים מאלמנטים ספרתיים בלבד, מוגבל בעיקר על ידי מהירות הפעולה של המכפל והממיר  $A/D$ . במימוש מעורב, המבוסס על התקני מעבר מטען אין צורך כאמור, בממיר  $A/D$ . פעולת הכפל ניתנת לבצוע במהירות רבה יותר באמצעות אחת מהשיטות המוצגות בציורים 2.5 ו-2.7, או באמצעות ממיר  $Multiplying D/A$ , כפי שנעשה בעבודה זו. רוחב הסרט של המסנן יוגבל, במקרה זה, על ידי בצועי התקן מעבר המטען, ובהתקני צמוד מטען הוא יהיה מסדר גודל של כמה מהרץ.

טכניקות ספרתיות טובות יותר כאשר יש צורך ליצג ולאגור את המקדמים של המסננים. בשיטות ספרתיות ניתן ביתר קלות מאשר בשיטות אנלוגיות לאגור את המקדמים ולשנות אותם לפי הצורך, תוך כדי פעולת המסנן. הדיוק של המקדמים המיוצגים באופן ספרתי הוא טוב יותר. מסיבות אלו, צרוף של השהיה באמצעות התקני מעבר מטען, ויצוג מקדמים באופן ספרתי הוא חסכוני ונוח יותר.

ניתן לממש מסננים טרנסברסליים בעלי מקדמים קבועים, באמצעות התקני מעבר מטען, כאשר השקלול של המקדמים נעשה בתוך המעגל המשולב. לצורת מימוש זו יתרון בגודל, במחיר ובפשטות לעומת המימוש באמצעות התקנים ספרתיים.

מסננים טרנסברסליים בעלי מקדמים מתוכנתים ניתנים אף הם למימוש באמצעות התקני מעבר מטען. במסננים אלה המבנה מורכב הרבה יותר, מאשר במסננים בעלי מקדמים קבועים. לכן לא תמיד קימת עדיפות ברורה של המימוש באמצעות התקני מעבר מטען על המימוש באמצעות התקנים ספרתיים.

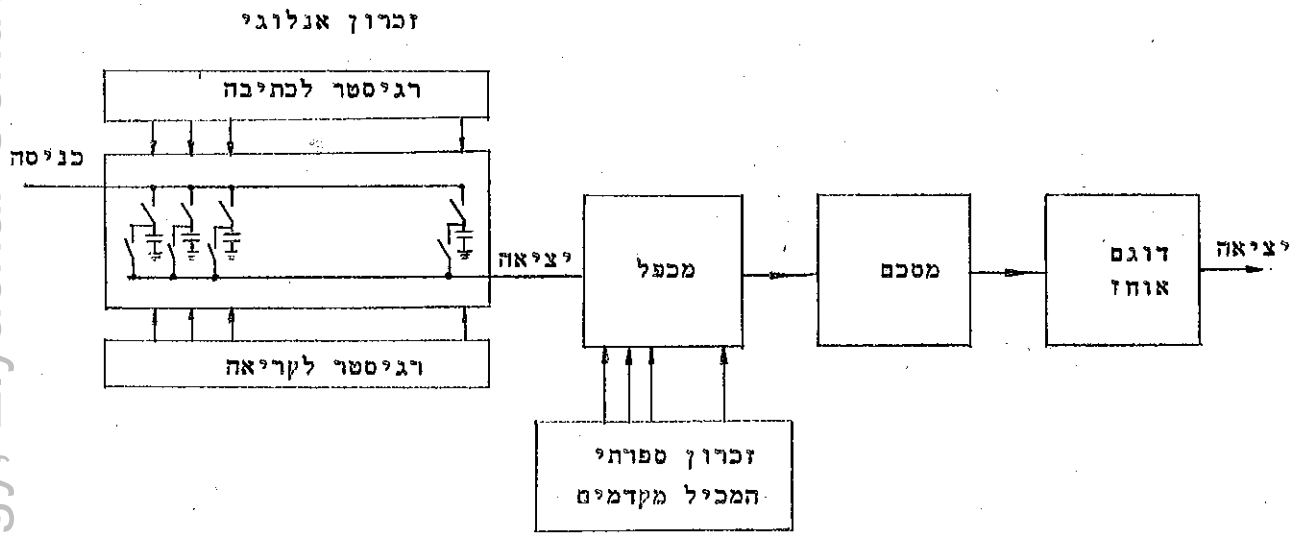
המבנה המוצע בעבודה זו מאפשר לקבל מסנן טרנסברסלי בעל מקדמים מתוכננים תוך שימוש בהתקני מעבר מטען. תדר הדגימה המכסימלי של המסנן מוגבל על ידי בצויע התקן מעבר המטען. תדר זה התקבל באופן נסיוני כתדר שבו פרמטר אי נצילות מעבר המטען הוא בערך  $5 \times 10^{-3}$ . האות העובר את חוג הרצירקולציה מספר מכסימלי של פעמים (כאן 17 פעמים) מונחת לפי ציור 4.6 עבור תדר דגימה של 5 KHz ב- 16.5 db. בתדרים גבוהים יותר הפרמטר  $\epsilon$  גדול עוד יותר. התוצאה: הניחות הנגרם לאות תוך כדי המעבר בהתקן גדול ביותר, והקיצוץ של מקדמי המסנן אינו עוד אפקטיבי. כקריטריון למידת העיוות שניתן להרשות, יכול לשמש הבטוי  $(1-\epsilon)^L$ . בטוי זה מיצג את האמפליטודה של דגם יחידה בצאתו מהתקן בעל L תאי השתיה. עבור חוג רצירקולציה בעל L תאים, מספר התאים המירבי שהאות יעבור יהיה  $L(L+1)$ . אם נקח את ה-  $\epsilon$  המתאים לתדר המירבי שהתקבל באופן נסיוני, נקבל את הגודל הבא:  $0.3 \approx 16 \cdot 17^{16 \cdot 17} (1 - 0.005)$ . ההתקן הדרוש צריך להיות בעל  $\epsilon$  נמוך, אך גם בעל מספר תאים L שאינו גדול מדי. הסיבה לכך היא שבחוג רצירקולציה, מספר התאים שעובר האות מופיע בריבוע.

בספרות מדווח על התקני צימוד מטען, בהם  $\epsilon$  בתדר פזות של 1 MHz שוה בערך ל-  $10^{-3}$ , ובתדר פזות של 10 MHz שוה ל-  $10^{-2}$  [3]. אילו נעשה שימוש בהתקן זה במבנה המוצע, כלומר התקן בעל 16 תאים, בו תדר הפזות גדול פי 17 מתדר הדגימה, תדר הדגימה המכסימלי היה בערך כ- 300 KHz.

פתרון נוסף, האפשרי למסנן טרנסברסלי בעל מקדמים מתוכננים, מתאפשר הודות להתקנים חדשים שלא היו קיימים עם תחילת עבודה זו. בהתקנים אלה דגימות האות האנלוגי אינן מועברות מתא לתא, אלא נאגרות בשורה של קבלים. במבנה זה נמנעת תופעת אי שלמות מעבר המטען. התקנים אלה תוארו בסעיף 2.4.

בציור 5.1 מתואר מסנן טרנסברסלי מוצע, המשתמש בהתקן כדוגמת זה המתואר בציור

2.11. גם במבנה זה קיים מכפל אחד וההכפלה בין האות האנלוגי ובין מקדמים ספרתיים נעשית מקדם לאחר מקדם. תוצאות ההכפלות של מחזור אחד מסוכמות על ידי מסכם, ומועברות למעגל דגימה ואחיה.



**ציור 5.1:** מבנה מוצע למסנן טרנסברסלי בעל מקדמים מתוכנתים.  
**Fig. 5.1:** Block diagram for suggested transversal filter with programmable coefficients.

במבנה זה אין צורך בביצוע רצירקולציה של האותות האנלוגיים. במקום זאת ההתקן מצוייד ברגיסטר ספרתי הקובע באיזה מקדם יוכפל כל אחד מהתאים המכילים את הדגימות, תוך כדי בצוע של פעולת הקונבולוציה. גם במבנה זה צפוי עיוות של האות האנלוגי עקב דעיכה של האות בתוך ההתקן. גם כאן ניתן להתגבר על תופעה זו באופן חלקי, על ידי תיקון מתאים במקדמי המסנן.

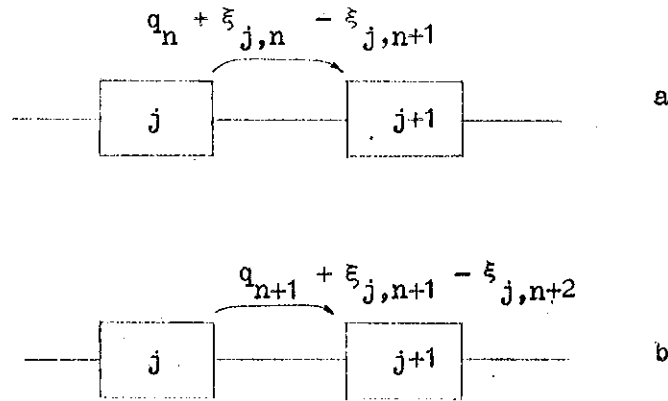
נספח א

חישוב רעש בהתקני מעבר מטען

בטעיף 1.5 הדין ברעש בהתקני מעבר מטען הוגדרו המושגים הבאים:

$\xi_{j,n}$  - משתנה אקראי המיצג את הפלוקטואציה בקבוצת המטענים ה-n-ית, בעזרה מהדרגה ה-j לדרגה ה-j+1.

$\eta(nT)$  - מספר מטעני הרעש המצטרפים לקבוצת המטענים ה-n-ית שעברה דרך L דרגות השחיה.



ציור A.1: (א) תאור הפלוקטואציות בקבוצת המטענים ה-n-ית בעזרה מדרגה j לדרגה j+1. (ב) הפלוקטואציות בקבוצת המטענים ה-n+1-ית הבאה לאחר קבוצת המטענים ה-n-ית.

Fig. A.1: (a) The description of the fluctuations in the n group of charges when it is transferred from the j stage to the j+1. (b) The fluctuations in the n+1 group that follows the n group.

הפלוקטואציות בקבוצת המטענים ה-n-ית וה-n+1 מתוארות בציור A.1. סה"כ מטעני הרעש לאחר L דרגות מתואר על ידי

$$\eta(nT) = \sum_{j=1}^L (\xi_{j,n} - \xi_{j,n+1}) \quad (A.1)$$

$Q_\eta$  האוטוקורלציה של  $\eta$  מתוארת על ידי

$$Q_\eta(mT) = \overline{\eta(nT) \eta[(n+m)T]} = \quad (A.2)$$

$$= \sum_{j=1}^L (\xi_{j,n} - \xi_{j,n+1}) \sum_{i=1}^L (\xi_{i,n+m} - \xi_{i,n+1+m})$$

המשתנים  $\xi_{j,n}$  הם בלתי תלויים סטטיסטית ובעלי ממוצע אפס.

$$Q_\eta(mT) = \sum_{j=1}^L \xi_{j,n} \sum_{i=1}^L \xi_{i,n+m} + \sum_{j=1}^L \xi_{j,n+1} \sum_{i=1}^L \xi_{i,n+1+m}$$

$$- \sum_{j=1}^L \xi_{j,n+1} \sum_{i=1}^L \xi_{i,n+m} - \sum_{j=1}^L \xi_{j,n} \sum_{i=1}^L \xi_{i,n+1+m} =$$

$$= L \overline{\xi^2} (\delta_{m,0} - \delta_{m,0} - \delta_{m,1} - \delta_{m,-1})$$

$$Q_\eta(mT) = L \overline{\xi^2} (2\delta_{m,0} - \delta_{m,1} - \delta_{m,-1}) \quad (A.3)$$

הצפיפות הספקטרלית  $S_\eta$  על סמך [22]

$$S_\eta = T \sum_{m=-\infty}^{\infty} Q_\eta(mT) z^{-m} \quad T = \frac{1}{f_c} \quad (A.4)$$

$$S_\eta = \frac{L \overline{\xi^2}}{f_c} (-z^{-1} + 2 - z^+1) \quad (A.5)$$

על ידי הצבת  $z = e^{j \frac{2\pi f}{f_c}}$  נקבל:

$$S_\eta(f) = \frac{2L \overline{\xi^2}}{f_c} \left( 1 - \cos \frac{2\pi f}{f_c} \right) \quad (A.6)$$



נספח ב'

חישוב אברי המטריצה W בתחום התדר

בתאור בתחום התדר של חוג הרצירקולציה התקבל הבטוי (3.17) לתמסורת  $T(z)$

$$(H_L(z) = H_L) \quad \text{של חוג הרצירקולציה}$$

$$T(z) = \frac{H_L}{1 - (1-S_z)H_L} \quad (B.1)$$

ניתן לפתח את (B.1) לטור באופן הבא:

$$\begin{aligned} T(z) &= H_L \left[ 1 + (1-S_z)H_L + (1-S_z)H_L (1-S_z)H_L + \dots \right] = \\ &= \sum_{i=1}^{\infty} H_L^i - S_z \{H_L\} \sum_{i=1}^{\infty} H_L^i - S_z \{H_L [H_L - S_z H_L]\} \sum_{i=1}^{\infty} H_L^i + \dots \end{aligned}$$

המשך הפתוח יעשה תוך שימוש בשני האיברים הראשונים של הפתח. נקבל לכן:

$$T(z) \approx \sum_{i=1}^{\infty} H_L^i - S_z \{H_L\} \sum_{i=1}^{\infty} H_L^i \quad (B.2)$$

נפתח לטור את הסכום על  $H_L^i$  כאשר  $H_L$  מסמן פונקציה תמסורת של  $L$  תאי השהיה.

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{\infty} H_L^i &= \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(1-\varepsilon)^{Li}}{(1-\varepsilon z^{-1})^{Li}} z^{-Li} = \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} (1-\varepsilon)^{Li} \binom{k+Li-1}{k} \varepsilon^k z^{-(k+Li)} = \\ &= (1-\varepsilon)^L z^{-L} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} (1-\varepsilon)^{Li} \binom{k+L(i+1)-1}{k} \varepsilon^k z^{-(k+Li)} \end{aligned} \quad (B.3)$$

$$(1-\varepsilon)^{Li} = E(i) \quad \text{נסמן:}$$

$$\binom{k+L(i+1)-1}{k} \varepsilon^k = C(i,k) \quad (B.4)$$

ולאחר הצבת (B.4) לתוך (B.3) נקבל:

$$\sum_{i=1}^{\infty} H_L^i = (1-\varepsilon)^L z^{-L} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} E(i)C(i,k) z^{-(k+Li)} \quad (B.5)$$

נפתח גם את הבטוי  $S_z\{H_L\}$  שבבטוי (B.2). משמעות פעולתו של האופרטור  $S_z$  הפועל על  $H_L$  היא בחירה של אותן החזקות בפתוח לטור של  $H_L$  המהוות כפולה שלמה של  $L+1$ . כדי לקבל את החזקות האלה נציב  $k = p(L+1)+1$  כאשר  $p = 0, 1, 2, \dots$ .

$$S_z\{H_L\} = (1-\varepsilon)^L \sum_{k=0}^{\infty} \binom{k+L-1}{k} \varepsilon^k z^{-(k+L)} \Big|_{k=p(L+1)+1} =$$

נשתמש גם ברשום כפי שהוגדר ב-(B.4) ונקבל:

$$= E(1) \sum_{p=0}^{\infty} C(0, p(L+1)+1) z^{-(L+1)(p+1)} \quad (B.6)$$

נציב את (B.3) ואת (B.6) לתוך (B.2):

$$T(z) = (1-\varepsilon)^L z^{-L} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} E(i) C(i, k) z^{-(k+Li)} \left[ 1 - E(1) \sum_{p=0}^{\infty} C(0, p(L+1)+1) z^{-(L+1)(p+1)} \right] \quad (B.7)$$

על פי (3.19):

$$G(z_1) = S_{z_1} \{ T(z) z^{-1} H(z) \} \quad (B.8)$$

כאשר  $G(z_1)$  היא פונקציית התמטורת של המסנן כולו ו- $H(z)$  היא התמרת סדרת המקדמים.

$$H(z) = \sum_{m=0}^L h_m z^{-m} \quad (B.9)$$

נציב את (B.7) ו-(B.9) לתוך (B.8):

$$G(z_1) = S_{z_1} \left\{ (1-\varepsilon)^L z^{-(L+1)} \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=0}^L E(i) C(i, k) h_m z^{-(k+Li+m)} \cdot \left[ 1 - E(1) \sum_{p=0}^{\infty} C(0, p(L+1)+1) z^{-(L+1)(p+1)} \right] \right\} \quad (B.10)$$

הצבת הסכומים ג-(B.12) עבור המקרה שבו  $m + k + Li$  היא כפולה שלמה של  $L+1$  תיתן:

$$G(z_1) = z_1^{-1} (1-\varepsilon)^L \sum_{m=0}^L \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} h_m E(i) C(i, k) z_1^{-\frac{k-Li-m}{L+1}}$$

$$\left[ 1 - E(1) \sum_{p=0}^{\infty} C(o, p(L+1)+1) z_1^{-(p+1)} \right] \quad (B.13)$$

ניתן לבצע את שנוי המשתנים כך ש- $n(L+1) = k + Li + m$  ונציב  $k = n(L+1) - Li - m$

$$G(z_1) = z_1^{-1} (1-\varepsilon)^L \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} h_m E(i) C(i, n(L+1) - Li - m) z_1^{-n}$$

$$\left[ 1 - E(1) \sum_{p=0}^{\infty} C(o, p(L+1)+1) z_1^{-(p+1)} \right] \quad (B.14)$$

הגבול העליון של האינדקס  $m$  הוא: עבור  $n = 0$   $m = 0$   
 עבור  $n \neq 0$   $m = L$

הגבול העליון של האינדקס  $i$  הוא:  $\left[ \frac{n(L+1) - m}{L} \right]$  כאשר הסוגריים המרובעים מסמנות את החלק השלם הקטן יותר.

ניתן לרשום את (B.14) כאקוילנטי להתמרת סדרה  $h_n'$ , המצינח את המקדמים האפקטיביים של פונקציית התמסורת  $G(z_1)$

$$G(z_1) = z^{-1} \sum_{n=0}^{\infty} h_n' z_1^{-n}$$

לשם חישוב המטריצה  $W$ , כפי שהוגדרה בפרק 3, המקשרת בין המקדמים  $h_m$  ובין המקדמים האפקטיביים, יש צורך לתרגם את הבטוי (B.14) לרשום המקובל של אברי מטריצה. אברי המטריצה יסומנו ב- $W_{k1}$  כאשר  $k$  הוא אינדקס שורה ו- $1$  הוא אינדקס עמודה. נזניח איברים בהם מופיעות חזקות של  $\varepsilon$  הגדולות מ- $L$ , מכיוון שתרומת איברים אלה תהיה קטנה. הנחה זו פרושה החחשבות באיברים בהם  $p=0$  ו- $i$  בעל ערך מכסימלי בלבד בבטוי (B.14). במטריצה  $W$  כפי שהוגדרה בפרק 3 נרשמו בשורה ה- $k$  אברי התגובה לדגם יחידה במחזור ה- $k$ .

פעולת האופרטור  $S_{z_1}$  מוגדרת על ידי (3.15). על ידי הצבה הנטווי ב(3.15) נקבל:

$$G(z_1) = z_1^{-1} \frac{(1-\varepsilon)^L}{L+1} \sum_{l=0}^L \sum_{m=0}^L h_m \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} E(i) C(i, k) e^{j \frac{2\pi}{L+1} l(k+Li+m) - \frac{1}{L+1}(k+Li+m)}$$

$$\cdot \left[ 1 - E(1) \sum_{p=0}^{\infty} C(0, p(L-1)-1) e^{j \frac{2\pi}{L+1} 1(L+1)(p+1) - \frac{(L+1)(p+1)}{L+1}} \right] \quad (B.11)$$

$$G(z_1) = z^{-1} \frac{(1-\varepsilon)^L}{L+1} \sum_{m=0}^L \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} h_m E(i) C(i, k) z_1^{-\frac{(k+Li+m)}{L+1}} \quad (B.12)$$

$$\cdot \left[ \sum_{l=0}^L e^{j \frac{2\pi}{L+1} l(k+Li+m)} - E(1) \sum_{p=0}^{\infty} (C(0, p(L+1)+1) z_1^{-(p+1)} \sum_{l=0}^L e^{j \frac{2\pi}{L+1} [(L+1)p+1]+m+k+Li}] \right]$$

בתוך הסוגריים המרובעים מחקבלים שני סיכומים של טורים גיאומטריים.

$$\sum_{l=0}^L e^{j \frac{2\pi}{L+1} l(k+Li+m)} = \frac{1 - e^{j \frac{2\pi}{L+1} (L+1)(k+Li+m)}}{1 - e^{j \frac{2\pi}{L+1} (k+Li+m)}} = \begin{matrix} L+1 & k+Li+m=(L+1)n & \text{אם} \\ & n = 0, 1, 2, \dots & \\ 0 & & \text{אחרת} \end{matrix}$$

$$\sum_{l=0}^L e^{j \frac{2\pi}{L+1} (L+1)(p+1)+m+k+Li} = \frac{1 - e^{j 2\pi (m+k+Li)}}{1 - e^{j \frac{2\pi}{L+1} (m+k+Li)}} = \begin{matrix} L+1 & m+k+Li=(L+1)n' & \text{אם} \\ & n' = 0, 1, 2, \dots & \\ 0 & & \text{אחרת} \end{matrix}$$

האינדקס  $n$  בסכום (B.14) מציין אף הוא את מספר המחזור בתגובה של המסנן. הקשר ביניהם הוא  $n+1 = k$ . בכל שורה במטריצה נרשמים אברי התגובה במחזור מסויים  $k$ . בבטוי (B.14) ממלא תפקיד זה האינדקס  $m$ . הקשר בין  $m$  ל-1 הוא  $m+1 = 1$ . נבחין בשני מקרים לגבי האינדקס  $l$ .

א.  $k < 1$  ( $n < m$ ) כלומר, נבדקים האיברים הנמצאים מעל האלכסון, ולכן  $i = n - 1$ .

ב.  $k \geq 1$  ( $n \geq m$ ) כלומר, נבדקים האיברים שמתחת לאלכסון או בתוכו, ואז  $i = n$ .

מקרה א.

נציב ב-(B.14)  $p = 0$   $i = n-1$

$$G(z_1) = z_1^{-1} (1-\varepsilon)^L \sum_{n=0}^L \sum_{m=n+1}^L h_m E(n-1) C(n-1, L+n-m) z_1^{-n} \left[ 1 - E(1) C(0,1) z_1^{-1} \right]$$

נציב את (B.4)

$$G(z_1) = z_1^{-1} \sum_{n=0}^L \sum_{m=n-1}^L h_m (1-\varepsilon)^{nL} \binom{L(n-1)-n-m-1}{L-n-m} \varepsilon^{L-n-m} z^{-n} \left[ 1 - L(1-\varepsilon)^L \varepsilon z^{-1} \right]$$

על ידי הצבת  $m+1 = 1$ ,  $n+1 = k$  מתקבלים הבטויים 3.20b,c

מקרה ב.

נציב ב-(B.14) את:  $p = 0$   $i = n$

$$G(z_1) = z_1^{-1} (1-\varepsilon)^L \sum_{n=0}^L \sum_{m=0}^n h_m E(n) C(n, n-m) z_1^{-n} \left[ 1 - E(1) C(0,1) z_1^{-1} \right] =$$

$$= z_1^{-1} \sum_{n=0}^L (1-\varepsilon)^{nL} h_m \binom{n-m-L(n+1)-1}{n-m} \varepsilon^{n-m} \left[ 1 - L(1-\varepsilon)^L \varepsilon z^{-1} \right]$$

על ידי הצבת  $n+1 = k$  ו-  $m+1 = 1$ , מתקבלים הבטויים 3.20 a,b

נספח ג'

תוכניות מחשב לחישוב המטריצה W

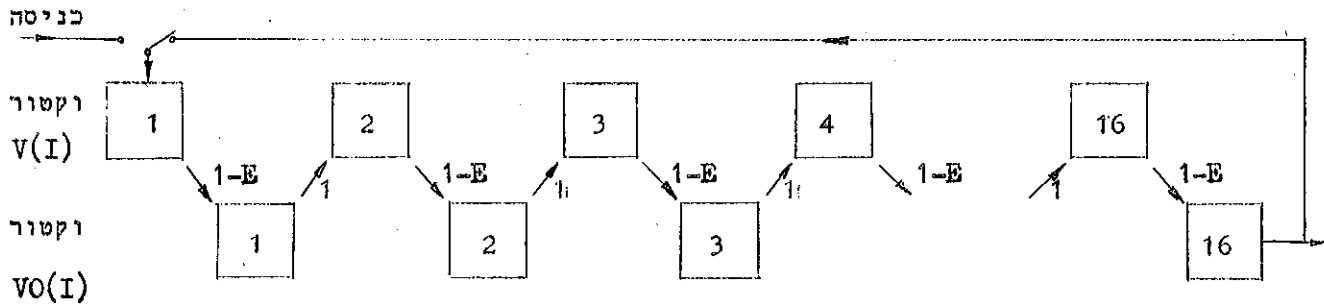
תוכנית WMATS

תוכנית זו מיועדת לחישוב המטריצה W בדרך של סימולציה. הפרמטרים של

התוכנית:

E	פרמטר אי נצילות מעבר המטען
NC	ממדי המטריצה W (מספר השורות והעמודות)
W	המטריצה שבה מתקבלות התוצאות
VO(I), V(I)	וקטורי עזר.

התוכנית מבוססת על חישוב התגובה לדגם יחידה של חוג הרצירקולציה. הרגיסטר האנלוגי המרכיב את חוג הרצירקולציה מתואר באמצעות שני הוקטורים V(I) ו-VO(I) כפי שהם מתוארים בציור C.1.

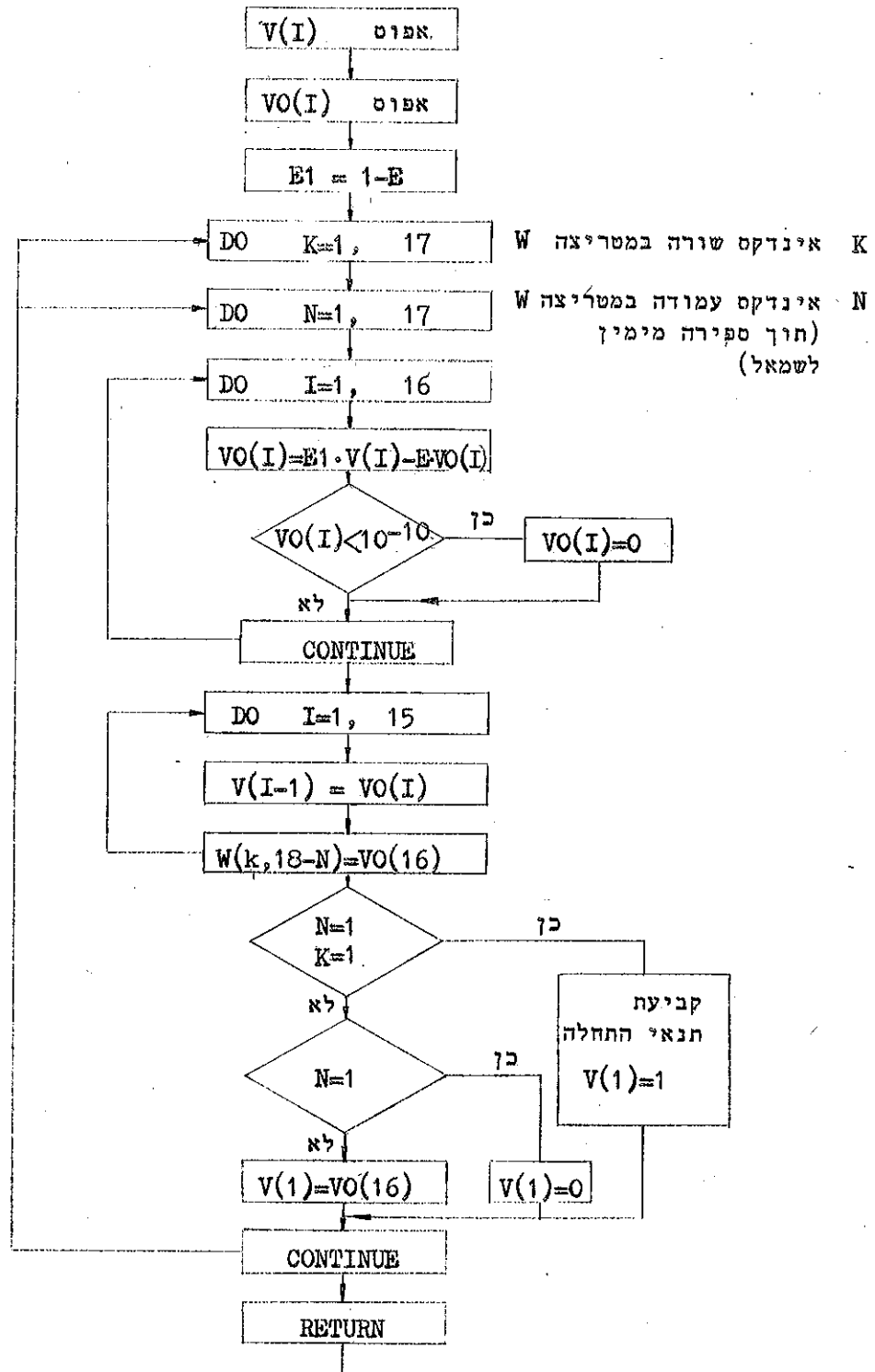


ציור C.1 : דיאגרמת התאים של הרגיסטר האנלוגי כפי שמתוארת בתוכנית.

Fig. C.1: Stage diagram of the analogue register as it is described in the program.

ההעברה מ- V(I) ל- VO(I) נעשית לפי הקשר ש- 1-E מהמטעין עובר, ואילו החלק ה- E נשאר. ההעברה מ- VO(I) ל- V(I) היא ללא הפסדים. בתחילת התוכנית V(I) נטען בדגם יחידה ומקבל את הערך אחד. מידע זה מתקדם לאורך הרגיסטר. יציאות הרגיסטר שהן התגובה לדגם יחידה של החוג יוצרות את אברי המטריצה W. התא האחרון ברגיסטר VO(16) מעביר את חוכנו ישירות לכניסה. בכל מחזור פעולה נדגמת הכניסה לחוג מחדש, ואז מנוחק הקשר בין VO(16) לכניסה, ותוכן התא האחרון עוזב את החוג. מסיבה זו התאור המתקבל הוא מדויק יותר.

(NC = 17) WMATS דיאגרמת זרימה של שורה



תוכנית WMATF

תוכנית זו מיועדת לחישוב המטריצה  $W$  תוך שימוש בנוסחאות (3.20).

הפרמטרים של התוכנית:

$E$  - פרמטר אי נצילות מעבר המטען

$NC$  - ממדי המטריצה  $W$  (מספר השורות והעמודות)

$W$  - המטריצה שבה מתקבלות התוצאות.

התוכנית זקוקה לסברוטינה נוספת המחשבת את המקדמים בנוסחאות (3.20). סברוטינה

זו מכונה  $C$ . הפרמטרים שלה הם  $M, L$  והתוצאה מתקבלת ב-  $RN$ . בתום

בצוע הסברוטינה מתקבל:

$$RN = \begin{pmatrix} L \\ M \end{pmatrix}$$

בהמשך מצורפות התוכניות  $WMATF$  -  $WMATS$  ו-  $C$ . כן מצורפות

תוצאות חישוב של המטריצה  $W$  עבור 17 מקדמים ו-  $\varepsilon = 5 \times 10^{-3}$ , תוך שימוש

בתוכנית  $WMATS$ .



FURTRAN IV G LEVEL 21

WMATS

DATE = 76065

```
0001      SUBROUTINE WMATS (E,NC,W,V,VO)
0002      DIMENSION W(NC,NC),V(NC),VO(NC)
      C      SUBROUTINE WMATS COMPUTES W MATRIX BY SIMULATION.
      C      E=CHARGE TRANSFER INEFFICIENCY.
      C      NC=DIMENSION OF W.
      C      W=OUTPUT MATRIX
      C      V,VO =WORK VECTORS OF LENGTH NC
0003      I1=NC-1
0004      I2=NC-2
0005      DO 1 I=1,I1
0006      V(I)=0.
0007      VO(I)=0.
0008      E1=1.-E
0009      DO 4 K=1,NC
0010      DO 4 N=1,NC
0011      DO 2 I=1,I1
0012      VO(I)=E1*V(I)+E*VO(I) \
0013      IF(VO(I).LT.1.E-10) VO(I)=0.
0014      CONTINUE
0015      DO 3 I=1,I2
0016      V(I+1)=VO(I)
0017      W(K,NC+1-N)=VO(I1)
0018      IF(K.EQ.1.AND.N.EQ.1) GOTO 8
0019      IF(N.EQ.1) GOTO 7
0020      V(1)=VO(I1)
0021      GOTO 4
0022      V(1)=0.
0023      GOTO 4
0024      V(1)=1.
0025      CONTINUE
0026      RETURN
0027      END
```

FORTRAN IV C LEVEL 21

WMATF

DATE = 76075

```

0001      SUBROUTINE WMATF(E,NC,W)
0002      DIMENSION W(NC,NC)
C          SUBROUTINE WMATF COMPUTES THE W MATRIX BY TAILOR EXPANS
C          E=CHARGE TRANSFER INEFFICIENCY
C          NC= DIMENSION OF W
C          W=OUTPUT MATRIX
C          SUBROUTINE REQUIRED C
0003      L=NC-1
0004      RL=L
0005      DO 1 I=1,NC
0006      DO 1 J=1,NC
0007          RI=I
0008          IF(I.EQ.J) GOTO 2
0009          IF(I.EQ.1) GOTO 3
0010          IF(I.LT.J) GOTO 4
0011          LA1=I*L+I-J-1
0012          M1=I-J
0013          PM1=M1
0014          CALL C(LA1,M1,RN1)
0015          RIA=I
0016          LA2=(I-1)*L+I-J-2
0017          M2=I-J-1
0018          CALL C(LA2,M2,RN2)
0019          GOTO 5
0020      4      LA1=I*L+I-J-1
0021          M1=I-J+L
0022          RM1=M1
0023          CALL C(LA1,M1,RN1)
0024          RIA=I-1
0025          IF(I.EQ.2) GOTO 6
0026          LA2=I*L+I-J-L-2
0027          M2=I-J+L-1
0028          CALL C(LA2,M2,RN2)
0029          GOTO 5
0030      6      RN2=0.
0031      5      W(I,J)=(1.-E)**(RIA*RL)*E**RM1*(RN1-RL*RN2)
0032          GOTO 1
0033      3      W(I,J)=0.
0034          GOTO 1
0035      2      W(I,J)=(1.-E)**(RI*RL)
0036      1      CONTINUE
0037      RETURN
0038      END

```

FORTRAN IV G LEVEL 21

C

DATE = 76075

```
0001      SUBROUTINE C(L,M,RN)
          C      SUROUTINE C FOR COMPUTING COMBINATIONS
          C      L,M=INPUT DATA , L>M
          C      RN=RESULT
0002      IF(L.LT.M) GOTO 59
0003      IF(M.EQ.0) GOTO 57
0004      IF(M.EQ.L) GOTO 57
0005          LM=L-M
0006          IF(LM.GE.M) GOTO 51
0007          LI=M+1
0008          GOTO 52
0009      51  LI=LM+1
0010      52  RN=1
0011          DO 53 K=LI,L
0012          RK=K
0013      53  RN=RN*RK
0014          IF(LM.GE.M) GOTO 55
0015          DO 54 K=1,LM
0016          RK=K
0017      54  RN=RN/RK
0018          GOTO 49
0019      55  DO 56 K=1,M
0020          RK=K
0021      56  RN=RN/RK
0022          GOTO 49
0023      57  RN=1
0024          GOTO 49
0025      59  PRINT 60
0026      60  FORMAT (1X,'L<M ERROR')
0027          STOP
0028      49  RETURN
0029          END
```

W-SIMULATION MATRIX

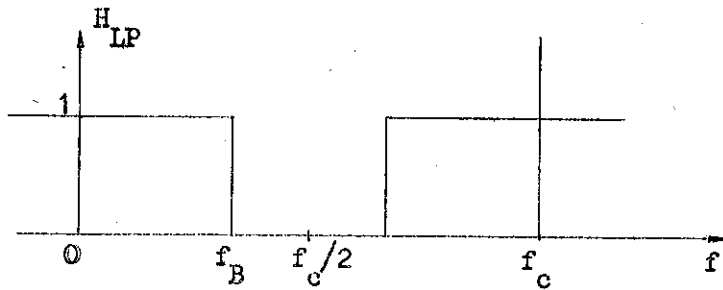
0.923E 00	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
0.631E-01	0.852E 00	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
0.770E-02	0.126E 00	0.786E 00	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
0.104E-02	0.189E-01	0.174E 00	0.726E 00	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
0.154E-03	0.257E-02	0.325E-01	0.214E 00	0.670E 00	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
0.242E-04	0.485E-03	0.587E-02	0.480E-01	0.247E 00	0.618E 00	0.0	0.0	0.0	0.0
0.393E-05	0.817E-04	0.106E-02	0.580E-02	0.645E-01	0.274E 00	0.570E 00	0.0	0.0	0.0
0.670E-06	0.141E-04	0.151E-03	0.193E-02	0.147E-01	0.815E-01	0.295E 00	0.0	0.0	0.0
0.117E-06	0.248E-05	0.347E-04	0.373E-03	0.315E-02	0.206E-01	0.586E-01	0.0	0.0	0.0
0.207E-07	0.443E-06	0.637E-05	0.716E-04	0.651E-03	0.477E-02	0.273E-01	0.0	0.0	0.0
0.371E-08	0.803E-07	0.118E-05	0.137E-04	0.132E-03	0.105E-02	0.681E-02	0.0	0.0	0.0
0.0	0.147E-07	0.219E-06	0.263E-05	0.264E-04	0.224E-03	0.159E-02	0.0	0.0	0.0
0.0	0.176E-08	0.411E-07	0.505E-06	0.526E-05	0.469E-04	0.358E-03	0.0	0.0	0.0
0.0	0.0	0.686E-08	0.970E-07	0.104E-05	0.969E-05	0.783E-04	0.0	0.0	0.0
0.0	0.0	0.0	0.179E-07	0.206E-06	0.198E-05	0.168E-04	0.0	0.0	0.0
0.0	0.0	0.0	0.201E-08	0.398E-07	0.402E-06	0.354E-05	0.0	0.0	0.0
0.0	0.0	0.0	0.0	0.646E-08	0.806E-07	0.740E-06	0.0	0.0	0.0

נספח ד'

תוכניות לחישוב מקדמים של מסננים

תוכנית לחישוב המקדמים של מסנן מעביר נמוכים - LP

התוכנית מחשבת קבוצה של 17 מקדמים למסנן מעביר נמוכים (LP) או למסנן מעביר גבוהים (HP).  
חישוב המקדמים מבוסס על הבטוי (2.3).



צירור D.1 : תגובת החדירות של מסנן מעביר נמוכים מושלם.

Fig. D.1: Frequency response of ideal LP filter.

הפרמטרים של התוכנית:

DUTY - מגדיר את תדר המעבר של המסנן

$$DUTY = \frac{2f_B}{f_c}$$

כאשר  $f_c$  הוא תדר הדגימה ו- $f_B$  מוגדר בצירור D.1.

CONTRL - פרמטר הקובע את סוג המסנן:

CONTRL = 1 מתקבלים מקדמים של מסנן מעביר נמוכים

CONTRL = -1 מתקבלים מקדמים של מסנן מעביר גבוהים.

PI - הקבוע  $\pi$

H - וקטור בו מתקבלים המקדמים של המסנן.

תוך שימוש בבטוי (2.3) מתקבל הבטוי (D.1) המשמש בתוכנית לחישוב המקדמים של מסנן מעביר נמוכים:

$$H(I) = \frac{\sin((I-9) * \pi * DUTY)}{(I-9) * \pi} \quad (D.1)$$

$$I = 1, 2, \dots, 17, I \neq 9$$

$$H(9) = DUTY$$

תוכנית לחישוב מקדמים של מסנן מעביר סרט - BP

התוכנית מחשבת קבוצה של 17 מקדמים למסנן מעביר סרט או למסנן חוסם סרט.  
 הפרמטרים של התוכנית:

DUTY1 - מגדיר את תדר המעבר הנמוך יותר

$$DUTY1 = \frac{2f_{B1}}{f_c}$$

כאשר  $f_c$  תדר הדגימה ו- $f_{B1}$  מוגדר בציור D.2.

DUTY2 - מגדיר את תדר המעבר הגבוה יותר

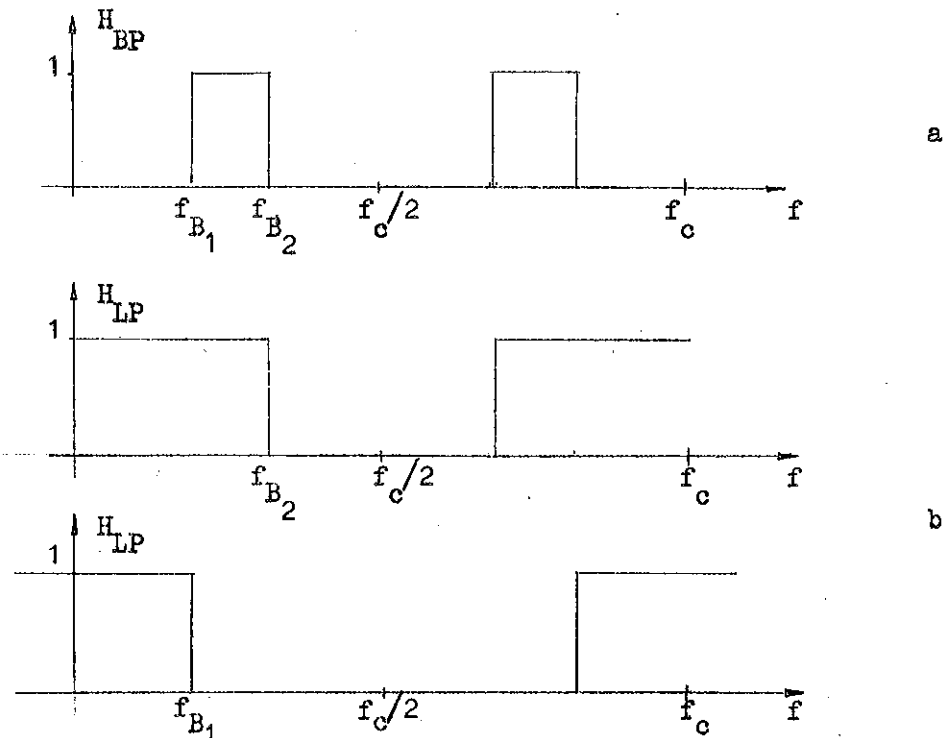
$$DUTY2 = \frac{2f_{B2}}{f_c}$$

CONTROL - קובע את סוג המסנן: CONTROL = 1 מסנן מעביר סרט

CONTROL = -1 מסנן חוסם סרט.

PI - הקבוע  $\pi$

H - וקטור בו מתקבלים מקדמי המסנן.



ציור D.2: תגובת החדירות של מסנן מעביר סרט מושלם (a) המתקבלת מהחברה של תגובות חדירות של שני מסננים מעבירי נמוכים. (b).

Fig. D.2: Frequency response of ideal BP filter (a) given by sub-structing frequency response of two LP filters (b).

תוך שימוש בבטוי (D.1) מתקבל הבטוי (D.2) המשמש בתוכנית לחישוב המקדמים.

$$H(I) = \frac{\sin((I-9) * \text{PI} * \text{DUTY2})}{(I-9)} - \frac{\sin((I-9) * \text{PI} * \text{DUTY1})}{(I-9)} \quad (\text{D.2})$$

$$I = 1, 2, \dots, 17, I \neq 9$$

$$H(9) = \text{DUTY2} - \text{DUTY1}$$

תוכנית להכפלת המקדמים בפונקציית חלון WINDOW

תוכנית זו מכפילה את המקדמים בפונקציית חלון מסוג Hanning. הפרמטרים של התוכנית:

H - וקטור מקדמים המכיל את המקדמים שיש להכפיל בפונקציית החלון.

בתום בצוע התוכנית מתקבלים בוקטור זה המקדמים המוכפלים

בפונקציית החלון.

$$\text{PI} - \text{קבוע } \pi$$

הבטוי (D.3) משמש בתוכנית להכפלת המקדמים:

$$H(I) = H(I) * \cos^2 \frac{\text{PI} * I}{16} \quad (\text{D.3})$$

$$I = -8, -7, \dots, +8$$

FORTRAN IV G LEVEL 21

LP

DATE = 76071

```

0001      SUBROUTINE LP(DUTY, CNTRL, PI, H)
           C      LP&HP FILTER ,LP CNTRL=1.,HP CNTRL=-1.
           C      DUTY=2*CUTOFF FREQUENCY.
0002      DIMENSION H(17,1)
0003      DO 11 I=1, 8
0004      A=FLOAT(I-9)
0005      1      H(I,1)=CNTRL*SIN(A*PI*DUTY)/A/PI
0006      H(9,1)=-0.5*(-1.+CNTRL)+CNTRL*DUTY
0007      DO 2 I=10,17
0008      A=FLOAT(I-9)
0009      2      H(I,1)=CNTRL*SIN(A*PI*DUTY)/A/PI
0010      RETURN
0011      END

```

FORTRAN IV G LEVEL 21

BP

DATE = 76071

```

0001      SUBROUTINE BP(DUTY1, DUTY2, CNTRL, PI, H)
           C      BP- FILTER CNTRL=1. NOTCH FILTER CNTRL=-1.
           C      DUTY1=2*CUTOFF FREQUENCY 1
           C      DUTY2 > DUTY1
0002      DIMENSION H(17,1)
0003      DO 21 I=1, 8
0004      A=FLOAT(I-9)
0005      21      H(I,1)=CNTRL*(SIN(A*PI*DUTY2)-SIN(A*PI*DUTY1))/A/PI
0006      H(9,1)=-0.5*(-1.+CNTRL)+CNTRL*(DUTY2-DUTY1)
0007      DO 22 I=10,17
0008      A=FLOAT(I-9)
0009      22      H(I,1)=CNTRL*(SIN(A*PI*DUTY2)-SIN(A*PI*DUTY1))/A/PI
0010      RETURN
0011      END

```

FORTRAN IV G LEVEL 21

WINDOW

DATE = 76071

```

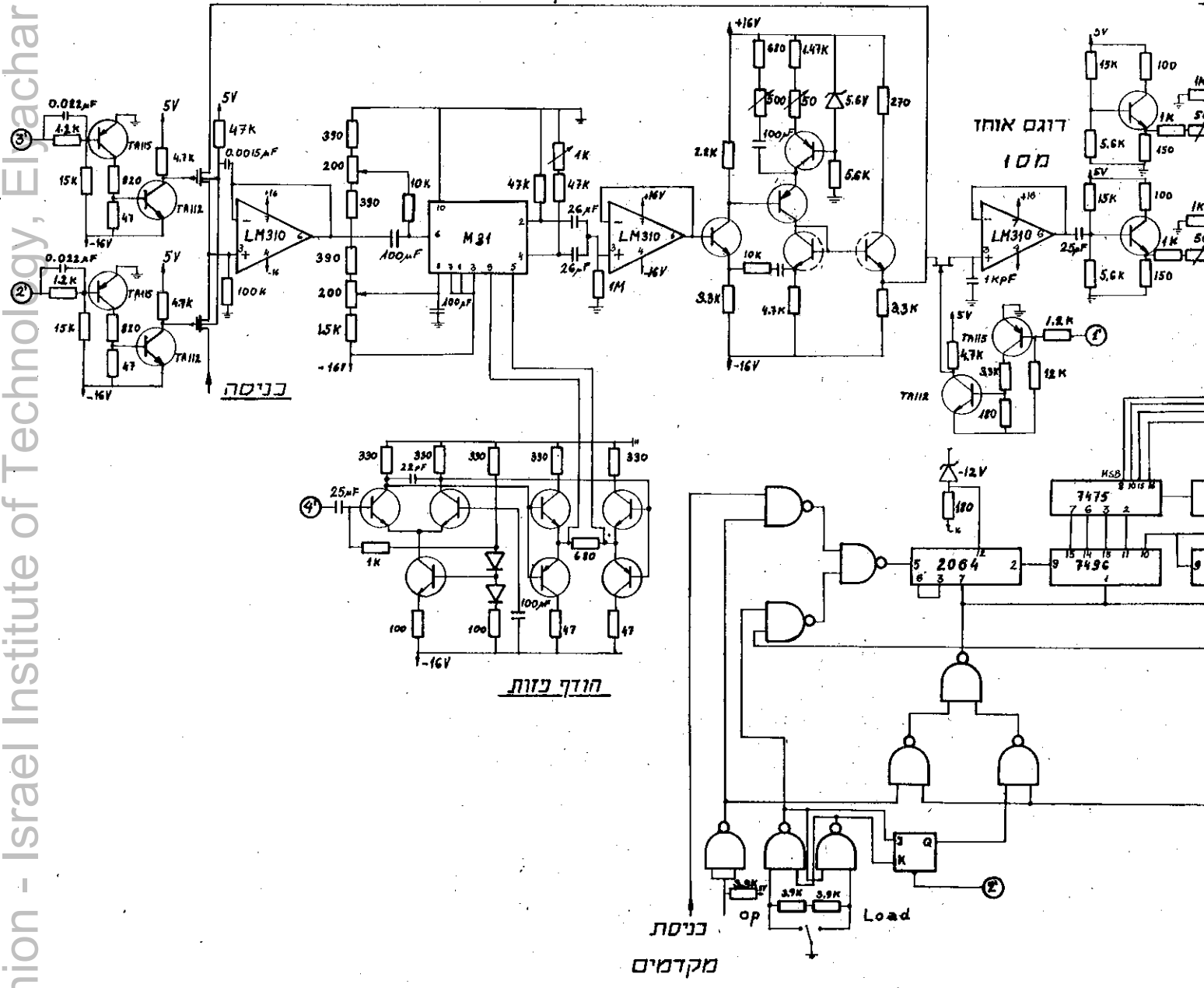
0001      SUBROUTINE WINDOW(H, PI)
0002      DIMENSION H(17,1)
           C      SUBROUTINE FOR MULTIPLYING COEFFICIENTS BY HANNING WIND
           C      H INPLT VECTOR
           C      THE INPUT DATA IS REPLACED BY NEW COEFFICIENTS
0003      DO 33 I=1,17
0004      RJ=I-9
0005      33      H(I,1)=H(I,1)*COS(PI*RJ/16.)**2
0006      RETURN
0007      END

```

© Elyacina Technology, Elyacina Library



חוג הרצידקולציה



רשימת מקורות

- [ 1 ] F.L.J. Sangster and K. Teer, "Bucket Brigade Electronics, New Possibilities for Delay Line Axis Conversion and Scanning" IEEE J. Solid State Circuits Sc-4 , pp. 131-136, June 1969.
- [ 2 ] F.L.J. Sangster, "The Bucket Brigade Delay Line, a Shift Register for Analogue Signals", Philips Tech.Rev., Vol. 31, pp. 97-110, 1970.
- [ 3 ] J.E. Carnes and W.F. Kosonocky, "Charge Coupled Devices and Applications", Solid State Technology, pp. 67-77, April 1974.
- [ 4 ] Charge Coupled Devices GEC Semiconductory notes on CD 100.
- [ 5 ] C.N. Berglund and K.K. Thornber, "Incomplete Transfer in Charge Transfer Devices", IEEE J. Solid State Circuits, pp. 108-116, April 1973.
- [ 6 ] Robert W. Brodersen, Denis D. Buss and Al F. Tash, Jr., "Experimental Characterization of Transfer Efficiency in Charge Coupled Devices", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. Ed-22 no. 2, pp. 40-46, February 1975.
- [ 7 ] D.D. Buss, W.H. Bailey and D.R. Collins, "Analysis and Applications of Analogue CCD Circuits", Proceedings of the 1973 IEEE International Symposium on Circuits Theory.
- [ 8 ] Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schafer, "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc., 1975.
- [ 9 ] W.B. Joyce and W.J. Bertman, "Linearized Dispersion Relation and Green's Function for Discrete Charge Transfer Devices with Incomplete Transfer", B.S.T.J., pp. 1741-1759, July-August 1971.
- [ 10 ] C.N. Berglund, "Analogue Performance Limitations of Charge Transfer Dynamic Shift Register", IEEE J. Solid State Circuits Vol. Sc-6 No. 6, pp. 391-394, December 1971.
- [ 11 ] J.E. Carnes and W.F. Kosonocky, "Noise Sources in Charge Coupled Devices", RCA Review Vol. 33, pp. 327-343, June 1972.
- [ 12 ] K.K. Thornber , "Theory of Noise in Charge Transfer Devices", Bell Syst. Tech. J., Vol. 53, pp. 1211-1262, Sept. 1974.

- [ 13 ] A.P. Sage and J.L. Melsa, "Estimation Theory with Applications to Communications and Control", McGraw Hill Book Company, p. 239, 1971.
- [ 14 ] A. Gersho and B. Gopinath, "Filtering with Charge Transfer Devices", Proc. of the 1975 IEEE International Symposium on Circuit and Systems.
- [ 15 ] C.M. Puckette, W.J. Butler and D.A. Smith, "Bucket Brigade Transversal Filters", IEEE Tran. Circuit Theory, Vol. Cas-21 No. 4 pp. 502-510, July 1975.
- [ 16 ] D.D. Buss, D.R. Collins, W.H. Bailey and C.R. Reeves, "Transversal Filtering Using Charge Transfer Devices", IEEE J. Solid State Circuits, Vol. Sc-8, No. 2, pp. 138-146, April 1973.
- [ 17 ] D.R. Collins, W.H. Bailey, W.M. Gosney and D.D. Buss, "Charge Coupled Device Analogue Matched Filters", Electronics Lett., Vol. 8, pp. 328-329, June 29, 1972.
- [ 18 ] Reticon Product Summary: Discrete Analogue Processing Devices.
- [ 19 ] D.D. Buss, W.H. Bailey, R.W. Brodersen, C.R. Hewes and A.F. Tash, Jr., "Applications of Charge Coupled Device Transversal Filters to Communication", Proc. of the 1975 IEEE International Symposium on Circuits and Systems.
- [ 20 ] J.J. Tiemann, W.E. Engeler, R.D. Baertsch and B.M. Brown, "Charge Transfer Devices Filter Complex Communications Signals", Electronics, pp. 113-116, November 14, 1974.
- [ 21 ] R.W. Schafer and L.R. Rabiner, "A Digital Signal Processing Approach to Interpolation", Proceedings of the IEEE, Vol. 61, No. 6, pp. 692-702, June 1973.
- [ 22 ] R.J. Schwarz and B. Friedland, "Linear Systems", McGraw Hill Book Company, 1965.

SIGNAL PROCESSING WITH CHARGE TRANSFER DEVICES

Research Thesis

Submitted in partial fulfilment of the requirements

for the degree of Master of Science

in Electrical Engineering

By

Fridlender Gershon

Submitted to the Senate of the Technion - Israel Institute of Technology

SIVAN 5736

Haifa

JUNE 1976

This research was carried out in the faculty of Electrical Engineering  
under the supervision of Dr. D. Malah

I wish to express my gratitude to Dr. D. Malah  
who suggested the subject and helped me in all  
the stages of the research.

A B S T R A C T

In this thesis several applications of Charge Transfer Devices (CTD) for signal processing are reviewed. The review describes possible solutions for problems which arise when using these devices.

Charge Transfer Devices operate as analogue shift registers. The analogue signal is sampled and charges proportional to the samples are stored in the register. The charges are transferred along the register, the process being controlled by an external driving clock. The charge transfer is not perfect and there are losses resulting in a dispersion of the passing signal.

When using these devices for implementation of FIR (Finite Impulse Response) and IIR (Infinite Impulse Response) filters, the devices cause undesired distortions in the frequency response. Several methods for predisturbing the coefficients of the filters are described. This predisturbance is done in such a way that the resulting frequency response will be as close as possible to the desired one.

There is a special interest in FIR filters implemented as programmable transversal filters. Achieving programmable filters is considerably more difficult than that of filters with fixed weighting coefficients. Several type of filters which are implemented by CTD and have programmable coefficients are reviewed.

This thesis suggests a solution for the implementation of a programmable transversal filter which is based on a CTD delay line. The suggested filter is based on recirculation of the samples of the signal in a closed loop. In every cycle of the filter the samples are brought out of the analogue shift register and fed back into the input. The samples are serially multiplied by digital weighting coefficients which are stored in a digital shift register. The multiplication is performed in a

multiplying D/A. The summations of the products are done by an integrating circuit. In every cycle the analogue input is sampled, and the sample which has had the longest delay leaves the recirculation loop. In order to correct the distortions caused by the transfer inefficiency in the CTD, a model which takes into account the charge transfer inefficiency was developed. This is done by multiplication of the coefficients of the ideal filter by a matrix given by the model. In this way we get a set of coefficients which are to be substituted in the filter. This set compensates for the non ideal behaviour of the CTD. The development of the matrix has been done in three ways: in the time domain, frequency domain and by simulation. In order to make the required correction the charge transfer inefficiency parameter was measured as a function of the frequency. Sets of coefficients for LP and BP filters were computed using these measurements. In addition the system was tested as a matched filter. A set of coefficients for a matched filter to a harmonic signal (cosine) was computed. The system was tested also as a matched filter to a square wave which enters the filter with additive noise.

The CTD which has been used is inferior to new devices. In these devices the charge transfer efficiency is higher in a wider frequency range, so that they enable the use of the suggested filter for a wider frequency range.