

# **CERCETĂRI PRIVIND CONCEPȚIA ȘI PROIECTAREA OSCILATOARELOR SINUSOIDALE INTEGRATE ÎN TEHNOLOGIE CMOS**

Teză destinată obținerii  
titlului științific de doctor inginer  
la  
Universitatea „Politehnica” din Timișoara  
în domeniul  
INGINERIE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII  
de către

**Ing. Drăgoi Benjamin**

Conducător științific: prof.univ.dr.ing. MIRCEA CIUGUDEAN  
Referenți științifici: prof.univ.dr.ing. MIRCEA BODEA  
prof.univ.dr.ing. DORINA ISAR  
conf.univ.dr.ing. MARIUS NEAG

Ziua susținerii tezei: 11 Iunie 2010

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- |                        |   |
|------------------------|---|
| 1. Automatică          | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie              | 8. Inginerie Industrială                    |
| 3. Energetică          | 9. Inginerie Mecanică                       |
| 4. Ingineria Chimică   | 10. Știința Calculatoarelor                 |
| 5. Inginerie Civilă    | 11. Știința și Ingineria Materialelor       |
| 6. Inginerie Electrică |   |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2010

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,  
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221  
e-mail: editura@edipol.upt.ro

## Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele ca asistent în cadrul Departamentului de Electronică Aplicată al Facultății de Electronică și Telecomunicații, Universitatea „Politehnica” din Timișoara. Lucrarea cumulează rezultatele studiilor și cercetărilor desfășurate în ultimii ani sub coordonarea atentă și competentă a conducătorului de doctorat și folosind experiența acumulată ca proiectant de circuite integrate, colaborator al câtorva companii specializate în acest domeniu.

Mulțumiri deosebite se cuvin conducătorului de doctorat prof.dr.ing. Mircea Ciugudean pentru îndrumarea continuă la realizarea acestei lucrări, dar și pentru insuflarea interesului și apoi a pasiunii pentru circuitele integrate analogice și microelectronică.

Doresc să mulțumesc tuturor colegilor din Departamentul EA pentru suportul moral și sfaturile utile finalizării tezei. Mulțumesc colegilor, împreună cu care am elaborat articolele rezultate ca urmare a preocupărilor în domeniul tezei.

Mulțumesc domnului Director al Departamentului de Electronică Aplicată, prof.dr.ing. Ivan Bogdanov, pentru degrevarea de sarcini administrative și domnului Decan al Facultății de Electronică și Telecomunicații, prof.dr.ing. Marius Oteșteanu pentru îndemnul continuu de a finaliza cât mai repede teza de doctorat.

Doresc să-mi exprim considerația și recunoștința pentru referenții științifici, prof.dr.ing. Mircea Bodea (Universitatea „Politehnica” din București), prof.dr.ing. Dorina Isar (Universitatea „Politehnica” din Timișoara) și conf.dr.ing. Marius Neag (Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca) pentru atenția acordată tezei și pentru critici, aprecieri și sfaturi.

Mulțumesc frumos familiei mele, mamei și fraților mei și în mod special soției mele, Adela, pentru suport, înțelegere și încurajare de-a lungul elaborării acestei teze.

Mulțumesc Lui Dumnezeu pentru întreaga Sa ocrotire, călăuzire și înțelepciune pe care mi-a dat-o de-a lungul întregii vieții și în special în timpul cercetărilor și elaborării tezei de doctorat.

Timișoara, Mai 2010

as. ing. Drăgoi Beniamin

## *Sotiei mele, Adela*

Drăgoi, Beniamin

### **CERCETĂRI PRIVIND CONCEPȚIA ȘI PROIECTAREA OSCILATOARELOR SINUSOIDALE INTEGRATE ÎN TEHNOLOGIE CMOS**

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 23, Editura Politehnica, 2010, 132 pagini, 115 figuri, 32 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-606-554-105-4

Cuvinte cheie: Oscilator sinusoidal, oscilator LC, conveior de curent, tehnologie CMOS, compensare termică

#### Rezumat:

Această lucrare include studiul unui oscilator sinusoidal LC la care elementele reactive sunt simulate cu ajutorul circuitelor conveioare de curent. Datorită acestei abordări se pot integra în siliciu oscilatoare sinusoidale LC performante, având factor de calitate  $Q \rightarrow \infty$ . Oscilatorul propus este implementat într-o tehnologie CMOS  $0,35\mu\text{m}$  folosind două tipuri de conveioare de curent de generația I – structura clasică (Sedra) și structura cu autocascodă (propusă de autor). Sunt deduse analitic ecuațiile caracteristice, condițiile de oscilație, frecvențele de oscilație, dependențele de diverși parametri ai conveioarelor de curent etc., pentru fiecare implementare în parte. Rezultatele teoretice sunt verificate prin simulare folosind simulatorul PSpice. Alte contribuții mai importante: clasificarea conveioarelor de curent, analiza matematică a conveiorului de curent clasic, propunerea unui macromodel pentru conveiorul de curent de generația I, metoda de compensare termică a frecvenței de oscilație sau a amplitudinii oscilațiilor. Rezultatele obținute: oscilator de medie frecvență (80-500kHz) având distorsiunile armonice sub 1% pe întreaga gamă de frecvențe generabile, dar cu posibilitatea îmbunătățirii până la 0,3% pentru o frecvență fixă, stabilitatea frecvenței cu temperatura de până la  $7,37\text{ppm}/^\circ\text{C}$  și o stabilitate a amplitudinii de până la  $2,1 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$  în domeniul  $-20^\circ\text{C} - +120^\circ\text{C}$ . eroarea semnalelor în cuadratură mai mică de  $2^\circ$ .

# CUPRINS

CUPRINS .....	5
LISTA DE TABELE .....	7
LISTA DE FIGURI .....	8
1. STADIUL CUNOAȘTERII DOMENIULUI.....	11
1.1. Introducere .....	11
1.2. Oscilatoare LC sinusoidale .....	12
1.3. Oscilatoare cu elemente LC simulate.....	14
1.4. Conveioare de curent.....	17
1.4.1. Clasificarea conveioarelor de curent .....	17
1.4.2. Conveiorul de curent de generația I.....	20
1.4.3. Conveiorul de curent de generația a II-a .....	21
1.4.4. Conveiorul de curent de generația a III-a.....	23
1.5. Oscilatoare cunoscute cu conveioare de curent.....	24
1.6. Concluzii .....	26
2. PROIECTAREA CONVEIOARELOR DE CURENT.....	28
Rezumat.....	28
2.1. Introducere .....	28
2.2. Proiectarea unui CCI bidirecțional cu autopolarizare .....	29
2.3. Analiza rezistențelor de intrare și ieșire la CCI.....	35
2.4. Proiectarea procedurală a unui CCII.....	39
2.5. Macromodel spice pentru CCI.....	49
2.6. Concluzii .....	54
3. UN NOU OSCILATOR „LC” CU CONVEIOARE DE CURENT.....	56
Rezumat.....	56
3.1. Introducere .....	56
3.2. Simularea componentelor L și C .....	57
3.3. Un nou oscilator cu CCI.....	58
3.4. Circuitul de reglare simplă a amplitudinii .....	61
3.5. Compensarea termică de ordinul I a frecvenței de oscilație .....	64
3.6. Rezultatele simulării oscilatorului cu CCI ideale .....	65
3.6.1. Simularea circuitelor NIC și NAIC .....	65
3.6.2. Simularea oscilatorului propus, fără circuit de reglare a amplitudinii oscilațiilor .....	66
3.6.3. Simularea oscilatorului propus, cu circuit de reglare a amplitudinii oscilațiilor .....	67
3.7. Concluzii .....	73
4. IMPLEMENTAREA NOULUI OSCILATOR „LC” CU CCI REALE .....	74
Rezumat.....	74
4.1. Introducere .....	74
4.2. NIC real .....	75
4.3. NAIC real .....	77
4.4. Oscilatorul cu dublă simulare cu CCI .....	79
4.5. Circuit real de reglare simplă a amplitudinii.....	82
4.6. Rezultatele simulării oscilatorului CCI real .....	85

## 6 CUPRINS

---

4.6.1. Simularea circuitelor NIC și NAIC .....	85
4.6.2. Simularea oscilatorului propus, cu circuit de reglare a amplitudinii oscilațiilor .....	86
4.6.3. Simularea compensării termice de ordinul I .....	88
4.7. Concluzii .....	91
5. O NOUĂ STRUCTURĂ DE CCI ȘI UTILIZAREA SA ÎN NOUL OSCILATOR „LC” .....	93
Rezumat.....	93
5.1. Introducere .....	93
5.2. Structură îmbunătățită de CCI .....	94
5.3. Analiza rezistențelor de intrare și ieșire la CCI propus .....	98
5.4. Proiectarea și simularea noului CCI.....	100
5.5. Simularea noului oscilator „LC” cu noile circuite CCI.....	104
5.5.1. Circuite NIC și NAIC cu noul CCI .....	104
5.5.2. Tensiuni de ieșire în cuadratură .....	105
5.5.3. Stabilitatea frecvenței și amplitudinii cu variația temperaturii.....	106
5.5.6. Simularea oscilatorului cu variația de proces.....	108
5.6. Concluzii .....	109
6. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII .....	111
6.1. Concluzii .....	111
6.2. Contribuții .....	113
6.3. Perspective .....	115
ANEXA 1 .....	116
A 1.1 Parametrii componentelor pasive disponibile în tehnologia CMOS 0,35μ .	116
A 1.2 Caracteristicile diodei în funcție de dimensiuni .....	117
A 1.3 Efectul de canal scurt al tranzistoarelor MOS .....	118
ANEXA 2 .....	119
A2.1 Ecuația impedanței de intrare a NIC.....	119
A2.2 Ecuația impedanței de intrare a NAIC.....	120
A2.3 Ecuația caracteristică a oscilatorului propus .....	123
BIBLIOGRAFIE .....	124

## LISTA DE TABELE

Tabelul 1.1. Coeficienții matricei de definiție a CC .....	19
Tabelul 1.2. Niveluri de impedanță ale CCI ideal .....	20
Tabelul 1.3. Niveluri de impedanță ale CCII ideal .....	21
Tabelul 1.4. Niveluri de impedanță ale CCIII ideal .....	23
Tabelul 2.1. Niveluri de impedanță CCI .....	29
Tabelul 2.2. Parametrii de proces necesari pentru calcule manuale .....	33
Tabelul 2.3. Parametrii tranzistoarelor MOS .....	33
Tabelul 2.4. Niveluri de impedanță CCII .....	40
Tabelul 2.5. Dimensiunile tranzistoarelor MOS .....	46
Tabelul 2.6. Performanțele CCII proiectat .....	47
Tabelul 2.7. Componente în macromodelele CCI+ și CCI- .....	51
Tabelul 2.8. Dimensiunile tranzistoarelor MOS în CCI+ și CCI- .....	52
Tabelul 2.9. Timpii de simulare Pspice comparativi .....	54
Tabelul 3.1. Coeficienții termici ai componentelor pasive .....	69
Tabelul 3.2. Evoluția coeficienților termici cu dimensiunile diodelor .....	71
Tabelul 4.1. Elementele parazite pentru CCI+ și CCI- .....	75
Tabelul 4.2. Dimensiunile tranzistoarelor MOS în CCI+ și CCI- .....	76
Tabelul 4.3. Domeniul de frecvențe generate .....	88
Tabelul 4.4. Coeficienții termici ai componentelor pasive .....	89
Tabelul 4.5. Evoluția coeficienților termici cu dimensiunile diodelor pentru oscilatorul propus cu CCI reale .....	89
Tabelul 4.6. Stabilitatea amplitudinii și frecvenței în nodurile oscilatorului .....	90
Tabelul 5.1. Caracteristicile oglinzii de curent autocascodă .....	98
Tabelul 5.2. Dimensiunile tranzistoarelor MOS pentru noul CCI .....	102
Tabelul 5.3. Caracteristici și performanțe comparative ale CCI nou și CCI clasic ..	103
Tabelul 5.4. Defazaje $v_i - v_{o1}$ comparative CCI nou și CCI clasic .....	106
Tabelul 5.5. Evoluția coeficienților termici cu dimensiunile diodelor pentru oscilator cu CCI „autocascodă” .....	106
Tabelul 5.6. Stabilitatea amplitudinii și frecvenței în nodurile oscilatorului .....	107
Tabelul 5.7. Simulare colțuri de proces pentru lățimi de rezistoare $W=0,5\mu$ .....	108
Tabelul 5.8. Simulare colțuri de proces pentru lățimi de rezistoare $W=2\mu$ .....	109
Tabelul A1.1. Tipuri de rezistențe realizabile în tehnologia CMOS $0,35\mu\text{m}$ .....	116
Tabelul A1.2. Tipuri de capacități realizabile în tehnologia CMOS $0,35\mu\text{m}$ .....	116
Tabelul A1.3. Tipuri de diode realizabile în tehnologia CMOS $0,35\mu\text{m}$ .....	117

## LISTA DE FIGURI

Fig.1.1. Circuit LC ideal (a) și real (b) .....	12
Fig.1.2. Circuit RLC paralel .....	13
Fig.1.3. Magnitudinea (a) și faza (b) impedanței circuitului LC .....	13
Fig.1.4. Oscilații atenuate (a) sau neatenuate (b) ca răspuns la un impuls de curent a unui circuit RLC .....	14
Fig.1.5. Cuarțul electronic.....	14
Fig.1.6. Schema de aplicație a cuarțului electronic .....	15
Fig.1.7. Schema de aplicație a oscilatorului „LC” .....	16
Fig.1.8. Conveiorul de curent .....	17
Fig.1.9. Conveior de curent cu ieșiri simetrice .....	17
Fig.1.10. CCI pozitiv .....	21
Fig.1.11. CCII pozitiv .....	21
Fig.1.12. Modelul ideal al CCII.....	22
Fig.1.13. Model pentru CCII real (neideal) .....	22
Fig.1.14. Schema bloc completă a CCII .....	23
Fig.1.15. Conveiorul de curent de generația a III-a – CCIII .....	23
Fig.1.16. Aplicație a CCIII – măsurarea flotantă a unui curent .....	24
Fig.2.1. Simbolul unui CCI pozitiv, CCI+ .....	29
Fig.2.2. Schema funcțională cu tranzistoare MOS a CCI unidirecțional.....	30
Fig.2.3. Schema cu tranzistoare MOS CCI+ bidirecțional cu autopolarizare .....	30
Fig.2.4. Caracteristicile tranzistorului MOS și a diodei .....	31
Fig.2.5. Curenții de intrare și de ieșire ai CCI .....	34
Fig.2.6. Caracteristica de transfer $I_Z=f(I_X)$ .....	34
Fig.2.7. Banda de frecvență .....	35
Fig.2.8. Impedanța de ieșire .....	35
Fig.2.9. Modelul de semnal mic al unui CCI unidirecțional .....	36
Fig.2.10. Dependența lui $R_{Xj}$ de valoarea conductanței $g_{ds3}$ .....	37
Fig.2.11. Dependența lui $R_{Xj}$ de valoarea conductanței $g_{ds2}$ .....	37
Fig.2.12. Dependența lui $R_{Xj}$ de valoarea transconductanței $g_{m1}$ .....	38
Fig.2.13. Dependența lui $R_{Xj}$ de valoarea transconductanței $g_{m2}$ .....	38
Fig.2.14. Dependența lui $R_{Xj}$ de valoarea transconductanței $g_{m4}$ .....	38
Fig.2.16. Schema cu tranzistoare MOS CCII+ bidirecțional .....	40
Fig.2.17. CCII partiționat în blocuri analogice elementare .....	41
Fig.2.18. Tensiunea Early $V_A$ versus $IF$ pentru diverse tensiuni $V_{ds}$ .....	45
Fig.2.19. Tensiunea Early $V_A$ versus $V_{ds}$ pentru diverse lungimi de canale $L$ .....	45
Fig.2.20. PAD – proiectarea unei oglinzi simple de curent.....	46
Fig.2.21. $V_X$ vs $V_Y$ și diferența $V_Y-V_X$ .....	47
Fig.2.22. Analiza TRAN $V_Y-V_X$ .....	48
Fig.2.23. Analiza AC pe calea de curent $I_X - I_Z$ .....	48
Fig.2.24. Impedanțele $Z_Y$ și $Z_Z$ .....	48
Fig.2.25. Macromodel pentru CCI+ .....	50
Fig.2.26. Macromodel pentru CCI- .....	50
Fig.2.27. Conveior CCI-.....	51
Fig.2.28. $V_X - V_Y$ în condiția $R_X = \infty$ . CCI+real - x, CCI+macromodel - □.....	52
Fig.2.29. $I_Z - I_X$ în condiția $RZ=10k$ . CCI+real - x, CCI+ macromodel -.....	52

Fig.2.30. Impedanța de intrare $Z_X$ . CCI+real - x, CCI+macromodel - □	53
Fig.2.31. Sus – Impedanța de ieșire $Z_Z$ , Jos – raportul de transfer în curent $I_Z-I_X$ în frecvență. CCI+real - x (punctat), CCI+macromodel - □ (linie continuă)	53
Fig.2.32. Ieșirea unui oscilator cu CCI. CCI- x (punctat), CCI macromodel - □ (linie continuă)	54
Fig.3.1. NIC cu CCI+	57
Fig.3.2. NAIC cu CCI-	58
Fig.3.3. Oscilator cu dublă simulare cu CCI	59
Fig.3.4. Oscilatorul cu bucla de reacție deschisă	59
Fig.3.5. Diagrama fazorială a tensiunilor și curenților oscilatorului	61
Fig.3.6. Inductanță simulată fără pierderi	61
Fig.3.7. Inductanță simulată cu pierderi	62
Fig.3.8. Oscilator cu factor de calitate finit	62
Fig.3.9. Rezistența „de vârf” a diodei	63
Fig.3.10. Caracteristica de amplitudine și fază a NIC realizat cu CCI+	65
Fig.3.11. Caracteristica de amplitudine și fază a NAIC realizat cu CCI-	66
Fig.3.12. Simularea TRAN a oscilatorului cu dioda înlocuită cu $R_D=R_p$ .	66
Fig.3.13. Simularea AC a a oscilatorului cu dioda înlocuită cu $R_D=R_p$ .	67
Fig.3.14. Simularea TRAN a oscilatorului propus	68
Fig.3.15. Spectrul de frecvențe al semnalului $v_i$	68
Fig.3.16. Variația frecvenței de oscilație cu variația lui $R_2$ .	69
Fig.3.17. Variația amplitudinii și frecvenței de oscilație cu variația temperaturii.	70
Fig.3.18. Evoluția stabilității termice a frecvenței de oscilație.	71
Fig.3.19. Evoluția stabilității termice a amplitudinii de oscilație	72
Fig.3.20. Variația amplitudinii și frecvenței de oscilație cu variația temperaturii.	72
Fig.4.1. NIC cu CCI+ real	75
Fig.4.2. Impedanța de intrare a NIC.	76
Fig.4.3. NAIC cu CCI- real	77
Fig.4.4. Impedanța de intrare a NAIC.	78
Fig.4.5. Oscilator cu CCI reale	79
Fig.4.6. Dependența frecvenței de oscilație de $R_{deq}$	80
Fig.4.7. Dependența frecvenței de oscilație de $R_{deq}$ și $R_p$	81
Fig.4.8. Dependența frecvenței de oscilație de $R_{Z2}$ .	81
Fig.4.9. Dependența frecvenței de oscilație de $R_{Z2}$ și $R_{deq}$ .	82
Fig.4.10. $R_{deq}$ versus $C_Z$ .	82
Fig.4.11. Oscilator secundar cu factor de calitate finit $Q^*$	83
Fig.4.12. Efectul capacității $C_{Z2}$ asupra lui $Q^*$	84
Fig.4.13. Efectul rezistenței de ieșire a CCI- $R_{Z2}$ asupra lui $Q^*$	84
Fig.4.14. Efectul rezistențelor $R$ asupra lui $Q^*$	84
Fig.4.15. Oscilatorul cu circuitul de reglare a amplitudinii.	85
Fig.4.16. Impedanța de intrare a NIC real – simulare	86
Fig.4.17. Impedanța de intrare a NAIC real – simulare	86
Fig.4.18. Simularea TRAN a oscilatorului propus	87
Fig.4.19. Dependența frecvenței generate de $R_2$	87
Fig.4.20. Spectrul de frecvențe al semnalului $v_i$	88
Fig.4.21. Evoluția stabilității termice a frecvenței de oscilație a oscilatorului cu CCI reale.	89
Fig.4.22. Evoluția stabilității termice a amplitudinii de oscilație	90
Fig.4.23. Variația amplitudinilor și frecvenței de oscilație cu temperatura în nodurile $V_{i1}$ , $V_{o1}$ și $V_{o2}$	90
Fig.5.1. Schema cu tranzistoare MOS a CCI+ bidirecțional cu autopolarizare	94

---

Fig.5.2. CCI+ cu oglinzi de curent cascodă simplă.....	95
Fig.5.3. CCI+ cu oglinzi de curent autocascodă .....	96
Fig.5.4. Tranzistorul compus autocascodă.....	97
Fig.5.5. Dependența lui $R_{Xj}$ de valoarea conductanței $g_{dsC}$ și transconductanței $g_{m4C}$ .....	99
Fig.5.6. Dependența lui $R_{Xj}$ de valoarea transconductanței $g_{m4C}$ .....	100
Fig.5.7. CCI- cu oglinzi de curent autocascodă .....	100
Fig.5.8. Rezistențe de intrare $R_Y$ pentru CCI clasic și CCI nou .....	102
Fig.5.9. Rezistențe de ieșire $R_Z$ pentru CCI+ clasic, CCI+ nou și CCI- nou .....	102
Fig.5.10. Domeniul de tensiune de intrare pentru CCI clasic și pentru CCI nou....	104
Fig.5.11. Impedanța de intrare a NIC real – simulare .....	105
Fig.5.12. Defazajul între tensiunile la ieșirile oscilatorului cu noul CCI.....	105
Fig.5.13. Evoluția stabilității termice a frecvenței de oscilație a oscilatorului cu CCI „autocascodă” .....	107
Fig.5.14. Evoluția stabilității termice a amplitudinii de oscilație a oscilatorului cu CCI „autocascodă” .....	107
Fig.5.15. Variația amplitudinilor și frecvenței de oscilație cu temperatura în nodurile $V_i$ , $V_{o1}$ și $V_{o2}$ .....	108
Fig.A1.1. Caracteristicile $I_D/V_D$ pentru diverse arii ale diodelor .....	117
Fig.A1.2. Dependența lui $V_{th}$ de lungimea canalului $L$ pentru tranzistoare $pMOS$ ..	118
Fig.A1.3. Dependența lui $V_{th}$ de lungimea canalului $L$ pentru tranzistoare $nMOS$ ..	118
Fig.A2.1. Sensibilitatea relativă a impedanței NIC față de $R_Y$ .....	119
Fig.A2.2. Sensibilitatea relativă a impedanței NIC față de $C_1$ .....	120
Fig.A2.3. Sensibilitatea relativă a impedanței NAIC față de $R_Y$ .....	121
Fig.A2.4. Sensibilitatea relativă a impedanței NAIC față de $R_Z$ .....	121
Fig.A2.5. Sensibilitatea relativă a impedanței NAIC față de $C_2$ .....	122
Fig.A2.6. Sensibilitatea impedanței relativă a NAIC față de $R_1$ (idem $R_2$ ) .....	122

# 1. STADIUL CUNOAȘTERII DOMENIULUI

## 1.1. Introducere

Oscilatoarele sunt componente esențiale ale multor sisteme electronice. Sistemele digitale sunt principalele beneficiare ale semnalelor (oscilațiilor) generate de oscilatoare și aceasta pentru că semnalul de tact este „transportatorul” informației în circuitele digitale. Dar nu numai pentru generarea tactului digital sunt necesare oscilatoarele. Utilitatea lor este extrem de largă de la circuite de automatizare până la circuitele de radiofrecvență.

Pe de altă parte, cerințe economice, dar și de fiabilitate, au impus conceptul de SoC – sistem on chip – adică integrarea întregului sistem electronic într-un singur cip. Nu pot face excepție de la această integrare circuitele oscilatoare, cu diversele lor aplicații. Oscilatoarele uzuale, realizate cu componente discrete sunt cele bazate pe circuite oscilante LC sau circuite RC. Integrarea în siliciu a acestor componente L, C și R a devenit o provocare pentru proiectanții și fabricanții de circuite integrate.

Problema principală de care s-au lovit aceștia în integrarea unor oscilatoare, a fost realizarea în siliciu a componentelor reactive L și C, dar și a rezistoarelor R. Câteva sunt limitările integrării acestor componente:

- Aria ocupată în siliciu – pentru integrarea unui condensator se ocupă o arie importantă din cip (pentru valori mai mari de 50..100 picofarazi). Valorile uzuale ce pot fi integrate actual sunt de ordinul zecilor de pF;
- Valori foarte mici. Integrarea în siliciu a unei inductanțe presupune realizarea doar a câtorva spire fără miez ( $\mu_r=1$ ). Valorile ce se pot integra sunt deci, de ordinul nH [1];
- Factor de calitate scăzut. Din cauza materialelor din care sunt realizate, în cip, și a rezistențelor de contact mari, întotdeauna vor apărea rezistențe echivalente serie de valori suficient de mari, care să strice factorul de calitate. De exemplu, pentru o inductanță integrată factorul de calitate uzual este cuprins între 5 și 10 [2];
- Stabilitatea mică a frecvenței cu temperatura (dependentă de Q);
- Toleranță foarte mare. Valorile componentelor R, L, C sunt date de geometria planurilor metalice și conductive (polisiliciu, difuzii și implanturi) și a straturilor de dielectric folosite, precum și de calitățile electrice ale acestora: rezistivitate, permeabilitate, permitivitate. Toate acestea sunt dependente de performanțele procesului tehnologic și de obicei au o toleranță foarte mare >10-20% [3];
- Dependență de temperatură. Pentru procese tehnologice uzuale de fabricare a circuitelor integrate, „driftul” cu temperatura al valorilor electrice ale elementelor integrate este mare.

Toate acestea au limitat obținerea unor oscilatoare performante în totalitate integrate. Din motive de dimensiune pentru elementele R, L, C (pentru frecvențe scăzute acestea au valori mari), precum și de performanțe (stabilitate termică și toleranță mică) de cele mai multe ori elementul (elementele) reactive au fost lăsate pe dinafara cipului. Aceasta este o soluție facilă pentru proiectanți, dar are câteva dezavantaje:

- pin (pini) ocupați pentru conexiune cu componentele reactive externe;

- costuri mai mari. Prețul componentelor discrete de calitate poate să fie mai mare decât prețul unui întreg cip;
- probleme deosebite la frecvențe mari, când capacitatea padului și firului de „wirebonding” pad-pin, devin deosebit de importante și determină stricarea performanțelor întregului oscilator.

Având în vedere aceste dezavantaje, s-au căutat și găsit soluții - tipuri noi de oscilatoare, utilizarea unor simulări de componente reactive [4], circuite active de compensare, ș.a.

Dintre cele mai uzuale oscilatoare folosite actualmente în circuitele integrate, se citează:

- structuri cu PLL sau DLL bazate pe VCO-uri (oscilatoare controlate în tensiune),
- oscilatoare inel,
- oscilatoare LC (Colpits, Clapp),
- oscilatoare LC sau RC cu L și C simulate,
- oscilatoare cu capacități comutate.

Fiecare tip de oscilator are avantajele și dezavantajele lui, el fiind utilizabil într-o anumită categorie de aplicații.

## 1.2. Oscilatoare LC sinusoidale

Un oscilator simplu produce un semnal periodic sinusoidal sub forma unei tensiuni sau a unui curent. Oscilatoarele LC se bazează pe grupări de tip RLC.

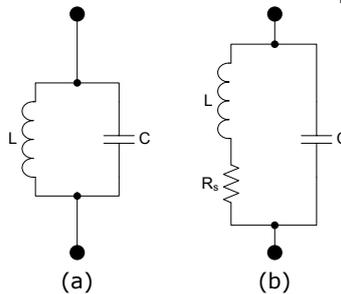


Fig.1.1. Circuit LC ideal (a) și real (b)

Un inductor plasat în paralel cu un capacitor (fig.1.1(a)) rezonază la frecvența:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.1)$$

La aceasta frecvență impedanțele inductorului ( $jL\omega_0$ ) și a capacitorului ( $1/(jC\omega_0)$ ) sunt egale și opuse aceasta determinând o impedanță infinită. Altfel spus, circuitul prezintă un factor de calitate,  $Q$ , infinit [5]. Când se ia în considerare și rezistența serie a inductorului  $R_s$ , (Fig.1.1(b)), impedanța echivalentă de la bornele circuitului este:

$$Z(s) = \frac{R_s + sL}{1 + sR_sC + s^2LC} \quad (1.2)$$

Dacă considerăm:

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad (1.3)$$

care este finit, rezultă că impedanța circuitului nu poate fi infinită.

Din motive de analiză se preferă ca circuitul din fig.1.1(b) să fie transformat într-un circuit RLC paralel ca în fig.1.2.

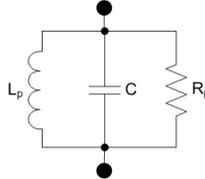


Fig.1.2. Circuit RLC paralel

Pentru un domeniu îngust de frecvențe  $L_p$  și  $R_p$  pot fi calculate:

$$L_p \approx L \quad (1.4)$$

$$R_p \approx \frac{\omega^2 L^2}{R_s} = Q^2 R_s \quad (1.5)$$

Frecvența de oscilație are aceeași formă ca în (1.1). Pentru această frecvență circuitul RLC paralel se comportă ca un simplu rezistor.

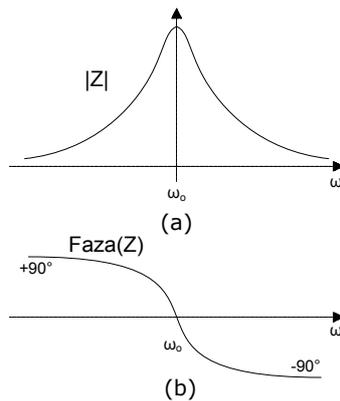


Fig.1.3. Magnitudinea (a) și faza (b) impedanței circuitului LC

Pentru frecvențe mai mici decât frecvența de rezonanță circuitul se comportă inductiv, iar pentru frecvențe mai mari decât  $\omega_0$  se comportă capacitiv (fig.1.3(a)). Faza impedanței este pozitivă pentru  $\omega < \omega_0$  și negativă pentru  $\omega > \omega_0$  (fig.1.3(b)).

Stimularea circuitului RLC cu un impuls de curent determină apariția unor oscilații atenuate, fig.1.4(a) datorită pierderilor în  $R_p$ . Pentru obținerea unor oscilații neatenuate în circuit se adaugă o rezistență negativă  $-R_p$  (fig.1.4.b). Cele două rezistențe din circuit sunt în paralel și formează o rezistență echivalentă  $R_{eqv} = R_p || (-R_p) = \infty$ . Oscilatorul va produce oscilații neatenuate. Rezistența negativă este realizată cu ajutorul unui circuit activ.

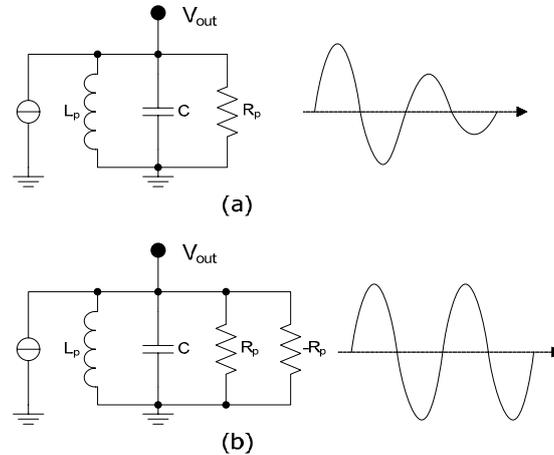


Fig.1.4. Oscilații atenuate (a) sau neatenuate (b) ca răspuns la un impuls de curent a unui circuit RLC

### 1.3. Oscilatoare cu elemente LC simulate

Deoarece integrarea inductoarelor în siliciu permite obținerea doar a unor factori de calitate  $Q=5..10$  s-a pus problema realizării unor circuite electronice cu funcționalitate de inductor. Un exemplu deosebit de oscilator LC care folosește o inductanță simulată este „cuarțul electronic” [6],[7].

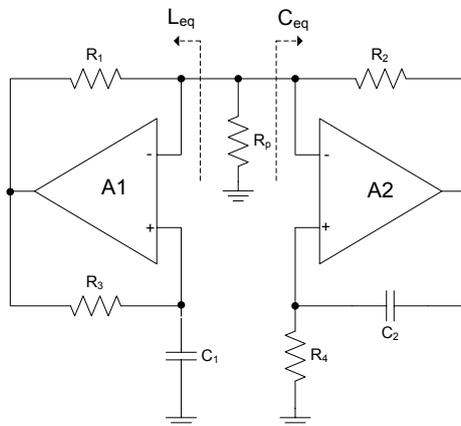


Fig.1.5. Cuarțul electronic

Circuitul prezintă o impedanță inductivă simulată realizată în jurul lui A1:

$$Z_{i1} = -\frac{1}{j\omega C_1} \frac{R_1}{R_3} = j\omega L_{eq} \quad \text{cu} \quad L_{eq} = \frac{R_1}{\omega^2 C_1 R_3} \quad (1.6)$$

Circuitul cu A2 simulează o impedanță capacitivă:

$$Z_{i2} = -j\omega C_2 R_2 R_4 = \frac{1}{j\omega C_{eq}} \quad \text{cu} \quad C_{eq} = \frac{1}{\omega^2 C_2 R_2 R_4} \quad (1.7)$$

Frecvența de oscilație este:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_1}{R_2R_3R_4C_1C_2}} \quad (1.8)$$

Dacă  $R_1=R_2=R_3=R_4=R$  și  $C_1=C_2=C$ :

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.9)$$

Circuitul prezentat în [7] conține și un circuit de reglare a amplitudinii tensiunilor de ieșire format din una sau două diode (fig.1.6).

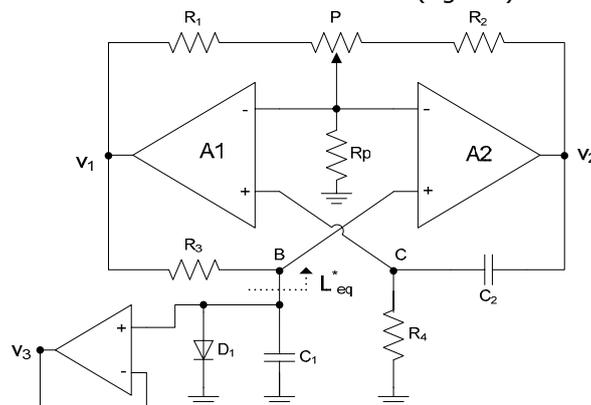


Fig.1.6. Schema de aplicație a cuarțului electronic

Oscilatorul prezintă un al doilea circuit oscilant bazat pe inductanța simulată în nodul B și capacitatea  $C_1$ . Acest circuit oscilant permite obținerea simplă a unei limitări de amplitudine a oscilațiilor, folosind dioda  $D_1$ . Circuitul de reglare automată a amplitudinii este foarte eficient și permite obținerea unui  $Q \rightarrow \infty$  chiar când valoarea lui  $R_p$  diferă mult față valoarea rezultată din calcule [8]. Circuitul compensează de asemenea rezistențele de intrare finite ale amplificatoarelor folosite.

Performanțele acestui oscilator sunt:

- THD = 0,01%;
- Stabilitate a amplitudinii tensiunii de ieșire în raport cu temperatura:  $\Delta v_1/v_1 \Delta T \approx 2 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$
- Stabilitatea frecvenței cu variația temperaturii:  $\Delta f/f_o \Delta T \approx 2 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$

Circuitul prezentat a fost proiectat și realizat cu componente discrete [7][10]. Implementarea în siliciu nu a fost realizată. Nu au fost raportate frecvențe de oscilație mai mari de câțiva kHz [9].

Un oscilator „LC” cu L simulat a fost prezentat în [10] (fig.1.7). Inductanța simulată  $L_{eq}$  este dată de relația (1.10), iar ecuația caracteristică de relația (1.11).

**Observație:** în cadrul tezei, lucrările bibliografice citate cu caractere **bold** reprezintă lucrări ale autorului tezei. De asemenea ideile și afirmațiile marcate cu **bold** reprezintă considerații și contribuții ale autorului tezei.

$$L_{eq} = C_2 \frac{R_1 R_3 R_4}{R_2} \quad (1.10)$$

$$(j\omega)^2 C_1 C_2 + \frac{R_2}{R_1 R_3 R_4} = 0 \quad (1.11)$$

Condiția de amplitudine este întotdeauna îndeplinită, iar frecvența de oscilație este dată de relațiile (1.12) și (1.13).

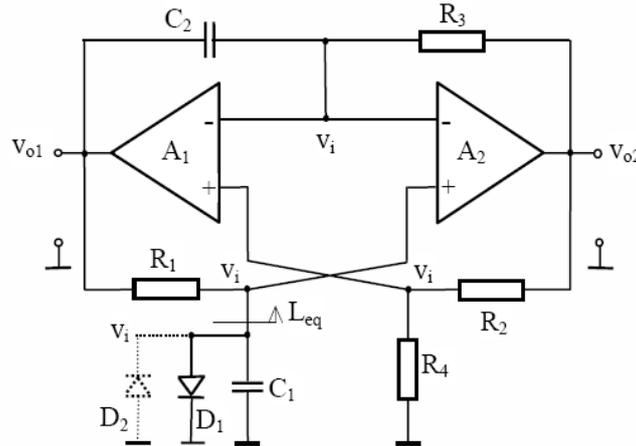


Fig.1.7. Schema de aplicație a oscilatorului „LC”

$$\omega = \sqrt{\frac{R_2}{R_1 R_3 R_4 C_1 C_2}} \quad (1.12)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_2}{R_1 R_3 R_4 C_1 C_2}} \quad (1.13)$$

Dacă se aleg  $C_1=C_2=C$  și  $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ , frecvența de oscilație devine:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.14)$$

În circuit sunt plasate una sau două diode  $D_1$  și  $D_2$  cu rolul de a face o reglare simplă de amplitudine. Factorul de calitate al oscilatorului  $L_{eq}||C_1$  incluzând rezistența echivalentă dinamică a diodelor ( $r_{deq}$ ), rezistențele de intrare ale AO ( $R_i$ ) și rezistențele de pierderi ale capacităților ( $R_{pC}$ ) este:

$$Q \cong \frac{r_{deq}}{R(2R + r_{deq})} (R_i || 0.5R_{pC}) \quad (1.15)$$

Performanțele raportate ale acestui oscilator sunt:

- $Q=1580$
- $THD = 0,02\%$ ;
- Stabilitatea amplitudinii tensiunii de ieșire cu temperatura:  
 $\Delta v_i/v_i \Delta T \approx 2 \cdot 10^{-4}/^\circ C$
- Stabilitatea frecvenței cu variația temperaturii:  $\Delta f/f_o \Delta T \approx 2 \cdot 10^{-6}/^\circ C$

## 1.4. Conveioare de curent

Conveiorul de curent este un circuit cu mod de lucru în curent. Dintre caracteristicile acestui circuit se citează:

- este un amplificator cu mod de lucru în curent și buclă deschisă, cu un câștig de curent de valoare mică și constant; câștigul este dat de dimensiunile tranzistoarelor sau prin controlarea nivelurilor impedanței de la intrare sau ieșire.
- este capabil să „conducă” curentul între cele două terminale X și Z cu niveluri diferite de impedanțe. X prezintă o impedanță de intrare foarte mică (ideal 0), iar Z prezintă o impedanță de ieșire foarte mare (ideal  $\infty$ ).
- Nu prezintă produsul bandă-amplificare (GBW) constant datorită folosirii în buclă deschisă.

### 1.4.1. Clasificarea conveioarelor de curent

Dezvoltate pe parcursul a patru decenii, **conveioarele de curent pot fi clasificate după mai multe criterii:**

- numărul de intrări,**
- numărul de ieșiri,**
- tipul intrării Y,**
- câștigul de curent de la intrare spre ieșire,**
- mod de lucru diferențial sau simplu,**
- controlabilitate**

**a) Numărul de intrări** al conveioarelor este cuprins între 2 și 5. Conveioarele originale propuse de Sedra și Smith în [11] și [12] sunt circuite cu 2 intrări și o singură ieșire, (fig.1.8).

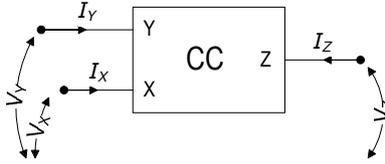


Fig.1.8. Conveiorul de curent

Numărul de intrări a crescut ulterior odată cu apariția conveioarelor diferențiale [55][61][72].

**b) Numărul de ieșiri.** Așa cum se vede în fig.1.8, inițial conveiorul de curent avea o singură ieșire Z. Curentul prin ieșirea Z putea să intre în conveior sau să iasă din conveior. Ca urmare normală, au apărut conveioare de curent cu două ieșiri, fig.1.9.

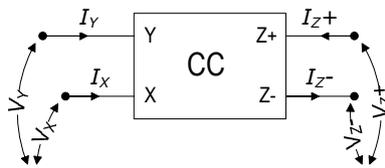


Fig.1.9. Conveior de curent cu ieșiri simetrice

Odată cu dezvoltarea aplicațiilor ce utilizează conveioare de curent s-a simțit necesitatea adăugării unui număr suplimentar de ieșiri [58][59]. Ieșirile adăugate sunt de fapt doar multiplicări ale celor două ieșiri prezentate în fig.1.9. Astfel, în funcție de necesitate, un proiectant poate modifica un conveior pentru a avea una, două sau mai multe ieșiri de tip Z+ și una, două sau mai multe ieșiri de tip Z-.

**c) Tipul intrării Y.** Cele două tipuri de intrări X și Y sunt diferite ca și funcții, dar și ca impedanțe. Intrarea de tip Y este intrare de tensiune. În funcție de tipul conveiorului intrarea Y va avea curent de intrare nul sau nenul. Astfel CCII va prezenta curent de intrare nul, iar CCI și CCIII vor prezenta curent de intrare egal (ca valoare) cu cel de pe intrarea X.

Întotdeauna, indiferent de tipul conveiorului, intrarea de tip X este intrare de impedanță nulă, este deci, o intrare de curent. Curentul aplicat (sau generat) la intrarea X va fi condus către ieșirea (ieșirile) de tip Z și eventual spre portul Y (pentru CCI și CCIII).

Pentru CCI sensul curentului de la portul Y este același cu cel de la portul X (raportat la corpul conveiorului). CCIII prezintă curentul de pe portul Y cu sens opus față de cel de pe portul X.

**d) Câștigul de curent de la intrare spre ieșire.** În mod normal, conveiorul de curent prezintă curentul de ieșire egal cu cel de intrare (de la portul X). S-au propus conveioare cu câștig de curent supraunitar ECC [13] și kCC.

**e) Mod de lucru diferențial sau simplu.** Conveioarele de curent inițial propuse pot prelucra doar semnale nediferențiale. Ulterior au apărut și conveioare diferențiale. Aceste conveioare se împart în: conveioare cu intrare diferențială și ieșire nediferențială, și conveioare total diferențiale - intrare diferențială și ieșire diferențială (FDCC). Există conveioare cu intrare diferențială de tensiune (DVCC, FDCC), dar și conveioare cu intrare diferențială de curent (DCCC).

**f) Controlabilitate.** Conveiorul original este un bloc electronic ce poate fi folosit ca atare, performanțele sau caracteristicile sale neputând fi schimbate dinamic, în funcționare, ci doar static, prin proiectare/dimensionare. Deoarece multe aplicații necesită un control cât mai facil al diverșilor parametri, s-a impus construirea unor conveioare de curent controlabile [64][65][66][67]. Astfel poate fi controlat câștigul de curent de la intrare spre ieșire (kCC și ECC) și rezistența  $R_X$  de intrare pe portul X (CCC).

Funcționarea conveiorului de curent poate fi descrisă prin relațiile tensiunilor și curenților dintre intrări și ieșiri. O prezentare mai eficientă este reprezentarea sub formă de matrice. O matrice generalizată pentru toate conveioarele de curent nu poate fi propusă din cauza numărului diferit de porturi de intrare și de ieșire. **În continuare se propune o matrice generalizată pentru toate conveioarele de curent nediferențiale, cu 3 porturi – două de intrare și un port de ieșire.** S-a optat pentru a reprezenta matricea doar pentru o ieșire Z și nu pentru ambele tipuri (Z+ și Z-) pentru a crește lizibilitatea matricei. Cele două tipuri de ieșiri sunt complementare ca sens al curentului.

Matricea generalizată este:

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

**În funcție de valorile coeficienților  $h_{11} \dots h_{33}$  pot fi definite toate conveioarele de curent nediferențiale. Tabelul 1.1 prezintă combinațiile de valori ale coeficienților din matrice pentru conveioarele de curent cunoscute, nediferențiale.** Trebuie remarcat că acești coeficienți corespund unor conveioare de curent ideale. Doar conveiorul de curent controlat în curent – CCC, se folosește de o neidealitate a conveiorului – rezistența de intrare pe portul X, rezistență care astfel devine o rezistență controlabilă cu ajutorul unui curent de polarizare. Coeficienții de 0 și  $\pm 1$  sunt coeficienți ideali.

Tabelul 1.1. Coeficienții matricei de definiție a CC

Tip	$h_{11}$	$h_{12}$	$h_{13}$	$h_{21}$	$h_{22}$	$h_{23}$	$h_{31}$	$h_{32}$	$h_{33}$	Matricea
CCI+	0	+1	0	+1	0	0	0	+1	0	$\begin{bmatrix} 0 & +1 & 0 \\ +1 & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 \end{bmatrix}$
CCI-	0	+1	0	+1	0	0	0	-1	0	$\begin{bmatrix} 0 & +1 & 0 \\ +1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$
CCII+	0	0	0	+1	0	0	0	+1	0	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 \end{bmatrix}$
CCII-	0	0	0	+1	0	0	0	-1	0	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$
CCIII+	0	-1	0	+1	0	0	0	+1	0	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ +1 & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 \end{bmatrix}$
CCIII-	0	-1	0	+1	0	0	0	-1	0	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ +1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$
ICCII+	0	0	0	-1	0	0	0	+1	0	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & +1 & 0 \end{bmatrix}$
ICCII-	0	0	0	-1	0	0	0	-1	0	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$
CCCII+	0	0	0	+1	$R_x$	0	0	+1	0	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ +1 & R_x & 0 \\ 0 & +1 & 0 \end{bmatrix}$

Tip	$h_{11}$	$h_{12}$	$h_{13}$	$h_{21}$	$h_{22}$	$h_{23}$	$h_{31}$	$h_{32}$	$h_{33}$	Matricea
CCCII-	0	0	0	+1	$R_x$	0	0	-1	0	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ +1 & R_x & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$
kCCCII+	0	0	0	+1	0	0	0	+k	0	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 \\ 0 & +k & 0 \end{bmatrix}$
kCCCII-	0	0	0	+1	0	0	0	-k	0	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 \\ 0 & -k & 0 \end{bmatrix}$

### 1.4.2. Conveiorul de curent de generația I

CCI este primul conveior inventat. Matricea lui este dată în (1.17), ecuațiile tensiunilor și curenților sunt date în (1.18), iar impedanțele porturilor sunt listate în Tabelul 1.2 [14].

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\begin{cases} I_Y = \pm I_Z = I_X \\ V_X = V_Y \end{cases} \quad (1.18)$$

Tabelul 1.2. Niveluri de impedanță ale CCI ideal

Nod (CCI)	Nivel de impedanță
X	0
Y	$\infty$
Z	$\infty$

La acesta:

- Tensiunea aplicată terminalului Y, va determina apariția unui potențial egal la intrarea X;
- Curentul  $I_X$  forțat către terminalul X va determina un curent egal  $I_Y$  și la terminalul Y;
- Curentul  $I_X$  va fi „condus” la terminalul de ieșire Z, care are caracteristicile unei surse de curent cu impedanță de ieșire mare;
- Tensiunea din terminalul X fiind impusă de terminalul Y, este independentă de curentul aplicat pe terminalul X;
- Curentul prin portul Y fiind fixat de către portul X este independent de tensiunea aplicată portului Y.
- Dacă sensul curentului  $I_Z$  este același (raportat la corpul CCI) ca și sensul curentului  $I_X$  se spune că avem CCI pozitiv (notat și CCI+, vezi fig.1.10)
- Dacă sensul curentului  $I_Z$  este opus (raportat la corpul CCI) față de sensul curentului  $I_X$  se spune că avem CCI negativ (notat și CCI-, curentul  $I_Z$  este opus ca sens curentului din fig.1.10)

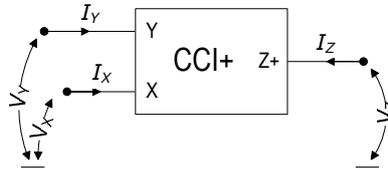


Fig.1.10. CCI pozitiv

### 1.4.3. Conveiorul de curent de generația a II-a

Conveiorul de curent de generația a doua – CCII este considerat ca cel mai versatil conveior de curent. Matricea lui este dată în (1.19), ecuațiile tensiunilor și curenților sunt date în (1.20), iar impedanțele porturilor sunt listate în Tabelul 1.3.

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{1.19}$$

$$\begin{cases} i_y = 0 \\ i_z = \pm i_x \\ v_x = v_y \end{cases} \tag{1.20}$$

Tabelul 1.3. Niveluri de impedanță ale CCII ideal

Nod (CCII)	Nivel de impedanță
X	0
Y	$\infty$
Z	$\infty$

La acesta:

- Tensiunea aplicată terminalului Y, va determina apariția unui potențial egal la intrarea X;
- Curentul  $I_X$  va fi „condus” la terminalul de ieșire Z, care are caracteristicile unei surse de curent cu impedanță de ieșire mare;
- Tensiunea din terminalul X fiind impusă de terminalul Y, este independentă de curentul aplicat pe terminalul X;
- Curentul prin portul Y este 0.

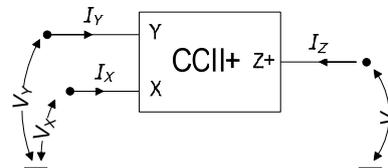


Fig.1.11. CCII pozitiv

În cele de mai sus conveiorul de curent a fost prezentat ca un circuit ideal. Pentru diverse tipuri de conveioare au fost prezentate matricele de transfer în Tabelul 1.1 Coeficienții din matrice sunt -1, sau 1. În realitate, conveiorul de curent nu este ideal, ci există abateri de la valorile ideale. Matricea ideală a lui CCII este

dată în relația (1.19). Structura ideală a unui astfel de conveyor de curent este prezentată în fig.1.12.

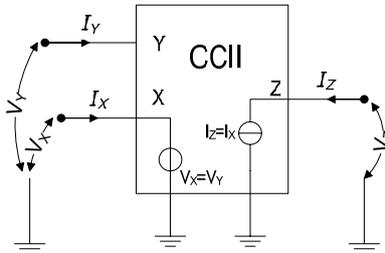


Fig.1.12. Modelul ideal al CCII

În structura unui CCII există o sursă de tensiune al cărei rol este de a copia tensiunea de la intrarea Y către intrarea X,  $V_X=V_Y$ , și o sursă de curent al cărei rol este de a copia curentul de la intrarea X către ieșirea Z,  $I_Z=I_X$ . În realitate nici repetorul de tensiune ( $V_X=V_Y$ ) și nici oglinda de curent ( $I_Z=I_X$ ) nu sunt ideale. Atunci se poate scrie pentru repetorul de tensiune:

$$V_X = aV_Y \quad (1.21)$$

și pentru oglinda de curent

$$I_Z = \beta I_X \quad (1.22)$$

Coeficienții  $a$  și  $\beta$  sunt dependenți de topologia de realizare a repetorului de tensiune și a oglinzii de curent și au valori foarte apropiate de 1.

Așa cum se vede din Tabelul 1.3, nivelurile de impedanță pentru intrările și ieșirile unui CCII ideal sunt fie infinite (Y și Z) fie 0 (X). În realitate acest lucru nu este posibil și astfel în modelul real al unui CCII vor apărea impedanțele reale, cu valori finite/nenule pe toate cele 3 intrări (fig.1.13). [13].

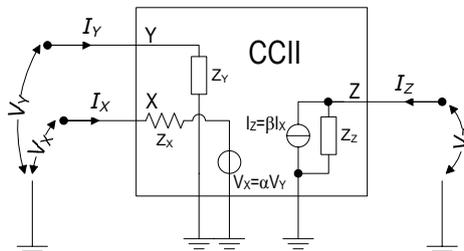


Fig.1.13. Model pentru CCII real (neideal)

Pe cele trei porturi se găsesc impedanțele  $Z_X$ ,  $Z_Y$  și  $Z_Z$ . Aceste impedanțe pot fi reprezentate ca și grupări RLC ca în fig.1.14. Impedanța de pe portul Y este reprezentată de o capacitate  $C_Y$  în paralel cu o rezistență  $R_Y$ . Aceasta din urmă, de multe ori, este omisă deoarece în cele mai multe implementări de CCII intrarea Y este grila unui tranzistor MOS. Impedanța de pe portul Z este o grupare RC paralel la care se dorește ca  $R_Z$  să fie cât mai mare, iar  $C_Z$  cât mai mic. Pe intrarea X impedanța este compusă dintr-o rezistență serie  $R_X$  în serie cu o inductanță  $L_X$  și în paralel cu o capacitate  $C_X$ .  $R_X$ ,  $C_X$  și  $L_X$  se doresc cât mai mici. În aplicațiile de înaltă frecvență  $L_X$  devine o problemă, valoarea impedanței prezente pe intrarea X crescând odată cu creșterea frecvenței.

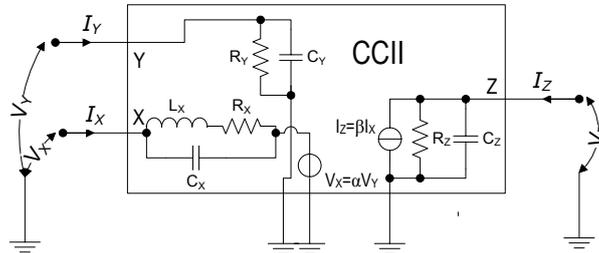


Fig.1.14. Schema bloc completă a CCII

**Pe baza celor prezentate mai sus, rezultă obiectivele țintă ale proiectării unui conveior de curent performant:**

- Câștig în tensiune a repetorului de tensiune ( $a \rightarrow 1$ );
- Câștig în curent ale oglinzilor de curent ( $\beta \rightarrow 1$ );
- Rezistență de intrare  $R_X \rightarrow 0$ ;
- Inductanță de intrare  $L_X \rightarrow 0$ ;
- Capacități parazite (limitează frecvența de operare)  $C_X, C_Y, C_Z \rightarrow 0$ ;
- Rezistențele pe Y și Z trebuie să fie cât mai mari  $R_Y, R_Z \rightarrow \infty$ .

Aceleași neidealități afectează toate tipurile de conveioare de curent. Pentru CCI și CCIII trebuie adăugată neidealitatea transferului de curent între portul X și portul Y. Și acest transfer trebuie să fie cât mai aproape de 1.

#### 1.4.4. Conveiorul de curent de generația a III-a

Diferența acestui conveior de generația III, CCIII, față de conveiorul de generația I, CCI, este sensul curentului prin portul Y, sens care este opus sensului curentului prin portul X (sensul e raportat la corpul conveiorului) (fig.1.15). Matricea lui este dată în (1.23), ecuațiile tensiunilor și curenților sunt date în (1.24), iar impedanțele porturilor sunt listate în Tabelul 1.4.

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \tag{1.23}$$

$$\begin{cases} -I_Y = \pm I_Z = I_X \\ V_X = V_Y \end{cases} \tag{1.24}$$

Tabelul 1.4. Niveluri de impedanță ale CCIII ideal

Nod (CCIII)	Nivel de impedanță
X	0
Y	$\infty$
Z	$\infty$

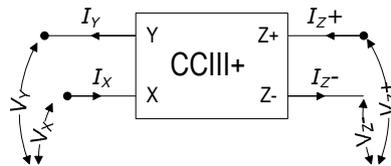


Fig.1.15. Conveiorul de curent de generația a III-a - CCIII

Acest conveior este foarte util pentru a măsura curentul flotant ce trece printr-o ramură de circuit (fig.1.16). Diferența de tensiune între portul Y și X este 0, deci, CCIII nu va influența circuitul în care se face măsurarea. Curentul de la ieșirea Z este identic cu cel ce trece prin porturile X și Y.

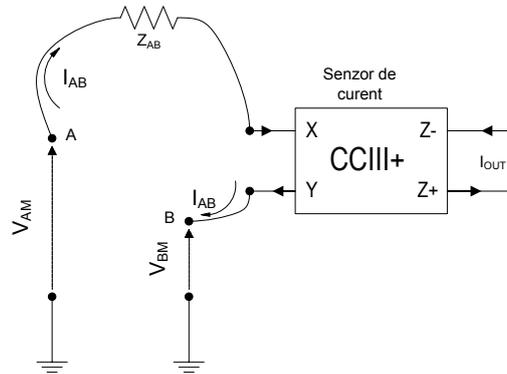


Fig.1.16. Aplicație a CCIII – măsurarea flotantă a unui curent

### 1.5. Oscilatoare cunoscute cu conveioare de curent

Literatura de specialitate cuprinde un număr mare de oscilatoare sinusoidale [56][57][74][75], dar și un număr de oscilatoare bazate pe conveioare de curent. Autorul a studiat peste 20 de articole ce prezintă acest subiect. O parte a acestor lucrări prezintă oscilatoare bazate pe conveioare de curent discrete, fie folosind singurul conveior de curent (CC) sub formă de circuit integrat disponibil pe piață – AD844, fie folosind tranzistoare bipolare discrete pentru realizarea CC. Deoarece aceste tipuri de conveioare nu fac obiectul cercetării de față ele nu vor fi analizate critic amănunțit ci voi prezenta doar lucrarea pe care o consider cea mai completă ce cuprinde oscilatoare cu CC bazate pe circuitul integrat AD844.

Lucrarea [15] (1994) prezintă toate oscilatoarele RC bazate pe CCII+ cu un număr minim de componente pasive. Au fost analizate oscilatoarele cu rețele pasive cu 4, 5, 6 și 7 noduri. Dintre toate combinațiile posibile de componente pasive în rețeaua pasivă au fost extrase 14 cazuri care au fost testate experimental. În articol sunt prezentate performanțele a doar două circuite. Circuitele au fost realizate cu CCII+ AD844 – circuit realizat într-o tehnologie bipolară complementară foarte performantă. Alimentarea acestui circuit și deci, a întregului oscilator se face între  $\pm 4,5V$  și  $\pm 18V$ . Componentele pasive sunt discrete și de calitate: capacitățile au valori de 1nF, iar rezistențele de 976 $\Omega$ , respectiv 499 $\Omega$ , toate cu erori mai mici de 1%. În aceste condiții frecvența de oscilație este reglabilă între 20kHz și 200kHz. Pentru cele două configurații detaliate în articol, THD este cuprins între 0,08% și 3,2%. Articolul **nu dă informații despre stabilitatea frecvenței și amplitudinii oscilațiilor cu temperatura și cu variația tensiunii de alimentare.**

Există în literatură oscilatoare bazate pe CC realizate cu tranzistoare în tehnologie CMOS integrabilă. În cele ce urmează se prezintă pe scurt și critic (cu caractere bold) principalele oscilatoare cu CC realizate în tehnologie CMOS, raportate în literatura de specialitate. Pentru limitarea extinderii acestui paragraf nu se prezintă schemele oscilatoarelor.

1. Lucrarea [16] (2000) prezintă un oscilator de tip RC cu un singur conveior de generația II (CCII) pe o structură Fabre-Normand. Circuitul este un NIC (negative impedance convertor) cu ieșirea Z conectată la intrarea Y. O rezistență  $R$  este conectată între intrarea Y și masă și va fi reflectată datorită configurației de NIC sub forma unei rezistențe negative  $-R$ , la intrarea X. La X este conectată o capacitate  $C$  care împreună cu inductanța parazită  $L_p$  (prezentă inerent la CC pe intrarea X) formează un circuit oscilant. Rolul rezistenței negative este de a anula rezistențele parazite în nodul de oscilație. Circuitul e simplu, **dar se bazează pe o inductanță parazită  $L_p$  care nu este ușor de dedus din calcule. Estimarea frecvenței de oscilație se face doar pe baza simulărilor. Articolul nu prezintă o formulă de calcul a frecvenței de oscilație.** Circuitul **nu poate funcționa la frecvențe joase** deoarece inductanța parazită  $L_p$  se face simțită doar la frecvențe înalte. Domeniul de frecvențe ce poate fi obținut este foarte dependent de structura CCII deoarece  $L_p$  depinde foarte mult de dimensiunile tranzistoarelor din CCII. Se prezintă două dimensiuni de CCII pe pot oscila cu frecvențe între 10-25MHz și 35-55MHz. Articolul prezintă grafic dependența frecvenței de oscilație cu tensiunea de alimentare - **8MHz/V**. Articolul **nu prezintă nici o informație asupra THD și a stabilității frecvenței și amplitudinii oscilațiilor cu temperatura.**

2. Lucrarea [17] (2002) prezintă două oscilatoare cu un singur FDCCII (fully differential current conveyor, second generation) și cu componente pasive conectate către masă. Acest ultim detaliu este un avantaj pentru integrarea ușoară a componentelor pasive, în special a capacităților. Circuitul conține 3 rezistențe și 2 capacități. **Tensiunea de alimentare  $V_{DD}=+5V$ ,  $V_{SS}=-5V$** , tensiune neobișnuită pentru circuitele actuale mixte analog/digitale. Oscilatorul prezintă la ieșire un curent. Frecvența de oscilație dată este de 2,24MHz. Articolul **nu prezintă informații asupra THD și a stabilității frecvenței și amplitudinii oscilațiilor cu temperatura și nici asupra domeniului de frecvențe ce pot fi obținute.**

3. Lucrarea [18] (2002) prezintă un oscilator bazat pe CC în tehnologie CMOS 0,8 $\mu$ , alimentat la  $\pm 3V$ . Structura conține 4 blocuri TCCII, o rezistență și 2 capacități. Pentru structura dată în lucrare domeniul de ajustare a frecvenței este de la 7 la 11MHz. Pentru  $f_0=11MHz$ , THD=0,4% și amplitudinea oscilațiilor este 100mV, iar pentru  $f_0=7MHz$ , **THD=1,9%**. Variația frecvenței cu temperatura este  $\approx 1,5KHz/^{\circ}C$  ( $2,15 \cdot 10^{-4}/^{\circ}C$ ). **Nu este dată nici o informație asupra stabilității amplitudinii oscilațiilor cu temperatura.**

4. Lucrarea [19] (2004) prezintă un oscilator controlat în curent bazat pe CCII realizat în tehnologie CMOS de 0,35 $\mu$ . Tensiunea de alimentare este de  $\pm 1,5V$ . Domeniul de frecvențe ce se pot obține comandând în curent acest oscilator este 15-150MHz. Structura oscilatorului conține trei CCII+, 4 rezistențe și 2 capacități. Articolul **nu prezintă nici o informație asupra THD și a stabilității frecvenței și amplitudinii oscilațiilor cu temperatura și cu variația tensiunii de alimentare.**

5. Lucrarea [20] (2006) prezintă un oscilator de înaltă frecvență folosind 3 CCII, 2 capacități și 3 rezistențe. Oscilatorul poate genera frecvențe între 333MHz și 867MHz prin varierea unui curent de control între 50-400 $\mu A$ . Articolul **nu prezintă nici o informație asupra THD și a stabilității frecvenței și amplitudinii oscilațiilor cu temperatura și cu variația tensiunii de alimentare.**

6. Lucrarea [21] (2008) prezintă un oscilator realizat cu două conveioare de curent de generația I controlate în curent, CCCI. De fapt este vorba de conveioare de curent de generația a II controlate în curent, CCCII, transformate în CCCI prin conectarea ieșirii Z la intrarea Y. Oscilatorul mai conține 2 rezistențe și

2 capacități. Prin controlul curentului de intrare între 70-155 $\mu$ A, oscilatorul își va modifica frecvența între 1,8-3,5MHz. Tehnologia de proiectare și simulare este CMOS 0,35 $\mu$ . Tensiunea de alimentare  $\pm$ 1,5V. Articolul **nu prezintă nici o informație asupra THD și a stabilității frecvenței și amplitudinii oscilațiilor cu temperatura și cu variația tensiunii de alimentare.**

## 1.6. Concluzii

Oscilatoarele sunt circuite esențiale în electronica zilelor noastre. Deși sunt atât de necesare, oscilatoarele sunt de multe ori insuficient cunoscute și înțelese. Mulți electroniști refuză să proiecteze propriile oscilatoare preferând să apeleze la „specialiști în oscilatoare” sau la soluții „de-a gata” existente pe piață. Frecvențele înalte impun folosirea oscilatoarelor de tip LC, și deci, folosirea inductoarelor ca și elemente reactive. Folosirea acestora în oscilatoarele actuale este însă limitată de posibilitățile lor de integrare în siliciu. Totuși fiabilitatea, prețul redus, puterea consumată mică, dimensiunile reduse etc., impun pe piață tot mai mult cipurile SoC. Din această contradicție – inductoare greu integrabile și de calitate slabă / necesitatea integrării – s-a născut ideea unor oscilatoare cu inductanțe simulate.

Simularea unei inductanțe sau a unei capacități impune folosirea unor elemente active de circuit [68][69][70]. Este evident că limitările elementelor active vor fi transferate în mare parte asupra elementului simulat sub forma unor erori, limitări și neliniarități. Având în vedere că frecvența este parametrul esențial al unui oscilator, se impune alegerea elementului activ de circuit care să poată funcționa la frecvența impusă. Din aceste considerente a reieșit ideea folosirii conveioarelor de curent în rolul de element activ în simularea inductoarelor și capacităților necesare unui oscilator „LC” integrat. Erorile relative produse de oscilatoarele cu CC sunt comparabile cu cele ale oscilatoarelor bazate pe amplificatoarele operaționale AO, dar se cunoaște că acestea din urmă folosesc în majoritatea cazurilor bucle de reacție negativă, ceea ce duce la limitarea frecvențelor maxime ce pot fi obținute. De exemplu, oscilatorul Wien bazat pe AO și o rețea pasivă simetrică prezintă frecvență maximă posibilă la 16,67% din produsul bandă\*câștig (GBW – gain bandwidth) [15]. Oscilatoarele cu CC prezintă limitări ale frecvenței maxime de operare din cauza efectelor parazite de ordinul doi (impedanțele terminalelor, capacități parazite etc.). CC sunt considerate circuite cu performanțe mai bune în frecvență decât AO datorită lipsei produsului GBW constant (lucrează în buclă deschisă). CC prezintă o bandă de frecvență constantă indiferent de câștig. De asemenea lipsa reacției negative face din CC circuite intrinsec stabile și deci, nu mai necesită structuri suplimentare de compensare în frecvență. CC poate fi implementat cu structuri ce lucrează în clasă AB la care parametrul SR (slew-rate) este foarte mare (mii de volți/ $\mu$ s); acest lucru permite ca oscilatoarele bazate pe CC să poată opera la frecvențe mai mari și cu amplitudini mai mari decât versiunile cu AO. Din punct de vedere al integrării în siliciu (aria ocupată) CC sunt mai eficiente decât AO.

Acest capitol introductiv a făcut o prezentare succintă a problematicei oscilatoarelor și a integrării acestora. S-a prezentat o soluție existentă de oscilator cu LC simulat, dar neintegrat în siliciu și de frecvență joasă. Circuitul prezintă o stabilitate foarte bună atât a frecvenței cât și a amplitudinii oscilațiilor cu temperatura. Articolele referitoare la „cuarțul electronic” nu precizează însă limita superioară a frecvențelor ce pot fi obținute.

În partea a doua a capitolului am făcut o trecere în revistă a conveioarelor de curent, circuit ce va face obiectul întregii teze. Deși nu au fost prezentate în acest capitol, aplicațiile circuitelor CC sunt foarte numeroase și au fost analizate în cadrul acestei cercetări. Câteva aplicații sunt: amplificare [54][63], diferențiere, integrare, însumare, filtre [53][60][64][67], oscilatoare [65], circuite de simulare (impedanțe [68], capacități, rezistențe [69][70]), circuite pentru operații matematice [71] (multiplicare, divizare, extragere de sub radical, ridicare la putere, însumare vectorială), redresoare [72], circuite de interfațare, aplicații speciale [41][42][43][44] etc.[62][73].

În ultimul paragraf al capitolului am prezentat critic performanțele oscilatoarelor realizate cu CC integrate în tehnologie CMOS. S-a încercat prezentarea tuturor performanțelor acestor oscilatoare, acolo unde aceste informații au fost disponibile. Numărul redus de oscilatoare de acest tip, raportate în literatură, precum și insuficiența lor documentare, explicare și testare lasă deschisă poarta cercetării în acest domeniu. S-a prezentat informativ și o lucrare considerată etalon ce prezintă oscilatoare cu CC folosind un CC proiectat și realizat în tehnologie bipolară (AD844). Cele mai multe articole omit prezentarea unor informații minimale despre caracteristicile cele mai importante ale oscilatoarelor sinusoidale: THD, stabilitatea cu variația temperaturii și cu variația tensiunii de alimentare.

**Contributii:**

- **S-a realizat clasificarea conveioarelor de curent după diverse criterii. Această clasificare – contribuție proprie - este de fapt singura prezentă în literatură.**
- **S-a propus Matricea generalizată a CC cu 3 porturi. Cu ajutorul acestei matrici generalizate pot fi definite conveioarele de generația I, II, III, conveioarele inversate - ICC, conveioarele controlate în curent - CCC și cele cu câștig de curent X/Z - kCC.**

## 2. PROIECTAREA CONVEIOARELOR DE CURENT

### Rezumat

În acest capitol sunt prezentate noi metode de proiectare a CC. Paragraful 2 prezintă o metodă de proiectare a conveioarelor de curent de generația I - CCI bidirecționale cu auto-polarizare. Pentru acest tip de conveior de curent este dedusă relația de calcul a curentului de auto-polarizare. Se prezintă dimensionarea unui astfel de CCI precum și rezultatele de simulare. Relațiile de definire ale rezistențelor de intrare și de ieșire sunt deduse în paragraful 3. Tot aici se face o analiză a posibilităților de îmbunătățire a acestor rezistențe.

O metodă originală de proiectare procedurală a conveioarelor de curent de generația a II-a, CCII, este explicată în paragraful 4. Este prezentată metoda de partajare a circuitului în blocuri analogice elementare care pot fi ușor proiectate și dimensionate. Se arată o metodă de derivare a specificațiilor fiecărui bloc analogic elementar din specificațiile de performanță ale CCII. Se prezintă o tehnică de dimensionare a tranzistoarelor din CCII pe baza metodei  $g_m/I_D$ . Sunt listate apoi performanțele conveiorului de curent proiectat.

Paragraful 5 prezintă un nou macromodel al conveiorului de curent de generația I. Macromodelul de simulare trebuie să aproximeze cât mai exact CC original (realizat cu tranzistoare CMOS). Sunt prezentate rezultate de simulare comparative CC-macromodel/CC-original. Pentru CCI reale foarte simple (tip Sedra) reducerea timpului de simulare folosind macromodele este de cel puțin 3,8 ori.

### 2.1. Introducere

Conveioarele de curent și-au făcut de mult loc în galeria circuitelor analogice esențiale. În cei peste 40 de ani de la primul CC propus de Sedra au fost raportate peste 1000 de articole ce tratează CC și aplicațiile lor. Deși există un număr mare de articole în acest domeniu încă există subiecte insuficient tratate și cu siguranță multe aplicații ale CC ce așteaptă să fie descoperite. În Capitolul 1 s-a făcut o trecere în revistă a tipurilor de CC existente actual. În acest capitol se propune acoperirea unor goluri în teoria CC și în metodologia de proiectare și simulare a acestora.

CC de generația I (CCI) au fost primele CC inventate, dar odată cu apariția CC de generația a II-a (CCII) au fost în mare parte trecute în plan secundar. Cu toate acestea, caracteristicile CCI le fac utile și avantajoase în anumite aplicații. În lucrările [23] și [27] s-a introdus o metodă de proiectare a unui CCI uzual bidirecțional cu auto-polarizare. Aceste lucrări sunt prezentate în paragraful 2.2. Se stabilesc relațiile de calcul ale curentului de auto-polarizare și de aici rezultă o metodă de proiectare a acestui tip de CC. Pentru că în literatura cunoscută nu s-au găsit definițiile matematice ale rezistențelor de intrare ale CCI, în paragraful 2.3 se propun relațiile de calcul pentru  $R_x$ ,  $R_y$  și  $R_z$ . Se va face o analiză matematică și grafică a acestor rezistențe, pentru a putea fi derivate câteva concluzii privind îmbunătățirea lor.

Deși conveioarele de curent de generația a II-a, CCII, sunt cele mai utilizate și răspândite CC, în literatura cunoscută nu a fost prezentată o metodă coerentă și generalizată de proiectare a acestora. Lucrarea [28] care este preluată și în paragraful 2.4, detaliază o metodă de calculare și proiectare procedurală a unui CCII cu structură clasică Fabre-Normand.

Paragraful al cincilea al acestui capitol se ocupă de macromodelul de simulare al unui CCI. Macromodelul este necesar pe parcursul proiectării unui circuit integrat ce conține și CC deoarece reduce timpul de simulare necesar și poate deveni foarte util în depistarea rapidă a influențelor neidealităților unui CCI (calitativ, dar și cantitativ) asupra circuitului proiectat. Macromodelul propus pentru acest tip de CC este original.

## 2.2. Proiectarea unui CCI bidirecțional cu autopolarizare

CCI este primul conveior inventat. Matricea lui este dată în (2.1), iar (2.2) prezintă ecuațiile curenților și tensiunilor. Impedanțele porturilor sunt listate în Tabelul 2.1 [14].

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} I_Y = \pm I_Z = I_X \\ V_X = V_Y \end{cases} \quad (2.2)$$

Tabelul 2.1. Niveluri de impedanță CCI

Nod (CCI)	Nivel de impedanță
X	0
Y	$\infty$
Z	$\infty$

În fig.2.1. este prezentat simbolul unui CCI+ bidirecțional cu autopolarizare.

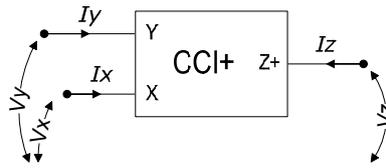


Fig.2.1. Simbolul unui CCI pozitiv, CCI+

Structura de bază a unui conveior CCI pozitiv este prezentată în fig.2.2, iar în fig.2.3 este redată schema la nivel de tranzistoare MOS a conveiorul de curent de generația I, bidirecțional, cu auto-polarizare. Acesta din urmă este un conveior ce lucrează în clasă AB.

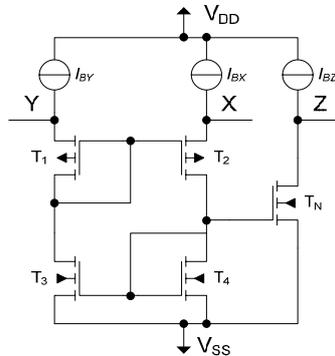


Fig.2.2. Schema funcțională cu tranzistoare MOS a CCI unidirecțional

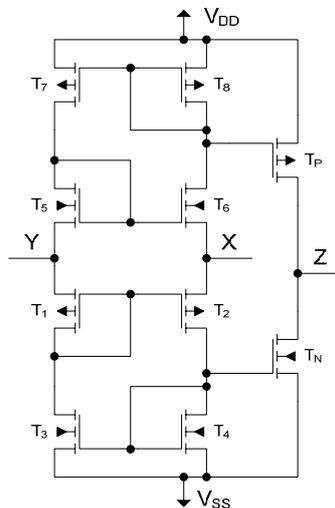


Fig.2.3. Schema cu tranzistoare MOS CCI+ bidirecțional cu autopolarizare

La aceste circuite precizia funcției se obține pe baza preciziei geometrice de realizare a tranzistoarelor împerecheate. La această topologie elementele de bază sunt oglinzile de curent  $T_3-T_4$ ,  $T_7-T_8$ , dar și cvasi-oglinzile de curent  $T_1-T_2$  și  $T_5-T_6$  (au structură de oglinzi de curent, dar se comportă puțin diferit). Tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_5$  și  $T_6$  formează o așa numită buclă transliniară, fiind de fapt un repetor de tensiune simplu, complementar. Bucla transliniară asigură copierea tensiunii de la intrarea  $Y$  către intrarea  $X$ . Oglinzile de curent  $T_3-T_4-T_N$  și  $T_7-T_8-T_P$  asigură „conducerea” curentului de la intrarea  $X$  către intrarea  $Y$  și către ieșirea  $Z$ . Precizia conveiorului de curent, atât în tensiune cât și curent se bazează pe precizia de împerechere a tranzistoarelor și curenților din aceste oglinzi de curent. Asigurarea împerecherii foarte bune a curenților în oglinzile de curent implică strategii foarte elaborate de proiectare a layoutului. Se urmărește asigurarea egalității dimensiunii fizice rezultate a tranzistoarelor fabricate, aceeași tensiune de prag  $V_{th}$ , efect de învecinare similar (compensat cu tranzistoare fantomă – „dummy”), aceeași distanță față de marginea insulei de tip n-well (WPE), expunere simetrică la stres mecanic de tip STI, la gradientele de temperatură, înlăturarea efectelor de antenă în chip...etc.

Dacă în cazul general de utilizare a conveioarelor de curent de generația I se utilizează o polarizare în curent forțată [21] în schimb **s-a constatat că există posibilitatea autopolarizării acestora, curentul de repaos fiind impus prin lățimea canalului tranzistoarelor și tensiunea de alimentare. Astfel, schemele conveioarelor de generația I devin mult mai simple**, ele putând avea încă unele aplicații [23].

**Se propune în continuare o metodă originală de calculare și proiectare a unui CCI+ bidirecțional autopolarizat.**

Pentru analiza regimului de repaos intrările nu vor fi alimentate cu curent, deci, nici ieșirea nu va furniza curent iar, datorită simetriei pe verticală, tensiunile de la intrări și de la ieșire vor fi teoretic nule. Pentru aceasta mai trebuie ca lățimile tranzistoarelor pMOS să fie stabilite mai mari decât cele ale tranzistoarelor nMOS, astfel încât transconductanțele celor două tipuri de tranzistoare să fie egale. Lățimile canalelor vor fi în final ajustate pentru ca rezultatul să fie corect.

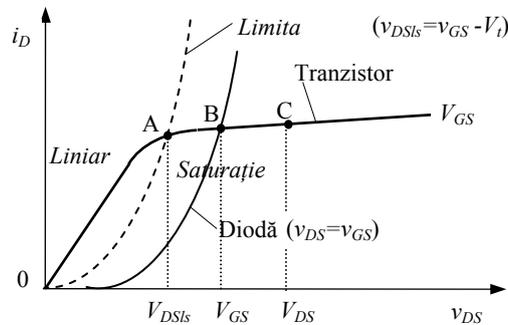


Fig.2.4. Caracteristicile tranzistorului MOS și a diodei

În calcule se vor folosi ecuațiile curenților de drenă în saturație ce rezultă pentru punctele B și C de pe o caracteristică statică de ieșire a tranzistoarelor (fig.2.4). Punctul B corespunde funcționării unui tranzistor conectat ca diodă, iar punctul C – unui tranzistor ce nu este legat ca „diodă” și care preia o tensiune  $v_{DS}$  mai mare. Punctul A corespunde limitei regiunii de saturație și se află pe parabola pătratică dată de ecuația:

$$i_D = \frac{K}{2}(v_{GS} - V_t)^2 = \frac{K}{2}v_{DS}^2 \quad (2.3)$$

Această ecuație aproximativă arată că în punctul A există o discontinuitate a caracteristicii statice [23],[24] deoarece imediat în dreapta acestui punct (în regiunea de saturație) este valabilă o ecuație a curentului de forma:

$$i_D = \frac{K}{2}(v_{GS} - V_t)^2(1 + \lambda v_{DS}) \cong \frac{K}{2}v_{DS}^2(1 + \lambda v_{DS}) \quad (2.4)$$

Întrucât la simularea schemelor cu tranzistoare CMOS această discontinuitate ar produce probleme, modelele tranzistoarelor utilizează și în regiunea liniară o ecuație mai precisă a curentului, ce include efectul de modelare a lungimii canalului adică factorul  $(1 + \lambda v_{DS})$ . Astfel, discontinuitatea amintită este eliminată.

Curentul din punctul C respectă cu suficientă precizie ecuația:

$$i_D = \frac{K}{2}(v_{GS} - V_t)^2(1 + \lambda v_{DS}) \quad (2.5)$$

Iar punctul B se află pe o curbă asemănătoare cu caracteristica unei diode, având căderea de tensiune  $v_{DS} = V_{GS}$  :

$$i_D = \frac{K}{2}(v_{DS} - V_t)^2(1 + \lambda v_{DS}) = \frac{K}{2}(v_{GS} - V_t)^2(1 + \lambda v_{GS}) \quad (2.6)$$

Astfel, pentru ramurile cu tranzistoarele  $T_1$  și  $T_3$  respectiv  $T_2$  și  $T_4$  se pot scrie ecuațiile curentului de drenă, presupus același prin cele două ramuri, în ipotezele că jumătățile de jos și de sus ale conveiorului sunt simetrice, că tranzistoarele sunt în saturație (tranzistoarele diodelor sunt cert în saturație) și că toate tranzistoarele au aceeași transconductanță  $K$ :

$$I_{Do} = \frac{K}{2}(V_{GSp} - V_{tp})^2(1 + \lambda_p V_{GSp}) \quad (\text{pentru } T_1) \quad (2.7)$$

$$I_{Do} = \frac{K}{2}(V_{GSp} - V_{tp})^2(1 + \lambda_p V_{DSp}) \quad (\text{pentru } T_2) \quad (2.8)$$

$$I_{Do} = \frac{K}{2}(V_{GSn} - V_{tn})^2(1 + \lambda_n V_{DSn}) \quad (\text{pentru } T_3) \quad (2.9)$$

$$I_{Do} = \frac{K}{2}(V_{GSn} - V_{tn})^2(1 + \lambda_n V_{GSn}) \quad (\text{pentru } T_4) \quad (2.10)$$

Pentru tensiunile implicate aici se mai pot scrie, în ipoteza că  $v_x = v_y = 0$ , ecuațiile:

$$V_{DSn} + V_{GSp} = V_{DD} \quad (2.11)$$

$$V_{DSp} + V_{GSn} = V_{DD} \quad (2.12)$$

Comparând ecuațiile curentilor prin tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  respectiv  $T_3$  și  $T_4$  rezultă imediat că

$$V_{GSp} = V_{DSp} \quad (2.13)$$

$$V_{GSn} = V_{DSn} \quad (2.14)$$

Rezultă că toate tranzistoarele de același tip ( $p$  sau  $n$ ) din schema conveiorului au în regim static același punct de funcționare  $B$  (deci sunt în saturație, cum s-a presupus), adică tranzistorul și dioda dintr-o pereche orizontală au aceeași cădere de tensiune  $V_{DS} = V_{GS}$ . Cum tensiunile  $V_{GSp}$  și  $V_{GSn}$  sunt de valori apropiate, rezultă de asemenea că acestea se apropie ca valoare de  $V_{DD}/2$ .

Dacă se egalează acum membrul drept din ecuațiile (2.7) și (2.9) înlocuind  $V_{DSn} = V_{GSn}$  și simplificând pe  $K/2$  rezultă:

$$(V_{GSp} - V_{tp})^2(1 + \lambda_p V_{GSp}) = (V_{GSn} - V_{tn})^2(1 + \lambda_n V_{GSn}) \quad (2.15)$$

Și având  $V_{tp} > V_{tn}$ ,  $\lambda_p > \lambda_n$  această egalitate apare ca posibilă chiar și în condiția că tranzistoarele  $p$  și  $n$  au aceeași transconductanță.

Ecuația (2.15) se mai poate scrie folosind relațiile (2.11) și (2.14):

$$(V_{GSp} - V_{tp})^2(1 + \lambda_p V_{GSp}) = (V_{DD} - V_{GSp} - V_{tn})^2[1 + \lambda_n(V_{DD} - V_{GSp})] \quad (2.16)$$

Din aceasta, după desfacerea parantezelor și ordonarea termenilor, rezultă o ecuație de gradul trei în  $V_{GSp}$  de forma:

$$\begin{aligned} & (\lambda_p + \lambda_n)V_{GSp}^3 - [3\lambda_n V_{DD} + 2(\lambda_p V_{tp} - \lambda_n V_{tn})]V_{GSp}^2 + \\ & + [V_{DD}(2 + 3\lambda_n V_{DD} - 4\lambda_n V_{tn}) - 2(V_{tp} + V_{tn}) + \lambda_p V_{tp}^2 + \lambda_n V_{tn}^2]V_{GSp} - \\ & - (1 + \lambda_n V_{DD})(V_{DD} - V_{tn})^2 + V_{tp}^2 = 0 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Rezolvarea directă a acestei ecuații este dificilă, dar ea se poate rezolva (are o singură rădăcină reală) prin încercări, știind că  $V_{GSp} \approx V_{DD}/2$ , dar mai mică decât aceasta. O altă soluție este folosirea unor programe ce permit rezolvarea ecuațiilor, de exemplu Matlab.

Cu valoarea obținută din calcule pentru  $V_{GSp}$  se poate în continuare determina curentul  $I_{Do}$  din ecuația (2.7). Acesta va reprezenta curentul de autopolarizare căutat al conveiorului.

Întotdeauna proiectanții de circuite integrate analogice pornesc proiectarea pe baza unor calcule de mână și se vor folosi de relația de calcul (2.5) care corespunde modelării Spice LEVEL 1. Rezultatele calculelor manuale sunt departe de rezultatele de simulare deoarece simulatoarele actuale folosesc modelări mult mai complexe, care conțin zeci de parametri ce nu pot fi cuprinși în calculele manuale. De exemplu tehnologia  $0,35\mu\text{m}$  CMOS folosește pentru modelarea tranzistorului MOS în jur de 16 pagini de ecuații și aproape 150 de parametri. Pe măsură ce tehnologia avansează, calculele manuale sunt tot mai puțin precise și apropiate de simulări. Este necesar să avem la dispoziție valori precise pentru câțiva parametri necesari în calculele manuale (Tabelul 2.2).

Tabelul 2.2. Parametrii de proces necesari pentru calcule manuale

$V_{t0}$
$\lambda$
$K'$
$V_{gs}-V_{t0}$

Acești parametri pot fi obținuți prin simulare din caracteristicile de transfer ale tranzistoarelor nMOS și pMOS [25]. Am ales dimensiunile geometrice  $W$  și  $L$  ale tranzistoarelor și am obținut prin simulare caracteristicile curentului de drenă funcție de tensiunea de drenă-sursă. Folosind ecuațiile tranzistorului MOS aplicate la aceste caracteristici, am calculat parametrii necesari. Valorile lor sunt trecute în Tabelul 2.3.

Tabelul 2.3. Parametrii tranzistoarelor MOS

Parametru	NMOS	PMOS
$W$	$20\mu$	$20\mu$
$L$	$1\mu$	$1\mu$
$V_{t0}$	$0,759\text{ V}$	$0,807\text{ V}$
$\lambda$	$0,029\text{ V}^{-1}$	$0,0408\text{ V}^{-1}$
$K'$	$87,35\ \mu\text{A}/\text{V}^2$	$37,74\ \mu\text{A}/\text{V}^2$
$V_{gs} - V_{t0}$	$0,241\text{ V}$	$0,193\text{ V}$
$V_{ds} = V_{gs}$	$1\text{ V}$	$1\text{ V}$
$I_{ds}$	$52,15\ \mu\text{A}$	$14,6\ \mu\text{A}$

Pe baza Tabelul 2.3. și folosind scalarea geometrică [26] s-au calculat curenții și dimensiunile pentru toate tranzistoarele.

Astfel, pentru un conveior având schema din fig.2.3, cu tranzistoare presupuse în tehnologie CMOS de  $0,35\mu\text{m}$  și având  $V_{DD}=2,5\text{V}$ ,  $V_{SS}=-2,5\text{V}$ ,  $L=1\mu\text{m}$ ,  $W_n=8,65\mu\text{m}$ ,  $W_p=20\mu\text{m}$ ,  $\lambda_p=0,0408\text{V}^{-1}$ ,  $\lambda_n=0,029\text{V}^{-1}$ ,  $V_{tp}=0,807\text{V}$ ,  $V_{tn}=0,759\text{V}$ , valoarea  $V_{GSp}=1,272\text{V}$ . Tensiunea  $V_{GSn}$  reprezintă diferența până la  $V_{DD}$  deci, vom avea  $V_{GSn}=1,228\text{V}$ . Cu aceasta, rezultă valoarea curentului de autopolarizare  $I_{Do}=86\mu\text{A}$ .

Dacă se dorește o evaluare rapidă a curentului de autopolarizare se poate considera  $V_{GSp} = V_{DD}/2$ .

Datele de proiectare rezultate din calcule,  $I_{Do}$  și  $V_{GS}$  permit aproximarea dimensiunilor fizice a tranzistoarelor componente ale conveiorului. Rezultatele de simulare dau un curent de autopolarizare  $I_{DO}=85,7\ \mu\text{A}$ , valoare foarte apropiată cu cea determinată prin metoda de calcul prezentată mai sus.

Fig.2.5 și fig.2.6 prezintă rezultatele de simulare ale CCI propus.

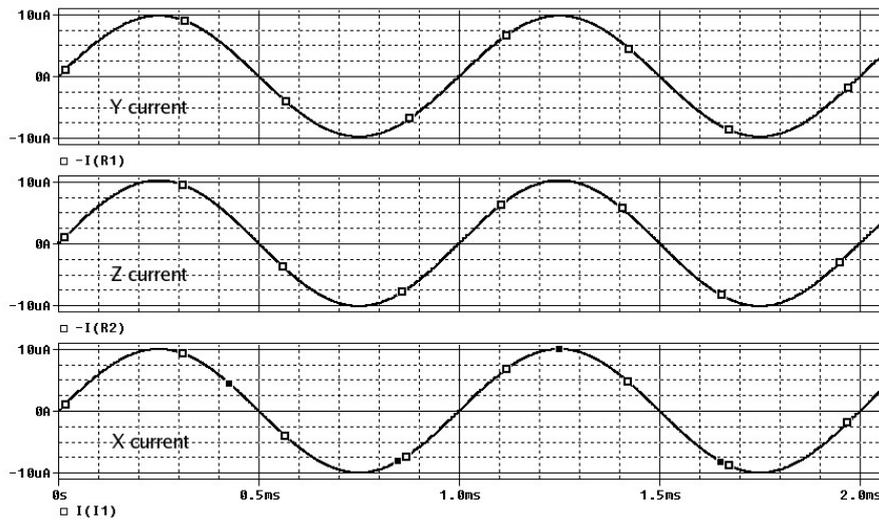


Fig.2.5. Curenții de intrare și de ieșire ai CCI

Conveiorul propus și dimensionat prezintă o caracteristică de transfer cu o zonă liniară foarte precisă (fig.2.6). Neliniaritatea caracteristicii de transfer este aproximativ 2% pentru întreg intervalul de curenți -100μA la +100μA [27].

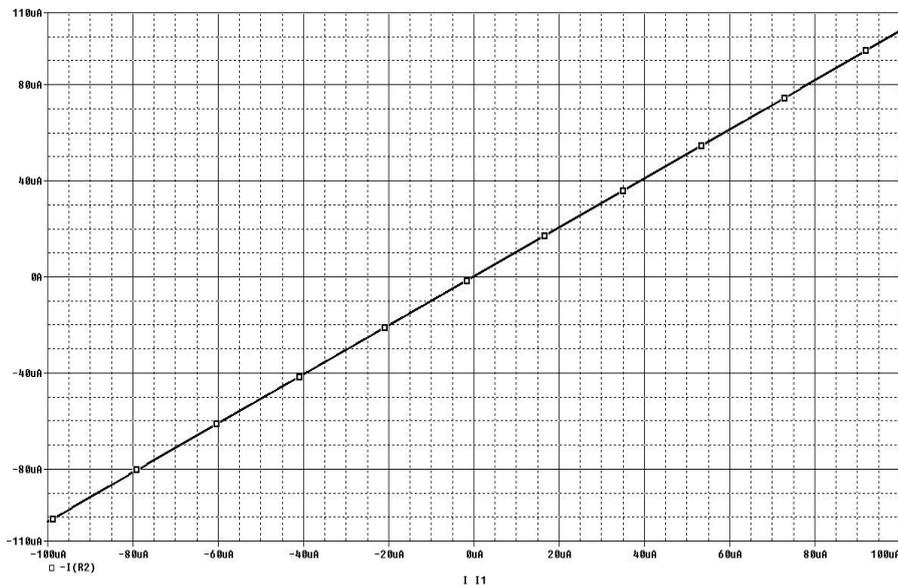


Fig.2.6. Caracteristica de transfer  $i_z=f(i_x)$

Simularea AC – banda de frecvență, este prezentate în fig.2.7. Conveiorul propus are o bandă de frecvență de 180MHz în curent.

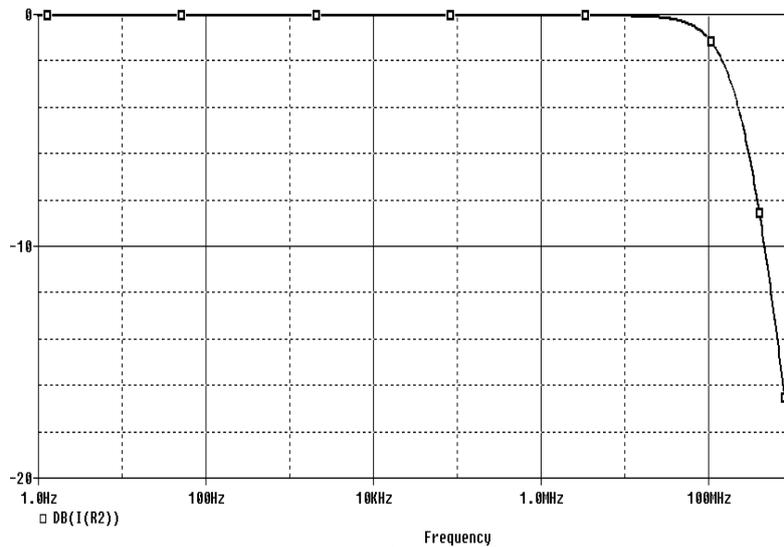


Fig.2.7. Banda de frecvență

CCI propus se comportă ca o sursă de curent. Impedanța de ieșire, la portul Z, este de aproximativ 400k $\Omega$  pentru o bandă de frecvență de la 0 la 1MHz (fig.2.8).

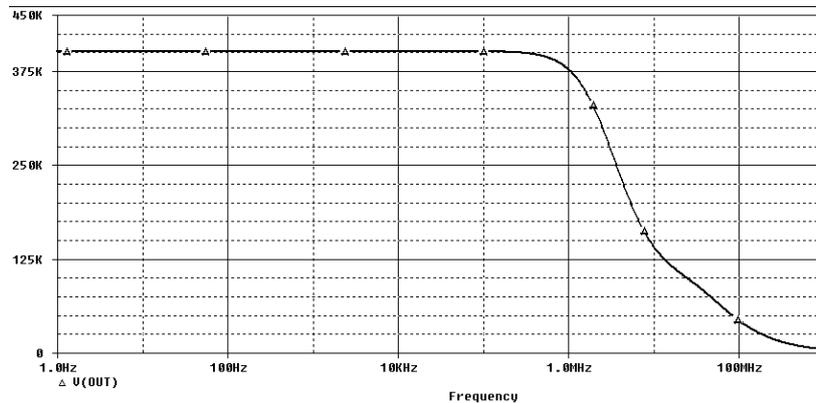


Fig.2.8. Impedanța de ieșire

Am prezentat în acest paragraf conveiorul de curent de generația I, CCI, bidirecțional, cu autopolarizare. De asemenea s-a evidențiat o metodă eficientă de calcul și proiectare a acestui CCI simplu.

### 2.3. Analiza rezistențelor de intrare și ieșire la CCI

Fig.2.3 a prezentat schema unui CCI+ simplu și va fi folosită ca referință în acest paragraf. Din punct de vedere al impedanțelor de intrare și ieșire, CCI este format din două părți asemănătoare, de fapt din două CCI unidirecționale ca cele din fig.2.2. conectate în paralel. Se vor analiza în mod independent și determina impedanțele celor două „jumătăți” ale CCI apoi impedanțele pentru întreg CCI vor

rezulta prin gruparea în paralel a impedanțelor echivalente rezultate pentru părțile componente. Pentru fiecare CCI unidirecțional (fig.2.2) se poate redesena schema folosind modelul de semnal mic al tranzistoarelor. Pentru calculul rezistențelor de intrare și de ieșire, la fiecare tranzistor, se vor considera, doar sursa de curent comandată în tensiune  $g_m$  (transconductanța) și conductanța  $g_{ds}$ . Fig.2.9 prezintă modelul de semnal mic al unui CCI unidirecțional pentru calcularea rezistenței de intrare  $R_X$ .

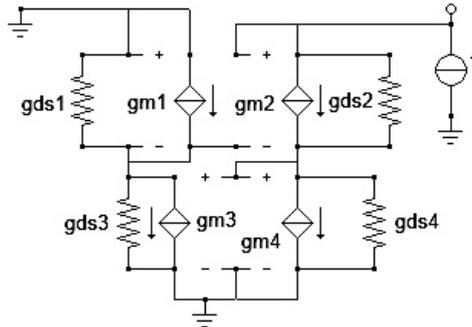


Fig.2.9. Modelul de semnal mic al unui CCI unidirecțional

**Modelul prezentat în fig.2.9 a fost folosit pentru determinarea relației de calcul a rezistenței serie de intrare  $R_{XJ}$  (2.18) pentru partea inferioară a CCI:**

$$R_{XJ} \cong \left( \frac{g_{ds2} + g_{ds4}}{g_{m2}g_{m4}} + \frac{g_{ds1} + g_{ds3}}{g_{m1}g_{m2}} \right) \quad (2.18)$$

**Pentru partea superioară a CCI s-a derivat o relație asemănătoare (2.19):**

$$R_{XS} \cong \left( \frac{g_{ds5} + g_{ds7}}{g_{m5}g_{m6}} + \frac{g_{ds6} + g_{ds8}}{g_{m6}g_{m8}} \right) \quad (2.19)$$

**Considerând:**

$$R_X \cong R_{XJ} \parallel R_{XS} \quad (2.20)$$

**Rezultă:**

$$R_X \cong \left( \frac{g_{ds2} + g_{ds4}}{g_{m2}g_{m4}} + \frac{g_{ds1} + g_{ds3}}{g_{m1}g_{m2}} \right) \parallel \left( \frac{g_{ds5} + g_{ds7}}{g_{m5}g_{m6}} + \frac{g_{ds6} + g_{ds8}}{g_{m6}g_{m8}} \right) \quad (2.21)$$

unde:

$$g_{ds} = \frac{1}{r_o} \quad (2.22)$$

Impedanța de pe intrarea X a unui CCI este o impedanță serie de valoare mică. Analizând relația (2.21) cu scopul reducerii valorii lui  $R_X$  putem să tragem câteva concluzii legate de valorile parametrilor ce apar:

- $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $g_{m4}$ ,  $g_{m5}$ ,  $g_{m6}$  și  $g_{m8}$  trebuie să fie cât mai mari;
- $r_{o1}$ ,  $r_{o2}$ ,  $r_{o3}$ ,  $r_{o4}$ ,  $r_{o5}$ ,  $r_{o6}$  și  $r_{o7}$  trebuie să fie cât mai mari.

Pentru a vedea efectul acestor componente asupra lui  $R_X$  se va analiza doar jumătate din relația (2.21) și anume rezistența văzută în nodul X către  $V_{SS} - R_{XJ}$ . Se apreciază că  $R_{XS}$  (rezistența văzută în nodul X către  $V_{DD}$ ) are același comportament ca și  $R_{XJ}$ .

Fig.2.10 și fig.2.11 arată dependența pe care rezistența de intrare a unui CCI unidirecțional o are față de conductanța a două dintre tranzistoare  $T_2$  și  $T_3$ .

Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_4$  sunt conectate ca și diode, deci, rezistența lor de ieșire este aproximativ  $1/g_m$  și deci, aproximativ constantă. Din aceste două figuri rezultă necesitatea creșterii rezistenței de ieșire a tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_2$  într-un mod moderat. În (2.18) toate conductanțele au aceeași pondere, deci, creșterea rezistenței de ieșire a oricărui tranzistor, va determina scăderea rezistenței de intrare  $R_X$ . Creșterea rezistenței de ieșire doar a unui tranzistor, conform figurilor de mai sus și relațiilor (2.18) și (2.19) duce la scăderea finită a rezistenței de intrare. Doar o creștere a tuturor rezistențelor de ieșire ale tranzistoarelor poate duce la o scădere eficientă a lui  $R_X$ .

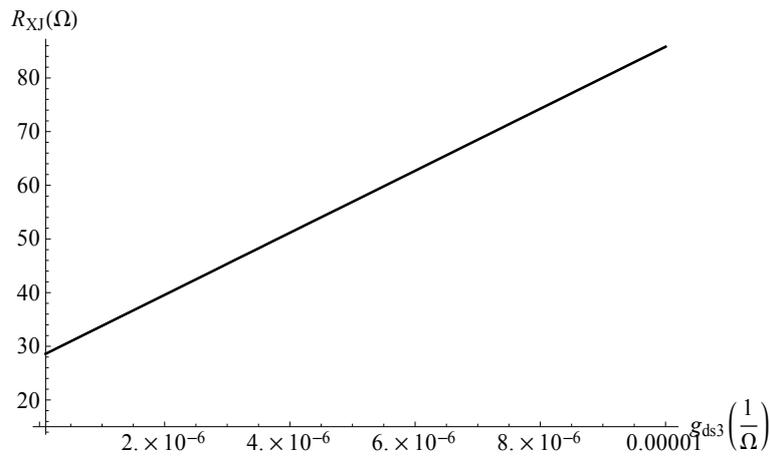
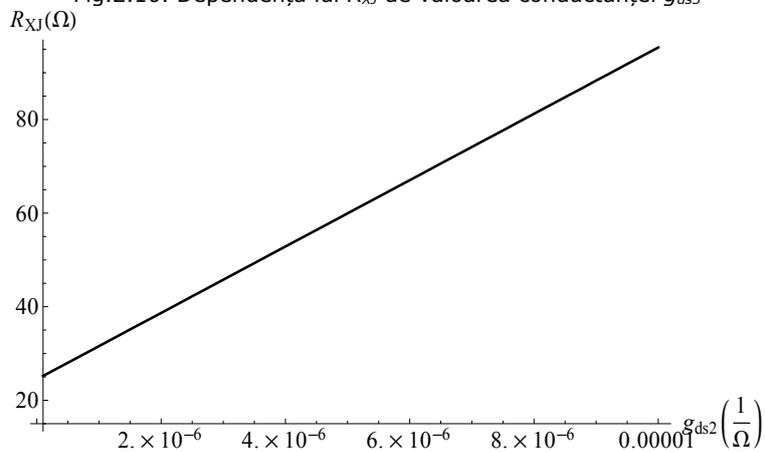
Fig.2.10. Dependenta lui  $R_{XJ}$  de valoarea conductanței  $g_{ds3}$ Fig.2.11. Dependenta lui  $R_{XJ}$  de valoarea conductanței  $g_{ds2}$ 

Fig.2.12, fig.2.13 și fig.2.14 arată beneficiul adus de creșterea transconductanțelor tranzistoarelor  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  și  $T_4$ . Se observă că o creștere a transconductanțelor peste 1mA/V nu determină o scădere suplimentară semnificativă a rezistenței  $R_X$ .

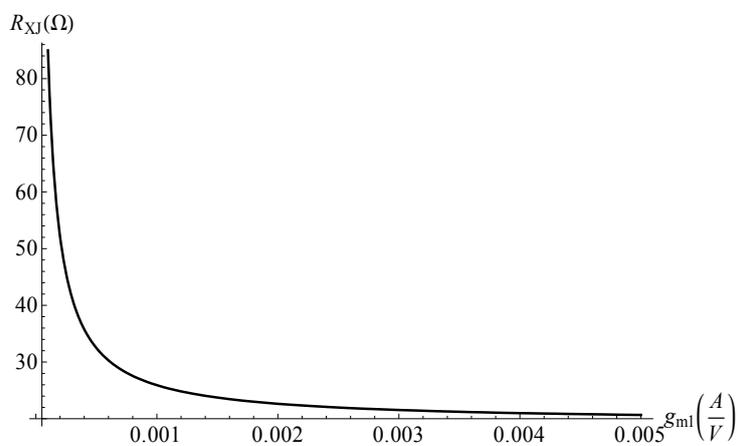


Fig.2.12. Dependența lui  $R_{XJ}$  de valoarea transconductanței  $g_{m1}$

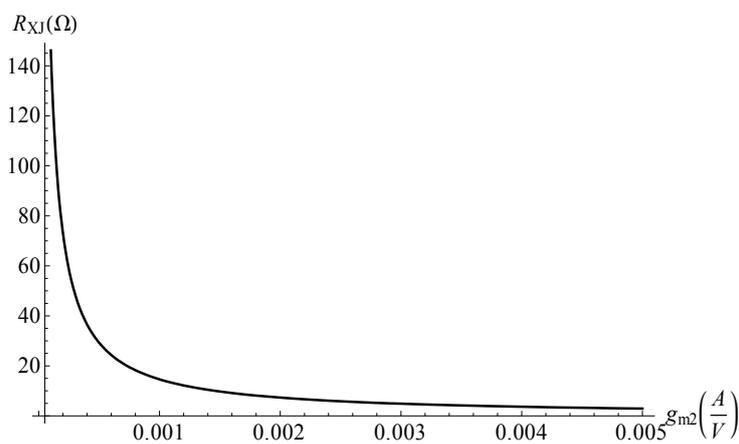


Fig.2.13. Dependența lui  $R_{XJ}$  de valoarea transconductanței  $g_{m2}$

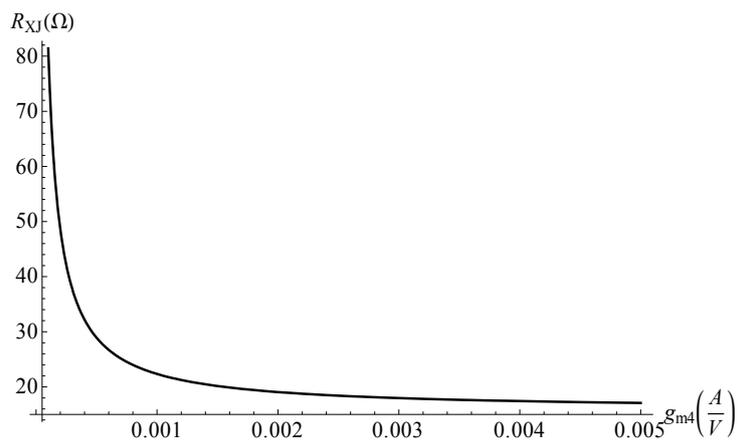


Fig.2.14. Dependența lui  $R_{XJ}$  de valoarea transconductanței  $g_{m4}$

Putem concluziona că reducerea rezistenței de intrare serie  $R_X$  necesită creșterea transconductanței tranzistoarelor și a rezistenței de ieșire a acestora.

Dacă rezistența de intrare serie  $R_X$  se dorește a fi cât mai mică, rezistența de intrare paralelă (către masă)  $R_Y$  este bine să fie cât mai mare. Pentru deducerea relației de calcul a rezistenței de intrare paralele  $R_Y$  se va folosi aceeași metodă – desenarea schemei de semnal mic și calcularea acesteia. **Ca rezultat se obțin relațiile (2.23) și (2.24) ce reprezintă estimarea rezistenței paralele de intrare  $R_Y$ .**

$$R_Y \cong \left( \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}} + r_{o3} + \frac{r_{o3}}{g_{m2}r_{o2}} \right) \parallel \left( \frac{r_{o5}}{1 + g_{m5}r_{o5}} + r_{o7} + \frac{r_{o57}}{g_{m6}r_{o6}} \right) \quad (2.23)$$

Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_5$  sunt conectate ca diode și rezistența lor de ieșire este mică (de ordinul  $k\Omega$ ) și aproximativ egală cu  $1/g_{m1(5)}$ . Deoarece câștigul de tensiune al tranzistoarelor  $T_2$  și  $T_6$  ( $g_{m2}r_{o2}$ ,  $g_{m6}r_{o6}$ ) este de ordinul  $n \cdot 100$ , al treilea termen din fiecare paranteză devine neglijabil în comparație cu termenul al doilea. Astfel, neglijând termenii unu și trei din paranteze, se obține relația simplificată:

$$R_Y \cong r_{o3} \parallel r_{o7} \quad (2.24)$$

Această relație indică necesitatea creșterii rezistențelor de ieșire ale tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_7$  pentru a se obține o creștere a rezistenței de intrare  $R_Y$ .

Relația de calcul a rezistenței de ieșire  $R_Z$  este dată în:

$$R_Z \cong r_{oN} \parallel r_{oP} \quad (2.25)$$

Și în acest caz, singura soluție pentru creșterea rezistenței de ieșire  $R_Z$  este creșterea rezistențelor de ieșire ale tranzistoarelor  $T_N$  și  $T_P$ .

Relațiile de calcul prezentate mai sus au fost extrase pentru un CCI+, dar având în vedere că din punct de vedere al circuitelor de intrare și de ieșire CCI- este identic cu CCI+, ele sunt perfect valabile și pentru CCI-.

## 2.4. Proiectarea procedurală a unui CCII

Conveiorul de curent de generația a doua – CCII este considerat ca cel mai versatil conveior de curent. Prezența unei intrări de tensiune de înaltă impedanță prin care nu circulă curent (portul Y) extinde numărul aplicațiilor posibile. În [28] și cele ce urmează este prezentată o metodă de proiectare structurală a unui conveior de curent CCII bazată pe metodologia  $g_m/I_D$ . Matricea de definiție a lui CCII este dată în (2.26).

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Ecuțiile curenților și tensiunilor sunt date în (2.27):

$$\begin{cases} i_y = 0 \\ i_z = \pm i_x \\ v_x = v_y \end{cases} \quad (2.27)$$

Tabelul 2.4. conține impedanțele caracteristice ale unui CCII ideal.

Tabelul 2.4. Niveluri de impedanță CCII

Nod (CCII)	Nivel de impedanță
X	0
Y	$\infty$
Z	$\infty$

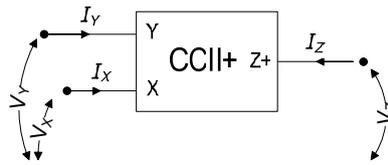


Fig.2.15. CCII pozitiv

Structura de bază a unui conveior CCII pozitiv, bidirecțional, este prezentată în fig.2.16.

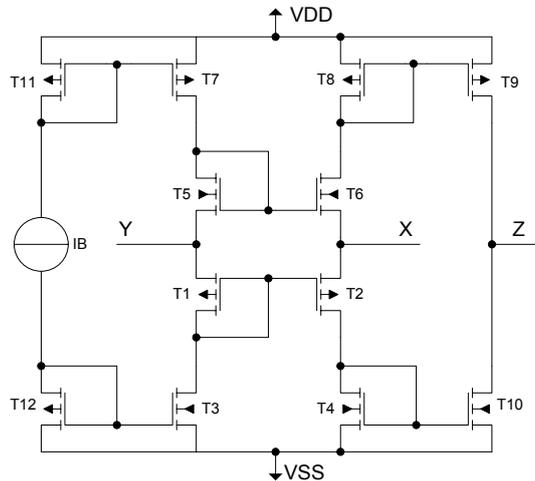


Fig.2.16. Schema cu tranzistoare MOS CCII+ bidirecțional

Proiectarea blocurilor analogice, atât în circuitele integrate analogice cât și mixte, se finalizează prin validarea dată de simulare. Totuși simulatoarele nu sunt unelte de proiectare (concepere) a circuitelor analogice, ci doar unelte de validare a circuitelor concepute și dimensionate de proiectant. Și astăzi proiectarea analogică se bazează încă pe calcule de mână. Într-o primă fază, circuitul este conceput și calculat „de mână” de către proiectant, apoi este validat prin simulare. Dacă rezultatele obținute la simulare nu sunt mulțumitoare se reiau calculele și apoi simularea, în buclă, până se obține rezultatul dorit. Numărul de iterații calcule/simulare poate fi redus doar dacă calculele se dovedesc a fi foarte apropiate de rezultatele simulărilor. Metoda clasică de proiectare în CMOS se bazează pe modelarea comportării tranzistoarelor MOS cu ajutorul modelelor empirice bazate pe tensiunea de prag – BSIM. Ecuațiile BSIM, utilizate în simulatoarele actuale, sunt foarte complicate, având un număr mare de parametri de model, dar și un număr mare de parametri de „potrivire” [29]. Ecuațiile folosite în calculele manuale sunt bazate pe modelul pătratic, folosind doar câțiva parametri și aceștia foarte variabili.

Rezultă discrepanțe mari între calculele manuale și simulări: de 50-100% (mai ales în cazul tehnologiilor submicronice). O soluție posibilă este folosirea modelării EKV (dezvoltat la EPFL - Ecole Polytechnique Federale de Lausanne) [30]. Acest model este foarte compact și totuși prezintă o bună acuratețe chiar dacă folosește un număr foarte mic de parametri: 9 parametri fizici pentru analiza DC, 2 parametri de temperatură și 3 parametri de ajustare [31]. Acest model facilitează folosirea metodologiei de dimensionare a tranzistoarelor bazată pe raportul  $g_m/I_D$ .

Din păcate, deși modelul EKV este recunoscut pentru performanțele sale, (în special versiunea 3.0) chiar de fabricanții de circuite integrate, nu beneficiază de suport din partea acestora. Toate simulatoare importante pot folosi modelele EKV (Spectre, Eldo, Hspice, Spice, Tspice etc), dar aceste modele nu sunt disponibile proiectantului obișnuit. Soluția cea mai la îndemână pentru proiectantul de circuite analogice este extragerea parametrilor de model EKV din modelele BSIM specifice tehnologiei disponibile. Extragerea câtorva parametri se face direct din fișierul de modele BSIM (din parametrii echivalenți), iar pentru ceilalți se rulează câteva simulări pe baza cărora se deduc parametrii necesari. Un utilitar de extracție este BSIM2EKV. Pentru metoda propusă de proiectare a conveioarelor de curent de generația a doua cu structura de baza Fabre-Normand (fig.2.16) este necesară obținerea parametrilor de model EKV.

**Metoda de proiectare a CCII constă în împărțirea conveioarelor în blocuri analogice considerate „elementare”, în derivarea specificațiilor pentru fiecare bloc component pe baza specificațiilor generale și apoi proiectarea individuală a fiecărui bloc în parte. Dimensionarea fiecărui tranzistor dintr-un bloc se face folosind tehnica  $g_m/I_D$ , iar optimizările se fac la nivel local, al blocului.**

Împărțirea CCII-ului în blocuri de bază se face ca în fig.2.17.

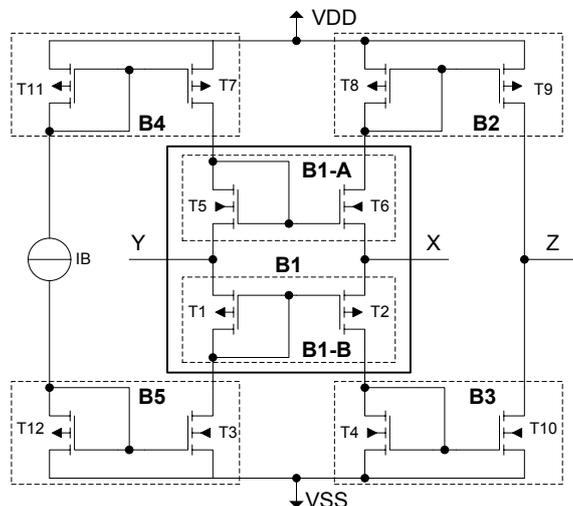


Fig.2.17. CCII partiționat în blocuri analogice elementare

**Blocul elementar al unui CCII de tipul celui din fig.2.17 este oglinda de curent simplă.** Blocurile B2-B5 sunt oglinzi de curent simple, clasice. Blocul B1 formează o buclă transliniară compusă din două cvasi-oglinzi de curent. B1-A și B1-B au structura de oglindă de curent, dar în circuit se comportă ca un repetor de

tensiune complementar. Din punct de vedere al punctului static de funcționare, CCII poate fi considerat ca fiind compus din 6 oglinzi de curent simple.

**Pasul următor este derivarea specificațiilor pentru fiecare bloc elementar, pe baza specificațiilor generale ale CCII. Acest lucru este posibil doar după analizarea ecuațiilor generale de funcționare a CCII cu structura dată.**

Domeniul maxim al tensiunilor de intrare pentru portul  $Y$ :

$$V_{Y \max} = VDD - V_{sat7} - V_{gs5} \quad (2.28)$$

$$V_{Y \min} = VSS + V_{sat3} + V_{gs1} \quad (2.29)$$

Același tip de ecuații pot fi scrise și pentru portul  $X$ :

$$V_{X \max} = VDD - V_{sat6} - V_{gs8} \quad (2.30)$$

$$V_{X \min} = VSS + V_{sat2} + V_{gs4} \quad (2.31)$$

Dacă curentul prin portul  $X$  este nenul,  $i_x \neq 0$ , domeniul de tensiuni de intrare este redus pentru că acolo trebuie asigurat loc și pentru tensiunile poartă-sursă ale tranzistoarelor  $T6$  sau  $T2$ , în limitele acelorași tensiuni de alimentare [32].

Domeniul liniar de curent de intrare la portul  $X$  este determinat de funcționarea buclei transliniare B1. Scriind ecuațiile buclei se obține:

$$I_{D2} = I_{D6} + i_x \quad (2.32)$$

$$V_{gs5} + |V_{gs1}| = V_{gs6} + |V_{gs2}| \quad (2.33)$$

Considerând că toate tranzistoarele sunt în saturație, ecuația (2.32) poate fi rezolvată pentru a se obține curenții  $I_{D2}$  și  $I_{D6}$

$$I_{D2,6} = kI_B \left( 1 \mp \frac{i_x}{4kI_B} \right)^2 \quad (2.34)$$

unde  $I_B$  este curentul de polarizare, iar  $k$  este raportul de aspect dintre dimensiunile tranzistoarelor  $T5(T1)$  și  $T6(T2)$ . Aceste rezultate sunt valide doar dacă valoarea curentului  $i_x$  este cuprinsă între  $-4kI_B$  și  $+4kI_B$ : acestea sunt limitele maxime ale curentului de intrare pentru care conveiorul menține o dependență liniară a câștigului de curent de intrare [33].

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 - \varepsilon_v & 0 & 0 \\ 0 & \pm(1 - \varepsilon_i) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} i_y = 0 \\ i_z = \pm i_x \\ v_x = v_y \end{cases} \quad (2.35)$$

Conveiorul de curent trebuie să îndeplinească matricea din (2.26), dar un conveior real întotdeauna va prezenta coeficienți diferiți de 0 sau 1. Matricea unui CCII real este dată în (2.35). Analizând conveiorul din fig.2.17 la semnal mic obținem expresiile aproximative ale erorilor de copiere a curentului de intrare ( $\varepsilon_i$ ) și a tensiunii de intrare ( $\varepsilon_v$ ) [34]:

$$i_z = i_x(1 - \varepsilon_i) \quad (2.36)$$

$$\varepsilon_i \approx \frac{\left(1 - \frac{g_{m10}}{g_{m4}}\right)g_{m2} + \left(1 - \frac{g_{m9}}{g_{m8}}\right)g_{m6}}{g_{m2} + g_{m6}} \quad (2.37)$$

$$v_x = v_y(1 - \varepsilon_v) \quad (2.38)$$

$$\varepsilon_V \approx \frac{g_{ds2} + g_{ds6} + \frac{g_{m2}}{g_{m1}} g_{ds3} + \frac{g_{m6}}{g_{m5}} g_{ds7}}{g_{m2} + g_{m6}} \quad (2.39)$$

Alte caracteristici importante ale unui CCII sunt rezistențele de intrare și de ieșire la cele 3 porturi:

$$R_X \cong \frac{1}{g_{m2} + g_{m6}} \quad (2.40)$$

$$R_Y = \left( \frac{r_{o5}}{1 + g_{m5} r_{o5}} + r_{o7} \right) \parallel \left( \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1} r_{o1}} + r_{o3} \right) \quad (2.41)$$

$$R_Z = \frac{r_{o9} \cdot r_{o10}}{r_{o9} + r_{o10}} \quad (2.42)$$

**Analizând relațiile prezentate mai sus se pot deduce câteva informații importante:**

- Din (2.28)-(2.31) extinderea domeniului de tensiuni de intrare la portul Y impune ca tensiunile  $V_{sat}$  și  $V_{gs}$  să fie cât mai mici;
- (2.34) impune un anume  $I_B$  determinat de curentul maxim de la portul X;
- (2.37), (2.39) și (2.40) indică că  $g_{m2}$  și  $g_{m6}$  trebuie să fie cât mai mari;
- Din (2.37) putem deduce că este important ca  $g_{m10} = g_{m4}$  și  $g_{m9} = g_{m8}$ ;
- Din (2.37), (2.39), (2.41) și (2.42) rezultă necesitatea unei conductanțe de ieșire cât mai mici la toate tranzistoarelor.

Fără a intra în detaliile unor specificații precise (valori de domenii de tensiuni și curenți de intrare și ieșire, erori  $\varepsilon_i$ ,  $\varepsilon_V$  etc.) se pot scrie câteva specificații individuale pentru fiecare dintre blocurile elementare ale CCII din fig.2.17:

- ✓ Pentru B3 și B2:
  - Un  $g_m$  egal pentru tranzistoarele din bloc;
  - Tensiunea  $V_{gs}$  mică pentru tranzistoarele conectate ca diode;
  - Conductanța  $g_{ds}$  cât mai mică pentru toate tranzistoarele;
  - Capacitățile de intrare și ieșire ale blocului cât mai mici pentru creșterea benzii de frecvențe;
  - Nepotrivirea („mismatch”) curenților de intrare/ieșire cât mai mică.
- ✓ Pentru B4 și B5:
  - Conductanța  $g_{ds}$  cât mai mică pentru toate tranzistoarele;
  - Tensiunea  $V_{sat}$  mică pentru toate tranzistoarele;
  - Nepotrivirea („mismatch”) curenților de intrare/ieșire cât mai mică.
- ✓ Pentru B1-A și B1-B:
  - Transconductanța  $g_m$  a tuturor tranzistoarelor foarte mare;
  - Tensiunea  $V_{sat}$  mică pentru toate tranzistoarele;
  - Tensiunea  $V_{gs}$  mică pentru tranzistoarele conectate ca diode;
  - Capacității de intrare și ieșire ale blocului cât mai mici, pentru creșterea benzii de frecvențe.

Odată ce au fost stabilite specificațiile pentru fiecare bloc (tensiuni și curenți de intrare și ieșire, câștig, rezistențe de ieșire etc.) se trece la dimensionarea fiecărui tranzistor din bloc. **Metoda de dimensionare propusă este bazată pe raportul  $g_m/I_D$  și factorul de inversie  $IF$  („inversion factor”). Deoarece CCII este format din 6 oglinzi de curent se pot trasa chiar și câteva indicații generale de proiectare:**

- Tensiunea  $V_{sat}$  mică sugerează folosirea unui factor  $IF < 10$  (inversie slabă sau moderată);
- Transconductanță mare  $g_m$  indică lucrul tot în inversie slabă sau moderată:  $IF < 10$ ;
- O împerechere („matching”) foarte bună a tranzistoarelor cere folosirea tranzistoarelor din oglindă în inversie puternică  $IF > 10$ , sau o împerechere bună se poate obține în inversie moderată  $1 < IF < 10$ .
- O conductanță mică  $g_{ds}$  impune folosirea tranzistoarelor cu canal  $L$  lung. Dar  $L$  lung limitează frecvența de operare a tranzistorului. Se consideră că un  $L$  cuprins între  $L_{min}$  și  $10 * L_{min}$  este acceptabil pentru aplicația urmărită.
- Altă recomandare generală pentru circuitele analogice este folosirea unui canal  $L > L_{min}$ .

Pe baza considerentelor anterioare am ales ca toate tranzistoarele să funcționeze în inversie moderată  $IF=7$  și  $L=2\mu$  ( $>5 * L_{min}$ ). Am impus curentul de polarizare  $I_B=50\mu A$ . Ecuațiile modelului EKV ce trebuie folosite pentru calcule sunt:

$$V_{sat} = V_T \cdot (2\sqrt{IF} + 4) \quad (2.43)$$

$$\frac{g_m}{I_{Dsat}} = \frac{1}{nV_T} \cdot \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{IF + \frac{1}{4}}} \quad (2.44)$$

$$g_{ds} = \frac{I_d}{V_A} \quad (2.45)$$

unde  $V_T$  este tensiunea termică,  $n$  - factorul de pantă (1,25 pentru tehnologia AMS 0,35 $\mu$  CMOS),  $V_A$  este tensiunea Early.

Pe baza mărimilor  $I_B$ ,  $L$  și  $IF$  se pot obține ușor  $W$ ,  $g_m$ ,  $V_{sat}$  and  $V_{gs}$ .

Din (2.45) rezultă necesitatea cunoașterii tensiunii Early,  $V_A$ , pentru a se putea calcula  $g_{ds}$ . Din păcate în prezent nu se cunoaște o metodă simplă și rezonabil precisă de predicție „de mână” a tensiunii Early [35]. Aceasta din cauza dependenței complexe a acestei tensiunii de factorul de inversie  $IF$ , lungimea canalului  $L$  și tensiunea drenă sursă  $V_{ds}$  aplicată tranzistorului. Predicția tensiunii  $V_A$  este complicată suplimentar și de efectele DIBL („Drain induced barrier lowering” – reducerea tensiunii de prag a tranzistorului la creșterea tensiunii de drenă) și „hot-electron”. Se consideră că  $g_{ds}$ , reprezentat aici folosind  $V_A$  este parametrul de semnal mic cel mai greu de determinat în calcule manuale, având o istorie lungă de erori de modelare.

**Soluția propusă pentru determinarea lui  $g_{ds}$  pentru calculele manuale, este extragerea din simularea BSIM (considerată de referință) a unor grafice a tensiunii Early. Aceste grafice vor fi reprezentate ca  $V_A=f(IF)$  cu tensiune drenă sursă  $V_{ds}$  parametrizată, vezi fig.2.18 (pentru un pMOS). Graficul prezentat este ridicat pentru  $L=2\mu$ . Ridicarea acestor de grafice se impune pentru prima dată când se folosește o tehnologie CMOS. Uzual proiectantul de circuite analogice va încerca să se situeze cu  $L > 5 * L_{min}$ , dar va încerca să nu crească mult peste  $10 * L_{min}$  (din considerente de frecvență și arie). Aceasta va conduce la necesitatea ridicării doar câtorva caracteristici de tipul celor din fig.2.18. Dacă se presupune lucrul într-un domeniu restrâns al factorului de inversie  $IF$  se poate trasa caracteristica  $V_A=f(V_{ds})$  cu lungimea canalului  $L$  parametrizată, ca în fig.2.19.**

## 2.4. Proiectarea procedurală a unui CCII 45

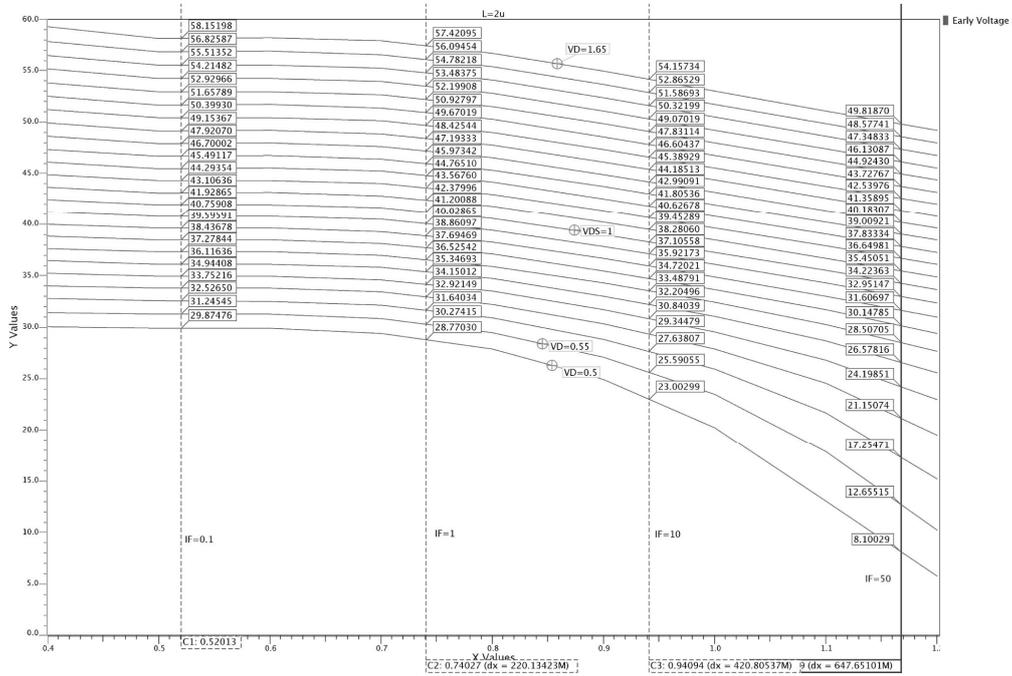


Fig. 2.18. Tensiunea Early  $V_A$  versus  $IF$  pentru diverse tensiuni  $V_{ds}$

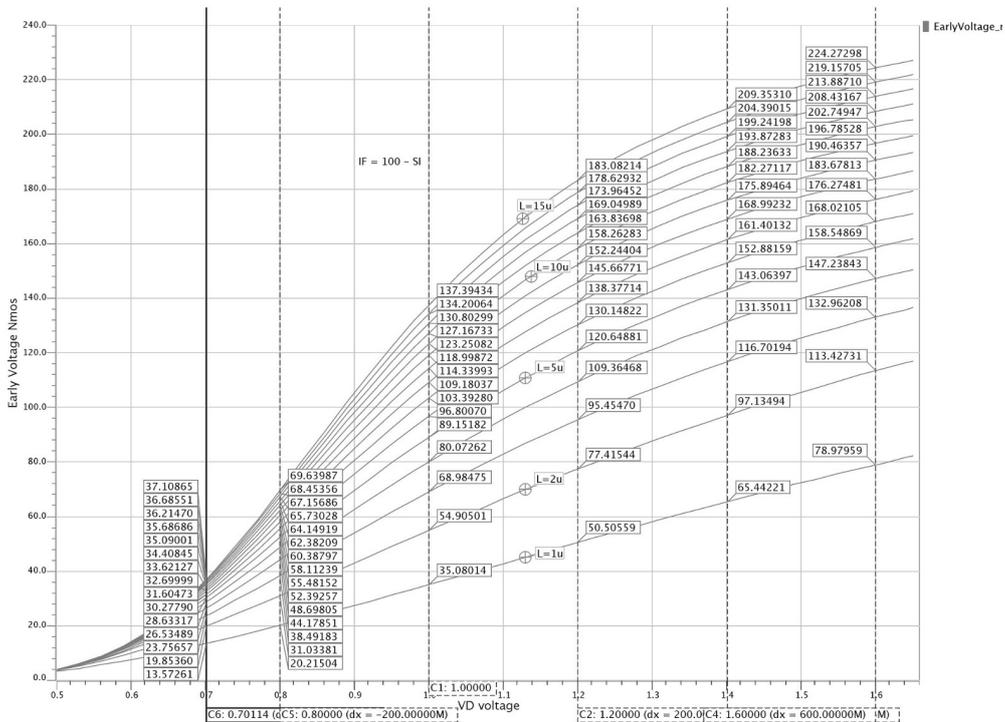


Fig. 2.19. Tensiunea Early  $V_A$  versus  $V_{ds}$  pentru diverse lungimi de canale  $L$

Deoarece este importantă reducerea timpului de proiectare și calculare manuală a oricărui circuit analogic, se recomandă folosirea unor „calculatoare” analogice. Un astfel de calculator - PAD a celor de la EPFL (fig.2.20) - implementează ecuațiile ce definesc modelul EKV și permite calcularea rapidă a tranzistoarelor și diverselor structuri analogice (oglinzi de curenți, etaje diferențiale, etaje de amplificare, OTA etc.). Din păcate nici una dintre PAD nu calculează corect conductanța de ieșire a tranzistoarelor,  $g_{ds}$ . **Singura soluție pentru determinarea rapidă și cât mai aproape de realitate a acestui parametru rămâne metoda graficelor prezentată mai sus.**

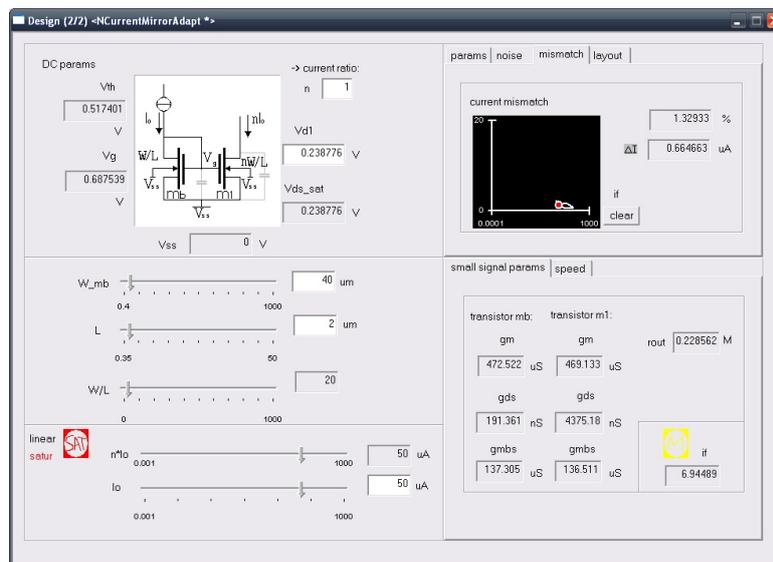


Fig.2.20. PAD – proiectarea unei oglinzi simple de curent

Ca urmare a calculului de proiectare s-au obținut următoarele dimensiuni pentru tranzistoarele MOS componente ale CCII:

Tabelul 2.5. Dimensiunile tranzistoarelor MOS

<b>Tranzistoare</b>	<b>W [<math>\mu</math>]</b>	<b>L [<math>\mu</math>]</b>
<b>nMOS:</b> T3, T4, T5, T6, T10, T12	40	2
<b>pMOS:</b> T1, T2, T7, T8, T9, T11	148	2

Rezultatele de simulare confirmă calculele de mână cu o precizie mai bună de 10%. Doar anumite condiții de  $L$  mic și  $V_{ds}$  apropiat de  $V_{sat}$  determină o creștere a erorii predicției calculului manual până la 20% pentru tranzistoare pMOS. Aceste erori reduse uzual nu impun o nouă iterație completă de recalculare și resimulare ci doar mici ajustări intuitive ale dimensiunilor tranzistoarelor. Avantajul major al metodei prezentate este timpul mic de proiectare comparativ cu alte metode deoarece nu necesită reiterarea calculului.

Tabelul 2.6 prezintă în sumar performanțele CCII proiectat rezultate din simulare.

Tabelul 2.6. Performanțele CCII proiectat

Tehnologie	0,35μ CMOS AMS
Tensiuni de alimentare	±1,65V
Curent de polarizare	50μA
Câștig în curent (1-ε <sub>i</sub> )	0,975
Câștig în tensiune (1-ε <sub>v</sub> )	0,977
Banda de frecvențe de curent	37,8MHz
Banda de frecvențe de tensiune	78,6MHz
Impedanța de intrare R <sub>Y</sub>   C <sub>Y</sub>	376kΩ    335fF
Impedanța de ieșire R <sub>Z</sub>   C <sub>Z</sub>	514kΩ    259fF
Rezistența de intrare R <sub>X</sub>	905Ω
Domeniul de tensiuni de intrare (Y)	-630mV – 630mV
Domeniul de curenți de intrare (X)	-190μA - 170μA

Fig.2.21 prezintă eroarea de copiere a tensiunii de intrare de la portul Y la X versus domeniului de tensiuni de intrare. Tensiunea de pe portul X urmărește cu precizie foarte bună tensiunea aplicată portului Y. Eroarea este de sub 1% pe tot domeniul de tensiuni de intrare de la -630mV la 630mV.

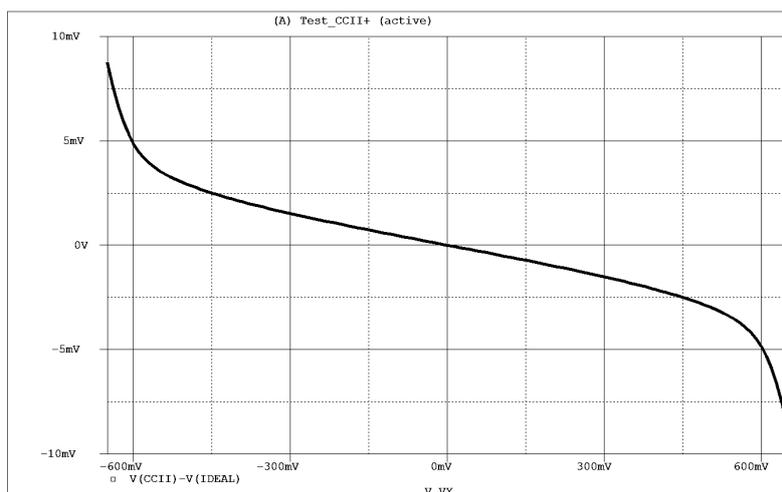
Fig.2.21.  $V_X$  vs  $V_Y$  și diferența  $V_Y - V_X$ 

Fig.2.22 prezintă simularea cu semnal sinusoidal pe intrarea Y având sarcină capacitiv – rezistivă pe ieșirea X ( $R_{Xload}=50k\Omega$ ,  $C_{Xload}=1pF$ ). Se observă o atenuare a semnalului de la ieșire din cauza divizorului rezistiv format din rezistența internă serie pe X,  $R_X$ , cu valoare relativ mare (905Ω) și rezistența de sarcină.

Fig.2.23 prezintă banda de frecvențe în curent pe calea de curent X la Z, în condițiile unei sarcini capacitiv – rezistive pe ieșirea Z ( $R_{Zload}=10k\Omega$ ,  $C_{Zload}=1pF$ ).

Fig.2.24 arată impedanțele  $Z_Y$  și  $Z_Z$  rezultate prin simulare AC. Rezistențele de intrare și ieșire,  $R_Y$  și  $R_Z$ , sunt 376kΩ și 514kΩ. Capacitățile în aceleași noduri sunt  $C_Y=335fF$  și  $C_Z=259fF$ .

Performanțele conveiorului de generația a II prezentat în acest paragraf sunt moderate și pot fi îmbunătățite prin diverse metode: reducerea curentului de polarizare, creșterea dimensiunilor tranzistoarelor etc.

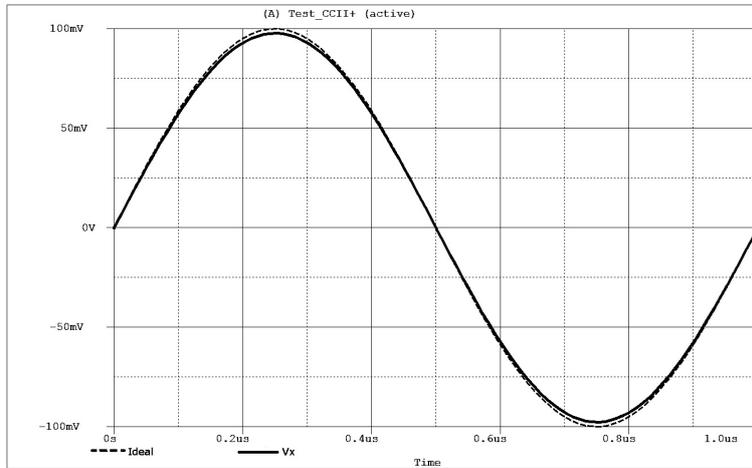


Fig.2.22. Analiza TRAN  $V_Y-V_X$

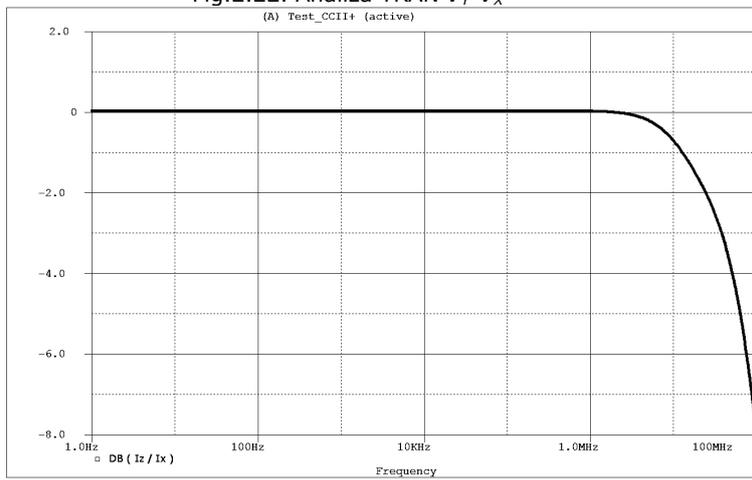


Fig.2.23. Analiza AC pe calea de curent  $I_X - I_Z$

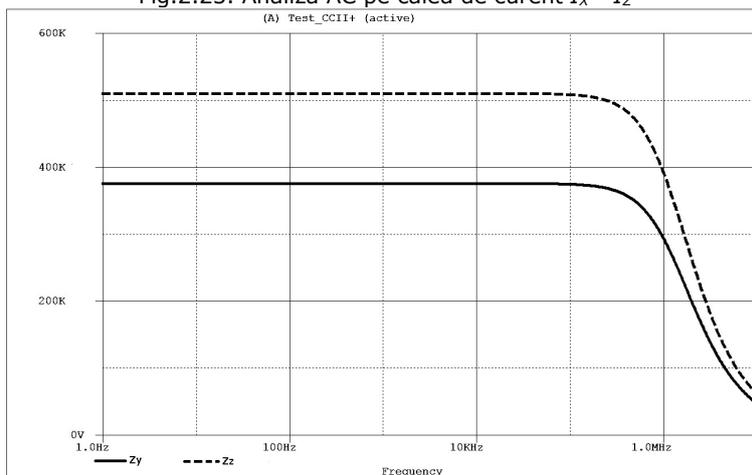


Fig.2.24. Impedanțele  $Z_Y$  și  $Z_Z$

## 2.5. Macromodel spice pentru CCI

Procesele tehnologice tot mai avansate permit integrarea unor circuite tot mai complexe bazate pe un număr foarte mare de tranzistoare. Simularea circuitelor analogice și digitale este o etapă esențială în proiectarea circuitelor integrate. Deși puterea de calcul pentru simulare disponibilă uzual proiectanților de circuite integrate a crescut în ultimi ani, complexitatea circuitelor a crescut și ea. Tot datorită avansului tehnologiilor de fabricație, modele de simulare (spice) ale componentelor au devenit tot mai extinse și complexe. Modelarea unui transistor se face prin sute de parametri și zeci de ecuații [28]. Acești factori însumați pun de multe ori în dificultate proiectantul de circuite integrate care trebuie să simuleze sistemul (pentru a identifica eventualele probleme și/sau a valida proiectul), dar este constrâns de timpii mari de simulare. **Simularea face parte uzual din toate etapele de proiectare și respectă de obicei o curbă în V (top → bottom → top)**. Simularea este folosită începând cu definirea sistemului (top) trecând prin diverse niveluri (bloc, celulă), se ajunge la tranzistor (bottom) și apoi se urcă înapoi spre top. **Panta descendentă este recomandat** (prin prisma eficientizării timpilor de proiectare) **să folosească diverse niveluri de abstractizare**. De exemplu simularea la nivel de sistem în faza de concepție, poate fi făcută ușor și rapid folosind limbaje de descriere hardware (HDL) gen VHDL sau Verilog (pentru circuite digitale), VHDL-AMS (circuite mixte) etc. sau modelări matematice în Matlab. Simularea la nivel de bloc (celulă) poate să folosească aceleași modelări, dar poate să se bazeze și pe macromodele spice. De exemplu, simulatoarele destinate în special simulării circuitelor cu componente discrete, prezintă librării vaste de macromodele. Amplificatoarele operaționale 741, LM324, TL081 etc., nu vor fi simulate la nivel de tranzistor ci la nivel de macromodel. Aceste macromodele prezintă avantajul timpului mult redus de simulare, dar și al protecției la copiere a structurii interne a circuitului prezentat.

În faza de proiectare a unui circuit cu CC se recomandă folosirea macromodelelor pentru eficientizarea timpului de proiectare. În literatură au fost semnalizate câteva articole ce prezintă macromodele pentru CCI [36][37][38]. Nu au fost găsite publicate macromodele pentru CCI. În cele ce urmează **se propune un macromodel original, simplificat, pentru conveioare de curent de generația I**.

În fig.2.25 este prezentat macromodelul propus pentru CCI+, iar în fig.2.26 macromodelul pentru CCI-.

Diferența între cele două macromodele este dată de sensul curentului la ieșire și de valorile câtorva componente. Macromodelul este compus din trei surse comandate (1 sursă de tensiune comandată în tensiune, 2 surse de curent comandate în curent), 3 rezistențe, 3 capacități, 1 inductanță, 6 diode și 4 surse de tensiune fixă.

Impedanța de intrare la Y este dată de  $R1$  și de  $C1$ . Impedanța de intrare pe X este dată de  $C3$ ,  $R2$  și  $L1$ . Caracterul inductiv la înaltă frecvență al intrării X este modelat cu ajutorul lui  $L1$ . La joasă frecvență, între X și Y există o rezistență serie  $R2$ . Tensiunea prezentă la intrarea Y este copiată pe X cu ajutorul sursei de tensiune comandată în tensiune modificată cu un coeficient  $k1$ .

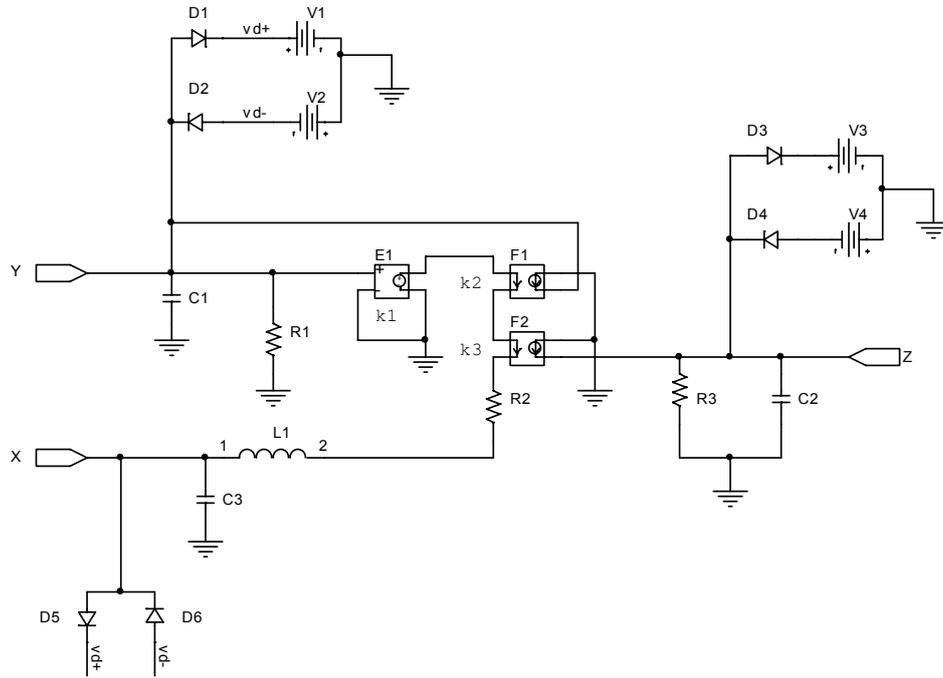


Fig.2.25. Macromodel pentru CCI+

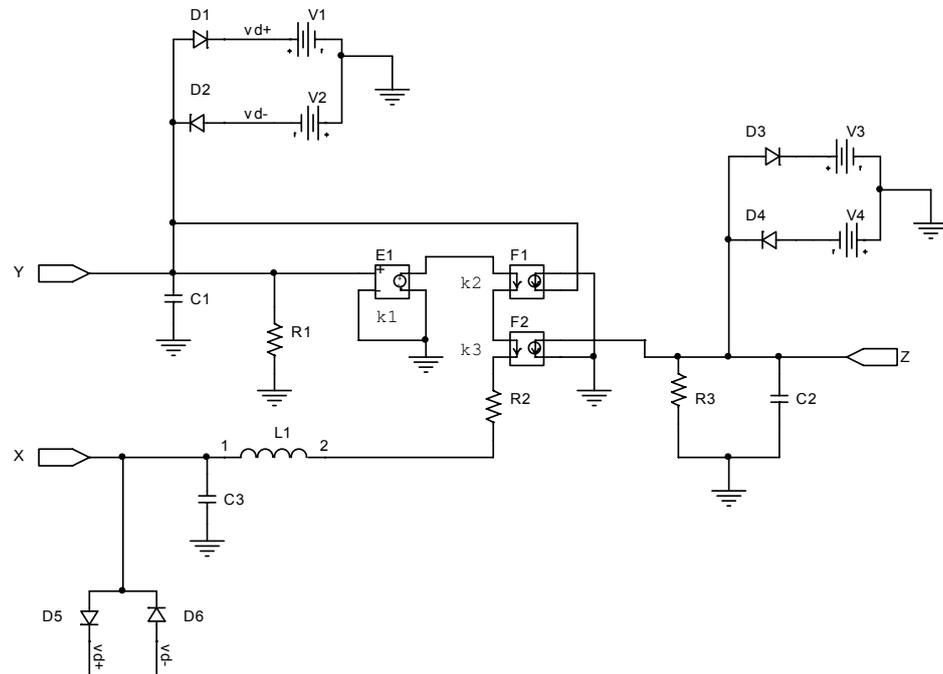


Fig.2.26. Macromodel pentru CCI-



Valorile componentelor din cele două macromodele sunt trecute în Tabelul 2.7, iar dimensiunile tranzistoarelor folosite în cele două conveioare de curent, în Tabelul 2.8. Tehnologia folosită este CMOS 0,35 $\mu$ .

Tabelul 2.8. Dimensiunile tranzistoarelor MOS în CCI+ și CCI-

Tranzistoare	W [ $\mu$ ]	L [ $\mu$ ]
nMOS (toate)	50	2,5
pMOS (toate)	185	2,5

Următoarele simulări prezintă compatibilitatea macromodelului cu circuitul real. Din lipsă de spațiu sunt prezentate doar câteva simulări. Circuitul real se alimentează la  $\pm 2,5V$ . În fig.2.28 se prezintă caracteristica de transfer  $V_X - V_Y$  pentru un CCI+ și un macromodel CCI+. Deoarece etajele de intrare la CCI+ și CCI- sunt identice, rezultatele de simulare (atât reale cât și de macromodel) sunt identice și le voi prezenta doar pe cele corespunzătoare lui CCI+. Fig.2.29 arată curentul de ieșire  $I_Z$  în funcție de curentul de intrare  $I_X$  în condițiile unei sarcini rezistive  $R_Z=10k$ .

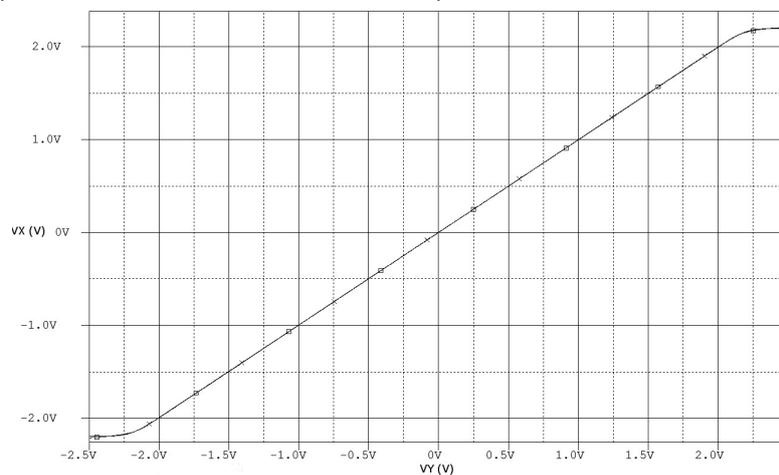
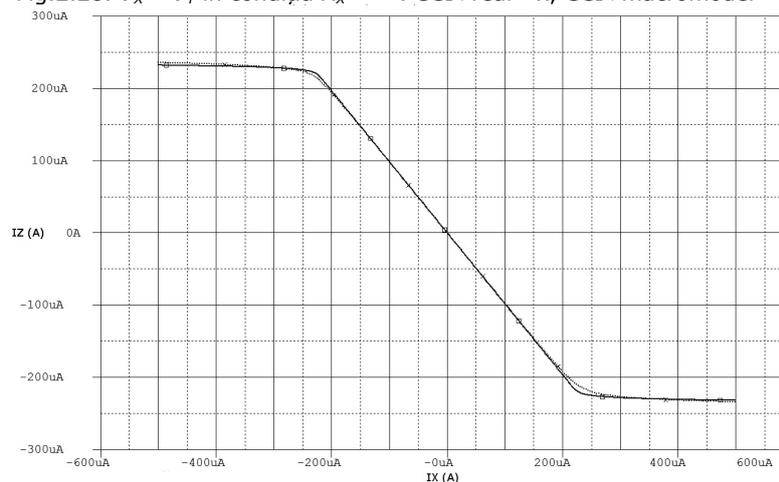
Fig.2.28.  $V_X - V_Y$  în condiția  $R_X = \infty$ . CCI+real - x, CCI+macromodel -  $\square$ Fig.2.29.  $I_Z - I_X$  în condiția  $R_Z=10k$ . CCI+real - x, CCI+ macromodel -  $\square$

Fig.2.30 arată impedanța de intrare  $Z_X$ . Se observă o foarte bună potrivire pentru frecvențe sub 50MHz. Peste această frecvență macromodelul prezintă o caracteristică inductivă mai accentuată pe când CCI real introduce un grup RC ce limitează creșterea impedanței de intrare la frecvențe foarte înalte.

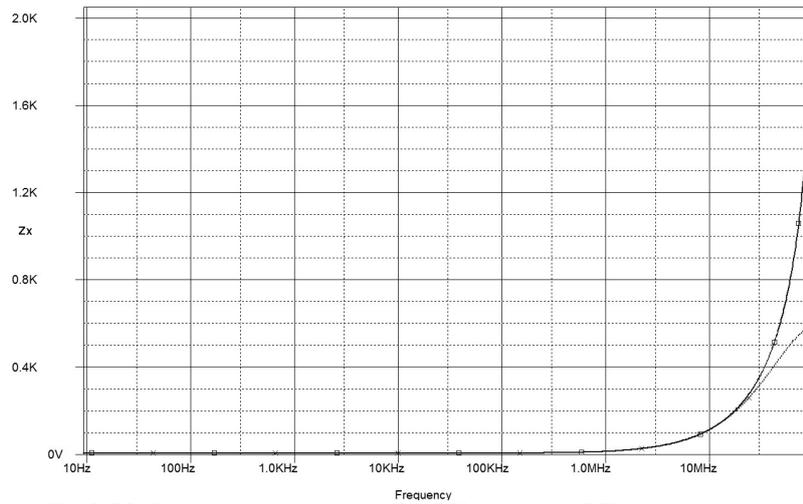


Fig.2.30. Impedanța de intrare  $Z_X$ . CCI+real - x, CCI+macromodel - □

Fig.2.31 prezintă impedanța de ieșire  $Z_Z$  și evoluția în frecvență a câștigului în curent  $I_Z - I_X$ .

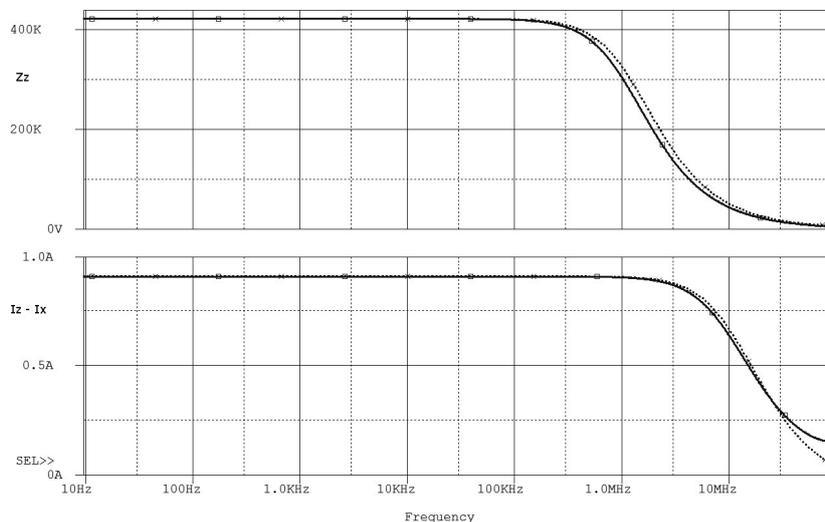


Fig.2.31. Sus – Impedanța de ieșire  $Z_Z$ , Jos – raportul de transfer în curent  $I_Z - I_X$  în frecvență. CCI+real - x (punctat), CCI+macromodel - □ (linie continuă)

Ideea acestor macromodele a pornit de la necesitatea reducerii timpului de simulare a diverselor circuite ce folosesc CCI. Pentru a demonstra îmbunătățirea obținută s-a simulat de două ori același circuit, în aceleași condiții, odată cu CCI

reale (cu tranzistoare CMOS) și apoi cu macromodele de CCI. Circuitul simulat este oscilatorul cu conveioare de curent de generația I prezentat în detaliu în Capitolul 3. Schema oscilatorului este dată în fig.3.3. Timpii de simulare raportați de simulatorul Pspice sunt prezentați în Tabelul 2.9.

Tabelul 2.9. Timpii de simulare Pspice comparativi

<i>Tip Analiză</i>	<i>CCI real</i>	<i>Macromodel</i>
TRAN	220s	58s

**Se observă o reducere a timpului de simulare de 3,8 ori.** Nu este o reducere extraordinară, dar trebuie avută în vedere complexitatea redusă a circuitului simulat, dar și structura extrem de simplă a conveioarelor reale folosite. Dacă structura CCI devine mai performantă, ea va conține mai multe tranzistoare, pe când structura macromodelului CCI rămâne aceeași. Implicit timpul de simulare pentru CCI real va crește, dar va rămâne constant pentru macromodelul CCI. Chiar și un câștig de 3,8 poate salva ore sau chiar zile din timpul de simulare/proiectare a circuitelor analogice sau mixte complexe.

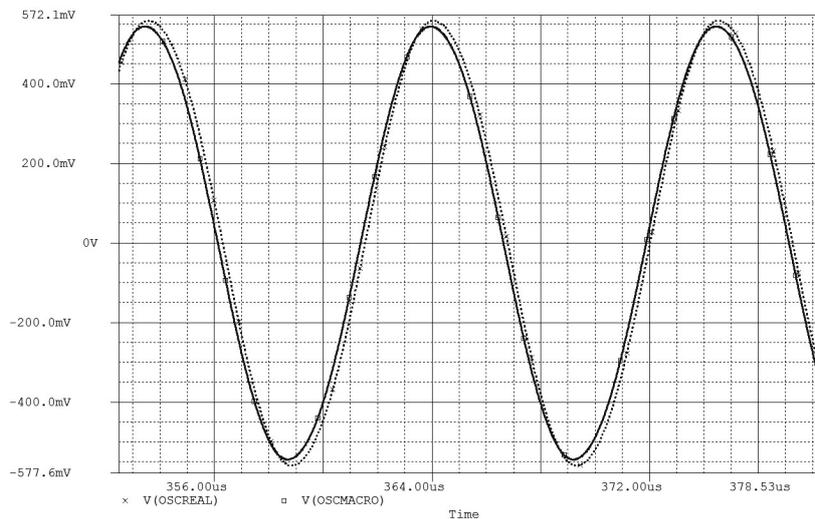


Fig.2.32. ieșirea unui oscilator cu CCI. CCI- x (punctat), CCI macromodel - □ (linie continuă)

Fig.2.32. prezintă simularea tranzitorie a oscilatorului folosind CCI real sau macromodele. Din toate simulările prezentate se observă o potrivire foarte bună între circuitul realizat cu tranzistoare și macromodelul său.

## 2.6. Concluzii

Capitolul 2 trece prin problematica proiectării circuitelor de tip conveior de curent. Atât pentru CCI clasic (tip Sedra) cât și pentru CCII clasic (tip Fabre-Normand) literatura cunoscută nu prezintă metode clare, simple și generale de proiectare. **Acest capitol își propune să umple acest gol.**

**Paragraf 2.2 prezintă o metodă de proiectare a conveioarelor de curent de generația I - CCI bidirecționale cu auto-polarizare. Pentru acest**

tip de conveior de curent este dedusă relația de calcul a curentului de auto-polarizare. Se prezintă dimensionarea unui astfel de CCI precum și rezultatele de simulare.

În paragraful 2.3 se analizează matematic performanțele unui CCI și anume: rezistența de intrare  $R_X$ , rezistența de intrare  $R_Y$  și rezistența de ieșire  $R_Z$ . Pentru îmbunătățirea acestor performanțe sunt trasate câteva grafice și enunțate câteva concluzii.

Al patrulea paragraf prezintă metoda originală de proiectare procedurală a conveioarelor de curent de generația II – CCII. Este folosită metoda de partajare a circuitului în blocuri analogice elementare care pot fi ușor proiectate și dimensionate și apoi metoda de derivare a specificațiilor fiecărui bloc analogic elementar din specificațiile de performanță ale CCII. **Se prezintă o tehnică de dimensionare a tranzistoarelor din CCII pe baza metodei  $g_m/I_D$ . Sunt expuse apoi performanțele conveiorului de curent proiectat.**

Proiectarea circuitelor integrate mixte folosește în mod extensiv simularea ca element de proiectare, verificare și validare. Orice reducere a timpului de simulare necesar se reflectă în final în performanțele și fiabilitatea produsului final, a timpului de apariție pe piață și nu în ultimul rând a costului. Reducerea timpului de simulare se poate face prin folosirea macromodelor pentru diverse circuite. **Penultimul paragraf introduce un nou macromodel, original, al conveiorului de curent de generația I. Acest macromodel își propune să aproximeze cât mai exact CC original realizat cu tranzistoare CMOS. Sunt prezentate rezultate de simulare comparative. Pentru CCI reale foarte simple (tip Sedra) reducerea timpului de simulare folosind macromodele este de cel puțin 3,8 ori.**

#### Contribuții:

- **Deducerea relației de calcul a curentului de auto-polarizare pentru un CCI bidirecțional cu auto-polarizare (relațiile (2.3) – (2.17)) și stabilirea unei metode practice de proiectare**
- **Analiza matematică a CCI clasic. S-au dedus relațiile de calcul al rezistențelor de intrare  $R_X$  (2.18 – 2.21) și  $R_Y$  (2.23 – 2.24) la un CCI cu structură clasică. S-au analizat influențele elementelor componente – transconductanțe și rezistențe (conductanțe) de ieșire asupra valorii rezistențelor considerate.**
- **Propunerea unei noi metode de proiectare a CCII clasic (Fabre - Normand) bazate pe metoda procedurală de proiectare a circuitelor analogice (fig.2.17) prin împărțirea circuitului în blocuri analogice elementare, derivarea specificațiilor fiecărui bloc pe baza specificațiilor de performanță a circuitului și proiectarea individuală a fiecărui bloc elementare pe baza metodei  $g_m/I_D$ .**
- **Metodă aplicativă de determinare pe bază grafică a parametrului  $g_{ds}$  necesar calculelor manuale de proiectare. Metoda presupune realizarea o singură dată, prin simulare, a unor grafice, ce prezintă dependența tensiunii Early (din care se poate obține  $g_{ds}$ ) de lungimea canalului  $L$  și de factorul de inversie  $IF$ , pentru diverse tensiuni utile  $V_{DS}$  (fig.2.18 și fig.2.19).**
- **Propunerea unor macromodele de simulare pentru CCI+ și CCI- (2.25 și 2.26).**

## 3. UN NOU OSCILATOR „LC” CU CONVEIOARE DE CURENT

### Rezumat

În acest capitol se propune un nou oscilator sinusoidal construit cu CCI. Acest oscilator este de tipul „LC”. Ambele componente reactive, L și C sunt însă simulate cu ajutorul unor circuite bazate pe CCI. Se prezintă circuitele de simulare a componentelor reactive și relațiile lor de calcul. Analitic sunt deduse frecvența de oscilație și condiția de oscilație pentru oscilatorul propus precum și condiția de compensare termică de ordinul I a frecvenței de oscilație. Se analizează metoda propusă de reglare automată a amplitudinii oscilațiilor, dar și reglarea automată a factorului de calitate Q.

Sunt prezentate rezultatele simulării oscilatorului propus în condițiile ideale – CCI modelate ideal, componente ideale și fără circuit de reglare a amplitudinii oscilațiilor. Dacă condiția de oscilație este îndeplinită, factorul de calitate  $Q \rightarrow \infty$ . Din simulare, prin creșterea numărului de puncte de simulare, se obține un factor de calitate tot mai mare. Ne-am oprit când  $Q=7e+5$  concluzionând că  $Q \rightarrow \infty$ .

Simulările folosind componente pasive reale dintr-o tehnologie CMOS 0,35μm (rezistențe de *poly1*, *poly2* și *poly1 high resistance*, condensator de tip *poly1-poly2*, diode integrate de tip *N+ diffusion*) indică obținerea unor performanțe foarte bune, mult superioare articolelor din literatura cunoscută și prezentate în Capitolul 1. Performanțele obținute: THD<0,1%, stabilitatea frecvenței cu temperatura poate fi redusă până la  $1,69 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$  (în condițiile unei stabilități a amplitudinii oscilațiilor de  $3,41 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ ), iar stabilitatea amplitudinii oscilațiilor poate fi redusă până la  $1,96 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$  (în condițiile unei stabilități a frecvenței de  $7,85 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ ).

### 3.1. Introducere

Este cunoscut din literatură oscilatorul sinusoidal cu dublă simulare bazat pe un circuit rezonant paralel  $L_{eq}||C_{eq}$  ale cărui componente reactive sunt simulate cu ajutorul AO [6][7][8][9]. Acest oscilator a fost denumit „cuarțul electronic” datorită marii sale stabilități a frecvenței. Pe un principiu similar funcționează și oscilatorul prezentat în acest capitol și care a fost prezentat în lucrarea autorului [40]. Oscilatorul propus simulează componentele reactive  $L_{eq}$  și  $C_{eq}$  folosind două circuite – NIC pentru  $L_{eq}$  și NAIC pentru  $C_{eq}$  construite pe baza unor CCI.

Capitolul prezintă principiile teoretice ale oscilatorului propus, simularea componentelor reactive, ecuația caracteristică a oscilatorului, condiția de oscilație și frecvența de oscilație. Este prezentată de asemenea condiția de compensare termică de ordinul I a frecvenței de oscilație. Se expune în acest capitol un circuit original ce simulează un inductor ideal fără pierderi, dar și același circuit modificat ce simulează un inductor cu pierderi. Pe baza acestui inductor se formează în circuitul propus un al doilea circuit oscilant cu factor de calitate  $Q^*$  finit. Dioda (diodele) din

circuitul propus, îndeplinesc o funcție simplă de reglare automată a amplitudinii oscilațiilor și determină menținerea automată a condiției de  $Q$  infinit.

Partea finală a capitoului conține rezultatele simulării oscilatorului nou propus, urmărind diverse caracteristici ale acestuia. Se va propune de asemenea o metodă de îmbunătățire a stabilității frecvenței și amplitudinii cu temperatura prin modificarea ariei diodelor de reglare a amplitudinii oscilațiilor.

### 3.2. Simularea componentelor L și C

Se cunosc din literatură circuitele care prezintă la borne impedanța unei componente cu semn schimbat – numite convertoare de impedanță negativă NIC („negative impedance converter”) [76]. Semnul minus schimbă comportamentul reactiv al componentelor. Dacă NIC-ul prezintă la borne o impedanță capacitivă, dar cu semnul minus în față, comportamentul echivalent la bornele circuitului este inductiv. Astfel, folosind un NIC și o capacitate se obține o inductanță simulată. Sunt raportate implementări de NIC cu AO [7], dar și implementări cu conveioare de curent de generația a doua CCI [14][39].

În continuare se prezintă un NIC realizat cu CCI+ (fig.3.1) [40].

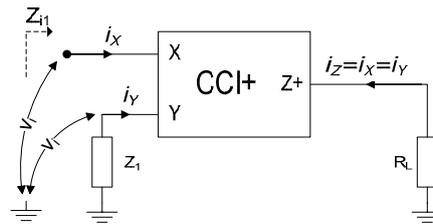


Fig.3.1. NIC cu CCI+

Se calculează impedanța de intrare:

$$Z_{i1} = \frac{v_i}{i_X} = \frac{v_i}{i_Y} = -Z_1 \quad (3.1)$$

Dacă  $Z_1$  este o capacitate  $C_1$ :

$$Z_{i1} = -\frac{1}{j\omega C_1} = j\omega \frac{1}{\omega^2 C_1} = j\omega L_{eq} \quad (3.2)$$

unde

$$L_{eq} = \frac{1}{\omega^2 C_1} \quad (3.3)$$

Se obține o inductanță simulată, dar cu o valoare  $L_{eq}$  dependentă de inversul pătratului frecvenței. Comportamentul în frecvență al unei astfel de inductanțe este diferit de cel al unei inductanțe reale. La frecvențe joase  $L_{eq}$  este foarte mare, iar la frecvențe mari este foarte mic. Defazajul introdus de aceasta inductanță simulată este de  $+90^\circ$  (tensiunea înaintea curentului cu  $90^\circ$ ).

Dacă în fig.3.1. cele două intrări X și Y sunt schimbate între ele, analiza circuitului ideal ne duce la aceleași relații de definire a impedanței de intrare ca în (3.1) – (3.3). Am putea spune că indiferent de intrarea CCI folosită ca intrare în NIC, circuitul funcționează ca un NIC. **Nesimetria funcțională a intrărilor CCI (X intrare de curent, Y intrare de tensiune) impune folosirea ca intrare în NIC a acelei intrări a CCI ce se află în concordanță cu semnalul de comandă.**

Dacă semnalul de comandă este un curent, se va proiecta un NIC cu intrare pe X. Dacă semnalul de comandă este o tensiune se va realiza un NIC cu intrarea pe Y.

**Convertorul de admitanță/impedanță negativă, NAIC, propus, este un circuit nou (fig.3.2) și poate fi realizat folosind un CCI- [40].** Se calculează:

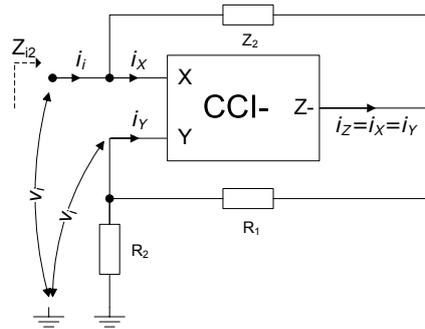


Fig.3.2. NAIC cu CCI-

$$Z_{i2} = \frac{v_i}{i_i} = -\frac{1}{Z_2} R_1 R_2 = -Y_2 R_1 R_2 \quad (3.4)$$

Dacă  $Z_2$  este ales ca o capacitate  $C_2$  ideală, impedanța de intrare a lui NAIC este:

$$Z_{i2} = -j\omega C_2 R_1 R_2 = \frac{\omega^2 C_2 R_1 R_2}{j\omega} \frac{1}{j\omega C_{eq}} \quad (3.5)$$

unde

$$C_{eq} = \frac{1}{\omega^2 C_2 R_1 R_2} \quad (3.6)$$

Se obține o capacitate simulată, dar cu o valoare  $C_{eq}$  dependentă de inversul pătratului frecvenței. Defazajul introdus de aceasta capacitate simulată este de  $-90^\circ$  (tensiunea în urma curentului cu  $90^\circ$ ). Și la NAIC se păstrează valabilă observația făcută la NIC asupra nesimetriei funcționale a intrărilor CCI. Astfel se impune folosirea **ca intrare în NAIC a acelei intrări a CCI- ce se află în concordanță cu semnalul de comandă.**

### 3.3. Un nou oscilator cu CCI

Pentru a se obține un oscilator sinusoidal de tip „LC” cu componentele L și C simulate, circuitele NIC și NAIC trebuie conectate ca în fig.3.3 [40]. **Schema și studiul ei constituie integral o contribuție originală.**

Scopul rezistenței  $R_p$  este de compensare a rezistenței negative ce apare la intrarea circuitului NIC datorită rezistenței echivalente  $r_{deq}$  a circuitului cu diode de reglare a amplitudinii oscilațiilor (explicat în paragraful 3.4).

Folosind capacități și rezistențe egale  $C_1=C_2$  și  $R_1=R_2$  ecuația caracteristică a oscilatorului este obținută prin tehnica calculării în buclă deschisă (fig.3.4). În fig.3.4. au fost notate:

$$Z_1 = r_{deq} \parallel \frac{1}{j\omega C} \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C} \quad (3.7)$$

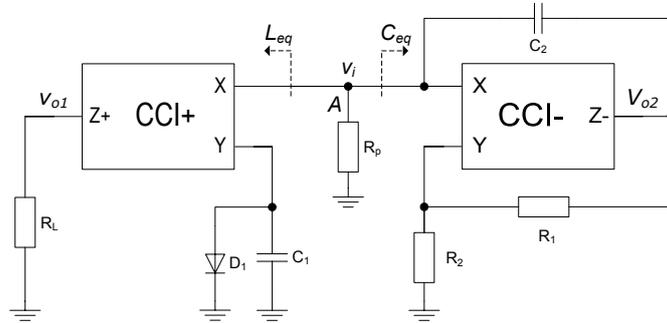


Fig.3.3. Oscilator cu dublă simulare cu CCI

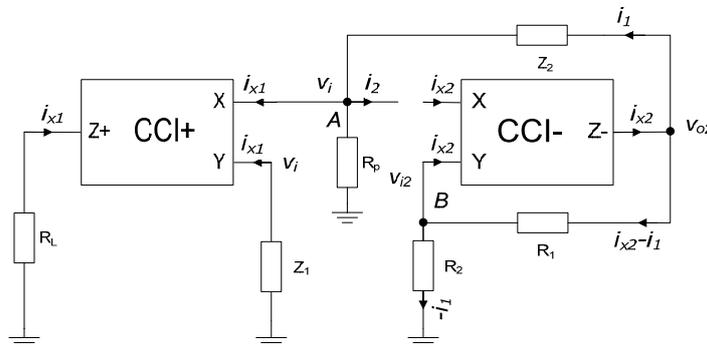


Fig.3.4. Oscilatorul cu buclă de reacție deschisă

Notând  $i_1$  curentul prin impedența  $Z_2$  și  $i_2$  curentul de ieșire al circuitului în buclă deschisă, se poate scrie suma curenților în nodul A:

$$i_1 = i_2 + i_{x1} + \frac{v_i}{R_p} \quad (3.8)$$

Deoarece  $v_i = -i_{x1}Z_1$

$$i_1 = i_2 + i_{x1} - i_{x1} \frac{Z_1}{R_p} \quad (3.9)$$

$$i_2 = i_1 - i_{x1} \left( 1 - \frac{Z_1}{R_p} \right) \quad (3.10)$$

Având  $v_i = -i_1 R = i_{x1} Z_1$  ecuația poate fi scrisă:

$$i_1 = i_{x1} \frac{Z_1}{R} \quad (3.11)$$

Acum relația (3.10) poate fi rescrisă:

$$i_2 = i_{x1} \frac{Z_1}{R} - i_{x1} \left( 1 - \frac{Z_1}{R_p} \right) = i_{x1} \left( \frac{Z_1}{R} + \frac{Z_1}{R_p} - 1 \right) \quad (3.12)$$

Diferența de potențial între nodurile A și B este:

$$v_{i2} - v_i = -(i_{x2} - i_1)R + i_1 Z_2 \quad (3.13)$$

și folosind formula lui  $i_1$  din relația (3.11) putem scrie:

$$v_{i2} - v_i = -\left(i_{x2} - i_{x1} \frac{Z_1}{R}\right)R + i_{x1} \frac{Z_1}{R} Z_2 \quad (3.14)$$

$$i_{x2}R = v_i - v_{i2} + i_{x1}Z_1 + i_{x1} \frac{Z_1}{R} Z_2 \quad (3.15)$$

$$i_{x2} = (v_i - v_{i2}) \frac{1}{R} + i_{x1} \frac{Z_1}{R^2} (R + Z_2) \quad (3.16)$$

Pentru ca circuitul să oscileze când bucla este închisă este necesar să avem  $i_2 = i_{x2}$  și  $v_{i2} = v_i$ , astfel că din relațiile (3.12) și (3.16) se poate obține:

$$i_{x1} \left( \frac{Z_1}{R} + \frac{Z_1}{R_p} - 1 \right) = i_{x1} \frac{Z_1}{R^2} (R + Z_2) \quad (3.17)$$

După simplificări:

$$\left( \frac{Z_1}{R} + \frac{Z_1}{R_p} - 1 \right) = \frac{Z_1}{R^2} (R + Z_2) \quad (3.18)$$

De aici rezultă ecuația caracteristică a oscilatorului:

$$Z_1 Z_2 - \frac{R^2}{R_p} Z_1 + R^2 = 0 \quad (3.19)$$

După înlocuirea lui  $Z_1$  și a lui  $Z_2$  din (3.7) se obține forma finală a ecuației caracteristice:

$$(j\omega)^2 R^2 C^2 r_{deq} R_p + j\omega C R^2 (R_p - r_{deq}) + R_p r_{deq} = 0 \quad (3.20)$$

Din această ecuație se deduce condiția de oscilație:

$$r_{deq} = R_p \quad (3.21)$$

și relația frecvenței de oscilație:

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad \text{sau} \quad f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.22)$$

Factorul de calitate  $Q$  este:

$$Q = \frac{1}{R} \frac{r_{deq} R_p}{R_p - r_{deq}} \quad (3.23)$$

O altă metodă de determinare a relației de calcul a frecvenței de oscilație este prin înlocuirea lui  $L_{eq}$  (3.3) și  $C_{eq}$  (3.6) în relația generală de calcul a frecvenței unui oscilator LC:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad (3.24)$$

Se obține:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.25)$$

Folosind capacități și rezistențe egale  $C_1 = C_2$  și  $R_1 = R_2$ :

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.26)$$

Oscilatorul are trei noduri cu tensiunile  $v_i, v_{o1}$  și  $v_{o2}$  defazate între ele cu  $45^\circ$ . Pentru a se obține diagrama de fază se poate observa că, admițând ipoteza:

$$r_{deq} \gg X_C \quad (3.27)$$

se poate scrie la intrarea  $Y$  a CCI+:

$$v_i = -i_{x1} \frac{1}{j\omega_0 C} = -i_{x1} \frac{R}{j} = j \cdot i_{x1} R \quad (3.28)$$

$$v_{o2} = (i_{x2} - i_1)R + v_i = (i_{x2} - i_{x1} - i_{x2})R + v_i = -i_{x1}R + v_i \quad (3.29)$$

Dacă se consideră fazorul  $v_i$  pe axa reală, atunci curentul prezintă un defazaj de  $90^\circ$  în urma lui  $v_i$  (fig.3.5).

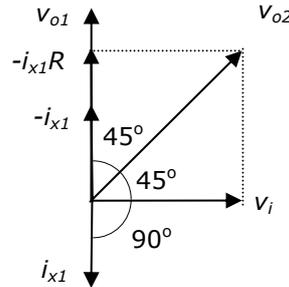


Fig.3.5. Diagrama fazorială a tensiunilor și curenților oscilatorului

Așa cum (3.28) arată, se poate vedea că:

$$|v_i| = |i_{x1}R| \quad (3.30)$$

astfel că  $v_{o2}$  (3.29) este suma a doi fazori egali în amplitudine și prezintă un defazaj de  $45^\circ$  înaintea lui  $v_i$ . Tensiunea de ieșire  $v_{o1} = -i_{x1}R_{L1}$  este un fazor coliniar cu  $-i_{x1}$  și prezintă un defazaj de  $90^\circ$  înaintea lui  $v_i$ .

Dacă se folosesc  $v_{o1}$  și  $v_i$  ca și tensiuni de ieșire, circuitul devine **oscilator în cuadratură**. Amplitudinea lui  $v_{o1}$  poate fi stabilită independent cu ajutorul rezistenței  $R_L$ .

### 3.4. Circuitul de reglare simplă a amplitudinii

Circuitele de limitare a amplitudinii oscilațiilor introduc distorsiuni armonice în semnalul generat și de aceea e foarte importantă alegerea unei soluții care să minimizeze această problemă [57]. Analiza circuitului din fig.3.3 indică existența unei a doua inductanțe simulate în portul Y a lui CCI+. Fig.3.6 reprezintă redesenarea schemei din fig.3.3 fără considerarea rezistorului  $R_p$ :

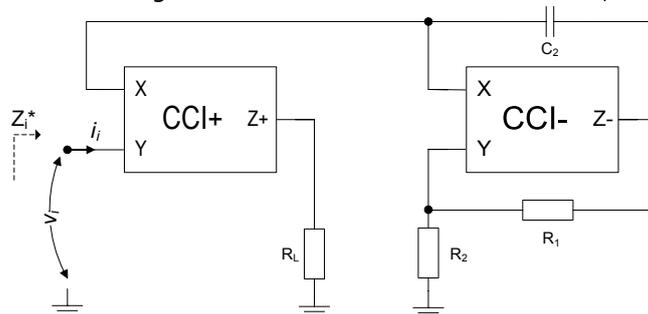


Fig.3.6. Inductanță simulată fără pierderi

Impedanța  $Z_i^*$  prezentă pe intrarea Y a lui CCI+ este:

$$Z_i^* = \frac{V_i}{i_i} = j\omega R_1 R_2 C_2 \quad (3.31)$$

Se obține o inductanță echivalentă fără pierderi  $L_{eq}^*$ :

$$L_{eq}^* = R_1 R_2 C_2 \quad (3.32)$$

**Circuitul din fig.3.6, care simulează o inductanță ideală, este un circuit nou.**

Cu ajutorul acestuia se pot simula inductanțe cu valori importante, care altfel ar fi imposibil de integrat în siliciu. De exemplu pentru  $R_1=R_2=100k\Omega$  și  $C_2=1pF$  se obține  $L_{eq}^*=10mH$ .

Adăugarea rezistorului  $R_p$  în circuit (fig.3.7) transformă inductanța de intrare într-una cu pierderi. În paralel cu  $L_{eq}^*$  apare o rezistență negativă  $-R_p$ :

$$Z_{ip}^* = Z_i^* \parallel (-R_p) = \frac{-j\omega R_1 R_2 C_2 R_p}{-R_p + j\omega R_1 R_2 C_2} = j\omega L_{eq}^* \parallel (-R_p) \quad (3.33)$$

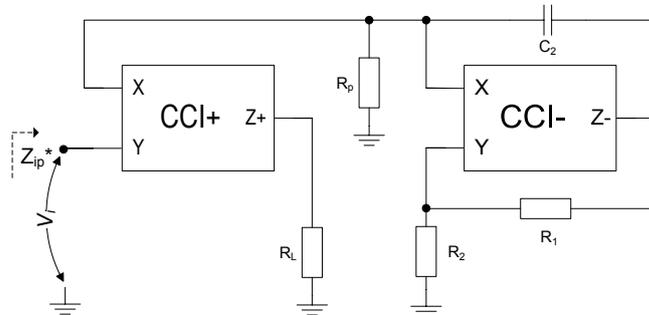


Fig.3.7. Inductanță simulată cu pierderi

Completând circuitul cu capacitatea  $C_1$  se obține schema din fig.3.3, dar fără dioda  $D_1$ :

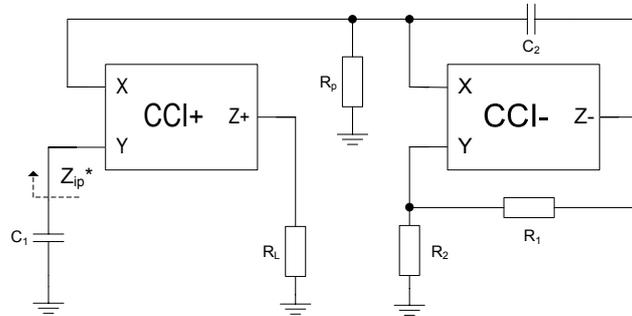


Fig.3.8. Oscilator cu factor de calitate finit

Circuitul prezentat în fig.3.8 este un oscilator cu factor de calitate finit  $Q^*$  deoarece circuitul oscilant este format din gruparea paralelă  $C_1 \parallel L_{eq}^* \parallel (-R_p)$ . Ecuația caracteristică a acestui oscilator se obține după câteva calcule:

$$(j\omega)^2 R_1 R_2 C_2 R_p C_1 - j\omega R_1 R_2 C_2 + R_p = 0 \quad (3.34)$$

Frecvența de oscilație devine:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \xrightarrow{R_1=R_2, C_1=C_2} f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.35)$$

Iar factorul de calitate  $Q^*$  finit:

$$Q^* = -\frac{R_p}{R} \rightarrow |Q^*| = \frac{R_p}{R} \quad (3.36)$$

Dacă circuitului din fig.3.8 i se adaugă o diodă  $D_1$  în paralel cu  $C_1$  se obține exact oscilatorul propus în fig.3.3. Rolul diode  $D_1$  este de a face o reglare simplă a amplitudinii oscilațiilor produse de oscilatorul de bază ( $L_{eq}||C_{eq}$ ). Pentru această funcție se poate folosi [7]:

- o singură diodă  $D_1$ ;
- două diode în anti-paralel,  $D_1$  și  $D_2$ ;
- una sau două „diode” MOS;
- o diodă în serie cu o diodă Zener;
- un LED;
- joncțiuni de tranzistoare termostatate etc.

Unele dintre aceste soluții nu pot fi integrate și necesită alocarea unui pin pentru conectarea din exteriorul integratului ce conține oscilatorul a elementului de reglare a amplitudinii.

O diodă prezintă așa numita rezistență dinamică „de vârf”  $r_{dp}$  [7][8] (fig.3.9) definită ca fiind panta caracteristici  $I_d/V_d$  pentru punctul de operare la vârf  $P$ , definit la tensiunea  $v_{dm}=v_{im}$ .

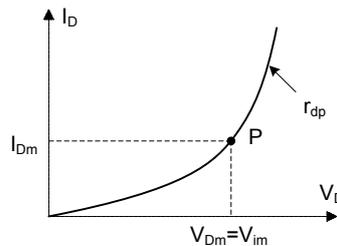


Fig.3.9. Rezistența „de vârf” a diodei

Dioda  $D_1$  va vedea la bornele ei circuitul oscilant descris mai sus, cu factorul de calitate  $Q^*$ . Conform [8] dioda (diodele) conectate în paralel pe un circuit oscilant prezintă o rezistență dinamică echivalentă:

$$r_{deq} \approx kQ^* r_{dp} \quad (3.37)$$

unde  $k$  este definit ca fiind coeficientul ce depinde de tipul și numărul diodelor de limitare:

$$k \approx \begin{cases} 2.2 & \text{pentru } D_1 \\ 0.5 & \text{pentru } D_1 \& D_2 \end{cases} \quad (3.38)$$

În funcție de valoarea lui  $Q^*$ ,  $r_{deq}$  poate avea o valoare mare. Pe parcursul funcționării oscilatorului mutarea punctului de funcționare  $P$  pe caracteristica  $I_d/V_d$  duce la modificarea valorii lui  $r_{deq}$  datorită modificării lui  $r_{dp}$ . Prin modificarea lui  $r_{deq}$  se modifică rezistența totală în nodul  $A$  (fig.3.3). Dacă la un moment dat amplitudinea lui  $v_i$  crește (pentru că din anumite cauze  $|r_{deq}| > R_p$ ) → punctul  $P$  se mută spre dreapta →  $r_{deq}$  scade până când se ajunge la condiția  $|r_{deq}| = R_p$ . Dacă la un moment dat amplitudinea lui  $v_i$  scade → punctul  $P$  se mută spre stânga →  $r_{deq}$  crește până când se ajunge la condiția  $|r_{deq}| = R_p$  [40]. Întotdeauna dioda (diodele) mențin condiția ideală  $|r_{deq}| = R_p$ . Această condiție fiind satisfăcută este îndeplinită relația (3.21) și oscilatorul de bază  $L_{eq}||C_{eq}$  va oscila și din (3.23) rezultă că întotdeauna se va obține un factor de calitate  $Q \rightarrow \infty$ .

Astfel, dioda (diodele) realizează un circuit de autoreglare a amplitudinii pentru tensiunea  $v_i$ , dar implicit și pentru celelalte tensiuni  $v_{o1}$  și  $v_{o2}$ . Folosirea a

două diode în antiparalel în loc de una singură duce la reducerea distorsiunilor armonice totale (THD) datorită reglării de amplitudine simetrice.

În condițiile unui factor de calitate  $Q \rightarrow \infty$  stabilitatea frecvenței oscilatorului este dată de stabilitatea produsului RC. Astfel, folosind componente pasive R și C ce au coeficienți termici comparabili și opuși ca semn, se poate obține o stabilitate foarte bună a frecvenței cu variațiile temperaturii.

Din același considerent THD-ul tensiunilor de ieșire poate atinge valori foarte mici.

### 3.5. Compensarea termică de ordinul I a frecvenței de oscilație

Relația de definiție a frecvenței de oscilație a unui oscilator ideal este dată în (3.25) și reluată în (3.39). Se observă dependența frecvenței de temperatură prin intermediul componentelor pasive din circuit  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  și  $C_2$ . Coeficienții de temperatură a acestora sunt dați în foaia de catalog a procesului tehnologic și în sumar în *Anexa 1*.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.39)$$

Se poate rescrie (3.39) ca o funcție dependentă de temperatură:

$$\omega_o(T) = \omega_o(R_1, R_2, C_1, C_2) = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.40)$$

Derivata „totală” a funcției  $\omega_o(T)$  în raport cu temperatura se poate scrie:

$$\frac{\delta \omega_o(T)}{\delta T} = \frac{\delta \omega_o}{\delta R_1} \frac{dR_1}{dT} + \frac{\delta \omega_o}{\delta R_2} \frac{dR_2}{dT} + \frac{\delta \omega_o}{\delta C_1} \frac{dC_1}{dT} + \frac{\delta \omega_o}{\delta C_2} \frac{dC_2}{dT} \quad (3.41)$$

Se poate introduce coeficientul de temperatură al unei variabile  $v$ , definit în forma:

$$k_v = \frac{dv}{v dT} \quad \text{sau} \quad \frac{dv}{dT} = v k_v \quad (3.42)$$

După înlocuirea derivatelor simple cu coeficienții de temperatură de ordinul I corespunzători, se obține forma:

$$\frac{\delta \omega_o(T)}{\delta T} = \frac{\delta \omega_o}{\delta R_1} R_1 k_{R1} + \frac{\delta \omega_o}{\delta R_2} R_2 k_{R2} + \frac{\delta \omega_o}{\delta C_1} C_1 k_{C1} + \frac{\delta \omega_o}{\delta C_2} C_2 k_{C2} \quad (3.43)$$

După efectuarea și substituirea derivatelor parțiale rezultă:

$$\begin{aligned} \frac{\delta \omega_o(T)}{\delta T} = & -\frac{1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_1^3}} R_1 k_{R1} + \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2^3}} R_2 k_{R2} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\sqrt{C_1^3 C_2 R_1 R_2}} C_1 k_{C1} + \frac{1}{\sqrt{C_2^3 C_1 R_1 R_2}} C_2 k_{C2} \right) \end{aligned} \quad (3.44)$$

sau

$$\frac{\delta \omega_o(T)}{\delta T} = -\frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} (k_{R1} + k_{R2} + k_{C1} + k_{C2}) \quad (3.45)$$

Putem scrie frecvența de oscilație ca o funcție de temperatură:

$$\omega_o(T) = \omega_o(T_0) \cdot (1 + TC \omega_o \cdot (T - T_0)) \quad (3.46)$$

unde coeficientul de temperatură al frecvenței de oscilație este:

$$TC \omega_o = \frac{1}{\omega_o(T)} \frac{\delta \omega_o(T)}{\delta T} \quad (3.47)$$

$$TC\omega_o = -\frac{1}{2}(k_{R1} + k_{R2} + k_{C1} + k_{C2}) \quad (3.48)$$

Din relația (3.48) rezultă condiția care trebuie îndeplinită pentru obținerea unui coeficient de temperatură nul a frecvenței de oscilație – suma coeficienților de temperatură a componentelor pasive să fie nulă (3.49).

$$TC\omega_o = 0 \longrightarrow k_{R1} + k_{R2} + k_{C1} + k_{C2} = 0 \quad (3.49)$$

Deoarece în tehnologia CMOS de 0,35μm aleasă se pot realiza un singur tip de capacități, ecuația (3.49) trebuie îndeplinită prin construirea lui  $R_1$  și  $R_2$  folosind anumite materiale din cele 11 disponibile pentru realizarea rezistențelor (Anexa 1).

### 3.6. Rezultatele simulării oscilatorului cu CCI ideale

#### 3.6.1. Simularea circuitelor NIC și NAIC

Circuitele NIC și NAIC bazate pe CCI+ respectiv CCI- ideale, propuse în fig.3.1 și 3.2 au fost simulate folosind programul de simulare PSpice.

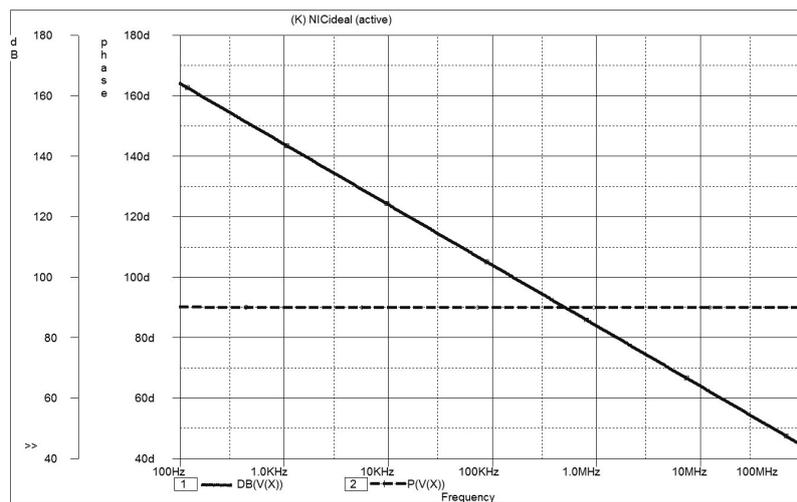


Fig.3.10. Caracteristica de amplitudine și fază a NIC realizat cu CCI+

În fig.3.10 este prezentată simularea comportării NIC în frecvență pe o plajă de frecvențe de la 100Hz la 100MHz. Cu linie continuă este trasată caracteristica de amplitudine, iar cu linie punctată caracteristica de fază. Impedanța  $Z_1$  a fost aleasă o capacitate  $C=10\text{pF}$ . Se poate observa caracterul inductiv prezent la intrarea  $X$  a lui CCI+: NIC prezintă un defazaj de  $+90^\circ$  între tensiunea de intrare și curentul de intrare. Se observă că inductanța prezentată de NIC variază invers proporțional cu frecvența.

Simularea NAIC bazat pe CCI- este prezentă în fig.3.11. S-au folosit componentele  $C_2=10\text{pF}$  și  $R_1=R_2=50\text{k}\Omega$ . Cu linie continuă este trasată caracteristica de amplitudine, iar cu linie punctată caracteristica de fază. Simularea arată caracterul capacitiv al circuitului:  $-90^\circ$  defazaj între tensiunea de intrare și curentul de intrare. Circuitul prezintă mici abateri ale defazajului pentru frecvențe mai mici de 1KHz și mai mari de 50MHz. Capacitatea echivalentă prezentată la intrare NAIC este invers proporțională cu frecvența.

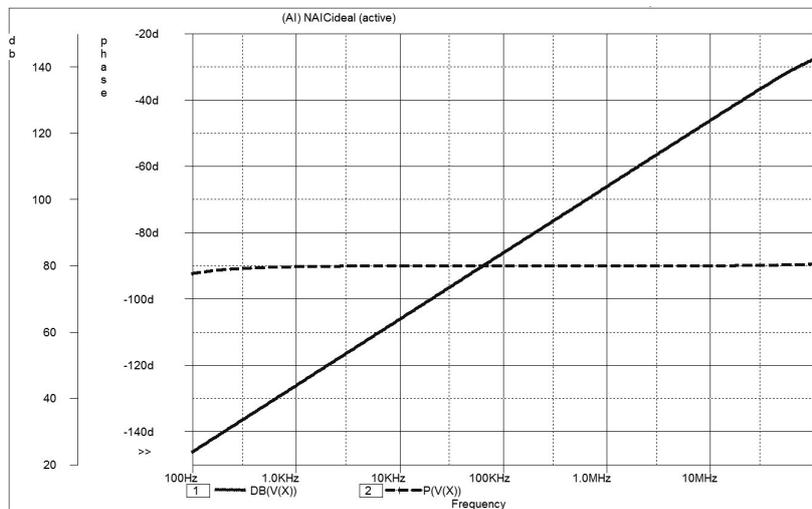
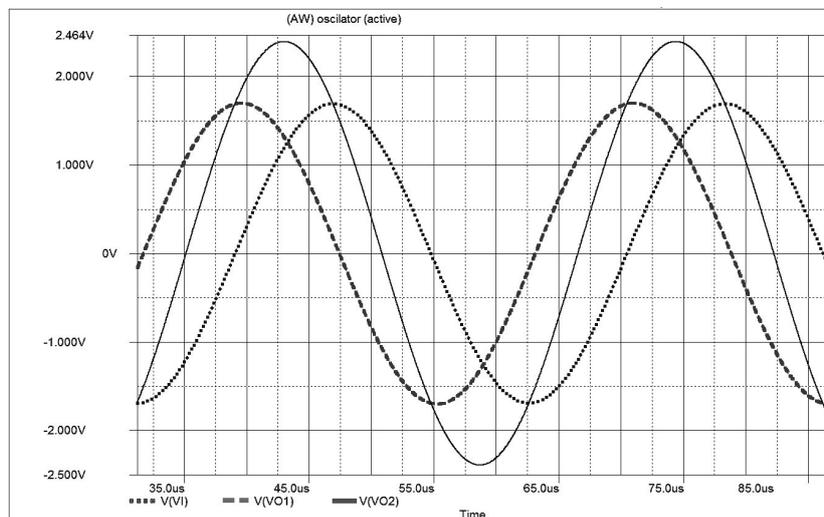


Fig.3.11. Caracteristica de amplitudine și fază a NAIC realizat cu CCI-

### 3.6.2. Simularea oscilatorului propus, fără circuit de reglare a amplitudinii oscilațiilor

Oscilatorul cu CC ideale propus în fig.3.3 a fost simulat fără dioda de limitare a amplitudinii oscilațiilor.

Fig.3.12. Simularea TRAN a oscilatorului cu dioda înlocuită cu  $R_D=R_P$ 

Pentru îndeplinirea condiției de oscilație (3.21) dioda  $D_1$  a fost înlocuită cu o rezistență  $R_D=R_P$ . Se obține astfel  $Q \rightarrow \infty$ . Folosind componente pasive ideale  $R_1=R_2=100\text{k}\Omega$ ,  $C_1=C_2=50\text{pF}$  se obține frecvența de oscilație  $f_0=31,847\text{kHz}$ . Rezultatul de simulare este prezentat în fig.3.12.

Fig.3.13 prezintă simularea AC a oscilatorului fără reglarea de amplitudine. Răspunsul în frecvență al oscilatorului arată că se obține un factor de calitate  $Q \rightarrow \infty$ . Desigur că un factor de calitate  $Q = \infty$  este imposibil de măsurat, dar se poate urmări obținerea prin simulare a trendului crescător. Creșterea numărului de puncte de simulare determină obținerea unui vârf tot mai ridicat al tensiunii  $v_i$  (magnitudine sau dB). Simularea prezentată în fig.3.13 prezintă un  $Q = 7e+5$ .

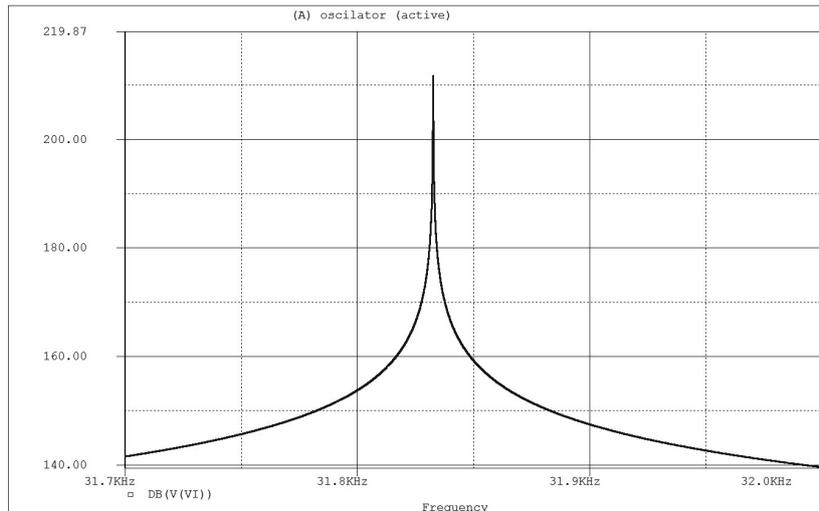


Fig.3.13. Simularea AC a a oscilatorului cu dioda înlocuită cu  $R_D = R_P$

### 3.6.3. Simularea oscilatorului propus, cu circuit de reglare a amplitudinii oscilațiilor

Oscilatorul propus a fost simulat și complet, incluzând două diode în antiparalel care implementează circuitul de autoreglare a amplitudinii oscilațiilor prezentat în paragraful 3.4. Amplitudinea oscilațiilor pentru nodul  $v_i$  este limitată de diodă (diode) la nivelul unei căderi de tensiune pe diodă, în funcție de dimensiunile (aria) diodei (diodelor). Tensiunea în nodul  $v_{o1}$  este dată de tensiunea în nodul  $v_i$ , dar și de valoarea rezistenței din nodul  $v_{o1}$ . Amplitudinea sinusoidale în nodul  $v_{o2}$  este dat de valorile amplitudinilor  $v_i$  și  $v_{o1}$  conform fig.3.5.

Toate componentele pasive au fost alese dintre componentele pasive ale procesului tehnologic CMOS de  $0,35\mu\text{m}$  disponibil. Anexa 1 prezintă sumar caracteristicile componentelor pasive disponibile în această tehnologie. Diodele  $D_1$  și  $D_2$  în conexiune antiparalel, sunt de tip N+diffusion cu dimensiunile  $W=L=20\mu\text{m}$ .  $C_1$  și  $C_2$  sunt capacități de tip *poly1-poly2*.  $R_1$  și  $R_2$  pot fi construite folosind materiale rezistive disponibile în tehnologia folosită. Valorile componentelor sunt:  $C_1=C_2=10\text{pF}$ ,  $R_P=3,5\text{M}\Omega$ ,  $R_1=R_2=100\text{k}\Omega$ . Pentru aceste valori frecvența de oscilație ar fi trebuit să fie de  $159,154\text{kHz}$ , dar simulată este de  $169,026\text{kHz}$ . Diferența de frecvență apare din cauza capacităților parazite ale componentelor pasive și capacităților de joncțiune ale diodelor de reglare a amplitudinii. Eroarea este de 6% și este justificată în cazul utilizării unor capacități  $C_1$  și  $C_2$  de valori mici (în acest caz capacitatea parazită suplimentară devine semnificativă). Simularea TRAN a

oscilatorului propus incluzând diodele de reglare a amplitudinii este prezentată în fig.3.14.

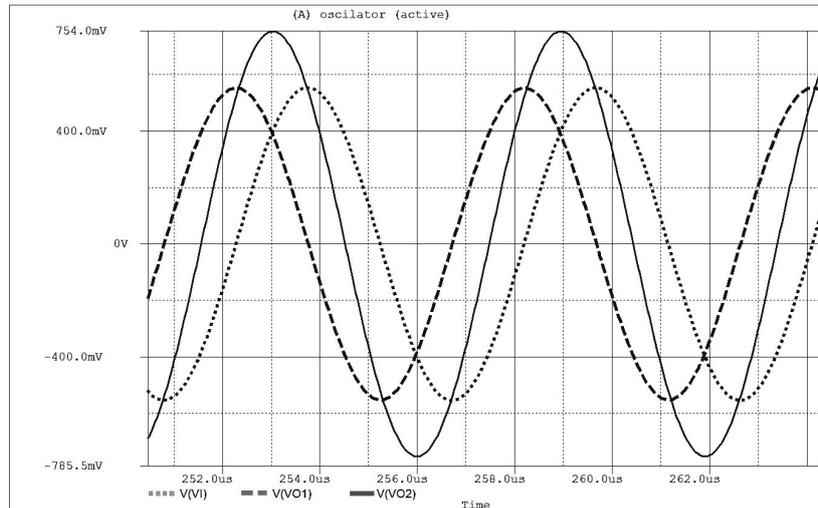


Fig.3.14. Simularea TRAN a oscilatorului propus

Fig.3.15. prezintă spectrul de frecvențe al semnalului  $v_i$ . Distorsiunile armonice totale (THD) obținute din simulare au o valoare mai mică de 0,1%.

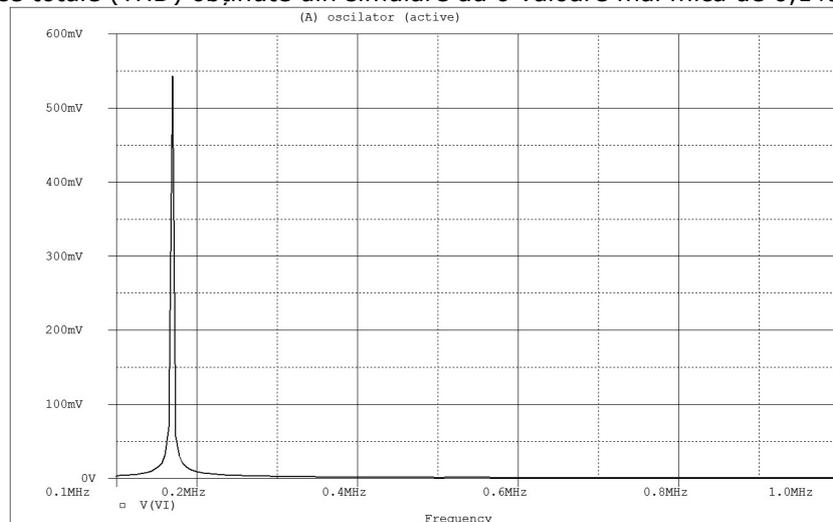


Fig.3.15. Spectrul de frecvențe al semnalului  $v_i$

Oscilatorul propus poate fi folosit și în cazul în care se dorește obținerea unor frecvențe variabile într-un anumit domeniu. Conform relației (3.25) sunt patru elemente de circuit ce pot fi folosite pentru modificarea frecvenței – două capacități și două rezistențe. Deoarece componentele sunt integrate, mult mai ușor pot fi modificate valorile rezistențelor decât ale capacităților. Dintre rezistențe a fost selectată pentru a modifica frecvența componenta  $R_2$ , care este o rezistență cu un terminal la masă ceea ce ușurează implementarea unor metode de control digital sau analogic al valorii sale. Chiar și în condițiile în care se dorește modificarea

frecvenței cu ajutorul unei rezistențe variabile exterioare cipului, folosirea unei rezistențe  $R_2$  externe impune alocarea unui singur pin al integratului pentru această funcție. Fig.3.16 prezintă simularea modificării frecvenței de oscilație cu modificarea lui  $R_2$ .  $C_1=C_2=10\text{pF}$ ,  $R_p=2.5\text{M}\Omega$  și  $R_1=100\text{k}\Omega$ . Valoarea lui  $R_2$  a fost modificată între  $30\text{k}\Omega$  și  $300\text{k}\Omega$ , valori de rezistențe ce sunt ușor integrabile chiar și cu rezistențe de tipul *polisiliciu 2* (vezi *Anexa 1* – rezistența pe  $\square$ ). Rezistența  $R_p$  este realizată folosind un material rezistiv cu rezistivitate mare - *N+ Polysilicon* =  $1000 \Omega/\square$ . Valori mai ridicate ale frecvenței pot fi obținute prin reducerea capacităților  $C_1$  și  $C_2$  însă sub rezerva erorilor tot mai mari ale frecvenței generate față de cea calculată conform relației (3.25) din cauza ponderii tot mai importante a capacităților parazite.

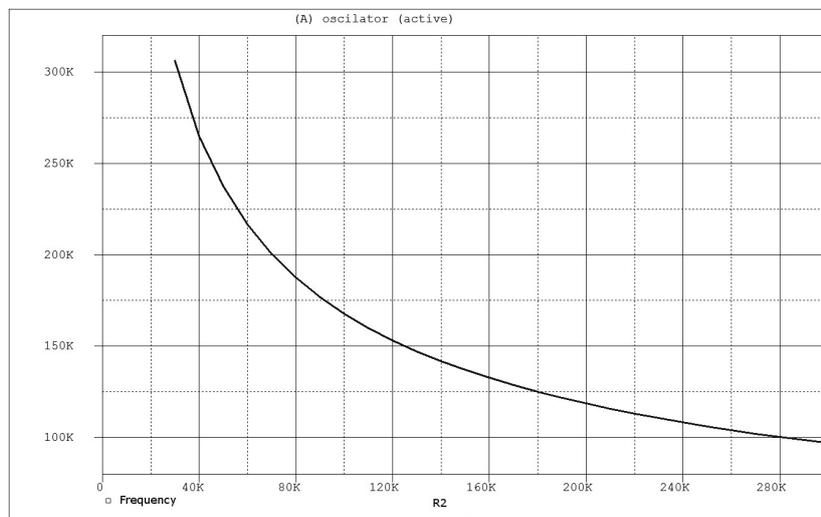


Fig.3.16. Variația frecvenței de oscilație cu variația lui  $R_2$

O caracteristică importantă a unui oscilator este stabilitatea frecvenței cu variațiile temperaturii. Conform relației (3.49) pentru a obține un coeficient de temperatură al frecvenței de oscilație nul trebuie ca suma coeficienților de temperatură ale rezistențelor și condensatoarelor să fie nulă. Deoarece cele două capacități pot fi realizate de un singur tip (*poly1-poly2*) relația (3.49) poate fi îndeplinită doar prin alegerea coeficienților de temperatură a rezistoarelor  $R_1$  și  $R_2$ . Tabelul 3.1 prezintă materiale alese pentru realizarea componentelor pasive și coeficienți termici de ordinul I aferenți.

Tabelul 3.1. Coeficienții termici ai componentelor pasive

Componentă	Material	Coeficient termic I
$C_1$	Polysiliciu 1 – Polysiliciu 2	-83,6 ppm/°C
$C_2$	Polysiliciu 1 – Polysiliciu 2	-83,6 ppm/°C
$R_1$	Polysiliciu 2	+511 ppm/°C
$R_2$	High Res. Polysiliciu 1	-502 ppm/°C

Relația (3.48) devine:

$$TC\omega_0 = -\frac{1}{2}(k_{R1} + k_{R2} + k_{C1} + k_{C2}) = 79.1\text{ppm} / ^\circ\text{C} \quad (3.50)$$

Fig.3.17 prezintă caracteristicile de variație a frecvenței și a amplitudinii oscilațiilor cu temperatura pe un domeniu de la  $-20^{\circ}$  la  $120^{\circ}\text{C}$ . Componentele sunt  $C_1=C_2=10\text{pF}$ ,  $R_p=3.5\text{M}\Omega$  și  $R_l=100\text{k}\Omega$  de tipurile din Tabelul 3.1. Diodele de reglare a amplitudinii sunt de dimensiuni foarte mici cu  $W=L=1\mu$ .

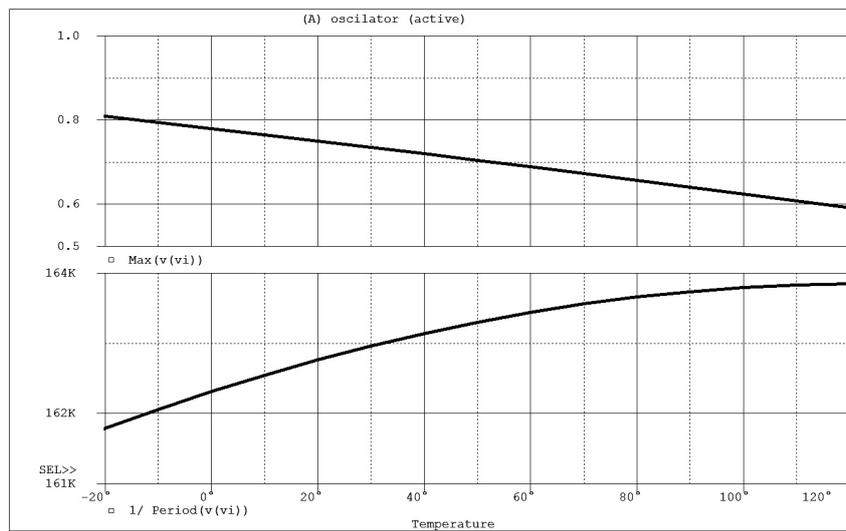


Fig.3.17. Variația amplitudinii și frecvenței de oscilație cu variația temperaturii

Se observă o variație maximă a frecvenței de  $1,8\text{kHz}$  pe întregul domeniu de  $140^{\circ}\text{C}$  ceea ce înseamnă o variație maximă de aproximativ  $13\text{Hz}/^{\circ}\text{C}$ . Se obține deci, o instabilitate a frecvenței cu temperatura:

$$\frac{\Delta f}{f_0 \Delta T} = 7,87 \cdot 10^{-5} / ^{\circ}\text{C} = 78,7 \text{ppm} / ^{\circ}\text{C} \quad (3.51)$$

Valoarea obținută este foarte aproape de cea teoretică dată de relația (3.50).

Instabilitatea amplitudinilor cu variația temperaturii a fost simulată și valoarea ei este dată în relația:

$$\frac{\Delta v_j}{v_j \Delta T} = 1,96 \cdot 10^{-3} / ^{\circ}\text{C} \quad (3.52)$$

În relațiile ce definesc comportamentul frecvenței de oscilație cu temperatura (3.48) (3.49) nu s-a ținut cont de elementele parazite ale componentelor pasive reale. Nu s-a ținut cont de capacitatea diodelor de reglare a amplitudinii și nici de influența acestor diode asupra stabilității termice a frecvenței de oscilație și a amplitudinii oscilațiilor. Din simulare s-a determinat că dimensiunea geometrică a diodelor influențează stabilitatea termică în sensul posibilității compensării instabilității frecvenței cu temperatura. Capacitatea de joncțiune a diodelor crește o dată cu creșterea dimensiunilor și devine tot mai importantă în formula de calcul a frecvenței de oscilație. O dată cu creșterea acestei capacități crește și influența coeficientului lor termic, care la un moment dat poate să anuleze relația (3.49).

Tabelul 3.2 prezintă evoluția stabilității termice a frecvenței de oscilație precum și a amplitudinii de oscilație. Se observă că dimensiunea diodelor influențează puternic stabilitatea frecvenței cu temperatura. Graficul variației

stabilității frecvenței în funcție de dimensiunile diodelor este dat în fig.3.18. Se observă că se poate obține un minim în jurul dimensiunii  $L=29\mu\text{m}$  (latura pătratului ce formează o diodă).

Tabelul 3.2. Evoluția coeficienților termici cu dimensiunile diodelor

Lățime Diodă [ $\mu\text{m}$ ]	Frecvența la 27°C [kHz]	Eroarea Frecvenței [%]	Amplitudine la 27°C [mV]	Stabilitatea Frecvenței [ $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ]	Stabilitatea Amplitudinii [ $10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ ]
1	162,90	+2,35	739,6	78,7	1,96
5	162,47	+2,08	679,2	75,7	2,48
10	161,23	+1,30	644,0	66,9	2,80
15	159,30	0	622,6	54,7	3,01
20	156,74	-0,62	607,5	40,6	3,18
25	153,66	-3,57	595,4	26,8	3,32
26	153,00	-4,02	593,5	24,1	3,35
27	152,30	-4,50	591,4	21,7	3,36
28	151,60	-4,98	589,4	19,2	3,40
29	150,88	-5,48	587,6	16,9	3,41
30	150,15	-5,99	585,7	21,8	3,43
32	148,64	-7,07	582,2	27,1	3,48
35	146,30	-8,78	577,2	36,3	3,54
40	142,23	-11,90	570,1	55,0	3,63

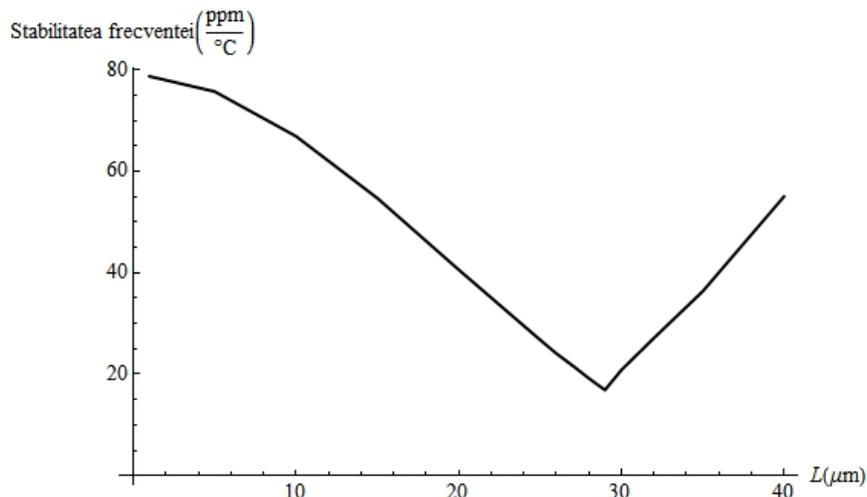


Fig.3.18. Evoluția stabilității termice a frecvenței de oscilație

Creșterea dimensiunilor diodelor duce însă la înrăutățirea stabilității amplitudinii oscilațiilor cu temperatura. Graficul din fig.3.19 prezintă evoluția stabilității amplitudinii oscilațiilor în funcție de dimensiunile diodelor. Din Tabelul 3.2, dar și din fig.3.19 se poate vedea că cea mai bună stabilitate cu temperatura a amplitudinii oscilațiilor se obține pentru diode cu arie cât mai mică. Din fig.3.18 și fig.3.19 se observă că stabilitatea frecvenței este foarte dependentă de aria diodelor (un raport de 4,6 între maxim și minim) și stabilitatea amplitudinilor este mai puțin dependentă de aceeași arie (un raport de 1,9 între maxim și minim).

**Se propune metoda de creștere a stabilității termice a frecvenței cu temperatura prin modificarea ariei diodelor de reglare a amplitudinii. Metoda presupune ridicarea caracteristicilor din fig.3.18 și 3.19 și căutarea unui compromis între cerințele de stabilitate a frecvenței și a amplitudinii cu temperatura.**

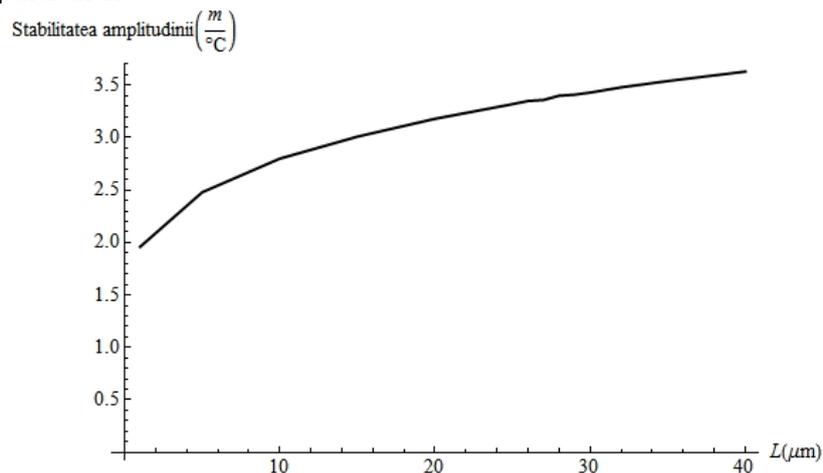


Fig.3.19. Evoluția stabilității termice a amplitudinii de oscilație

Se alege dimensiunea lățimii diodei  $L=29\mu\text{m}$  și se obține o instabilitate a frecvenței cu temperatura (fig.3.20 jos):

$$\frac{\Delta f}{f_0 \Delta T} = 1,69 \cdot 10^{-5} / ^\circ \text{C} = 16,9 \text{ppm} / ^\circ \text{C} \quad (3.53)$$

Pentru aceleași dimensiuni instabilitatea amplitudinilor cu variația temperaturii este (fig.3.20 sus):

$$\frac{\Delta v_i}{v_i \Delta T} = 3,41 \cdot 10^{-3} / ^\circ \text{C} \quad (3.54)$$

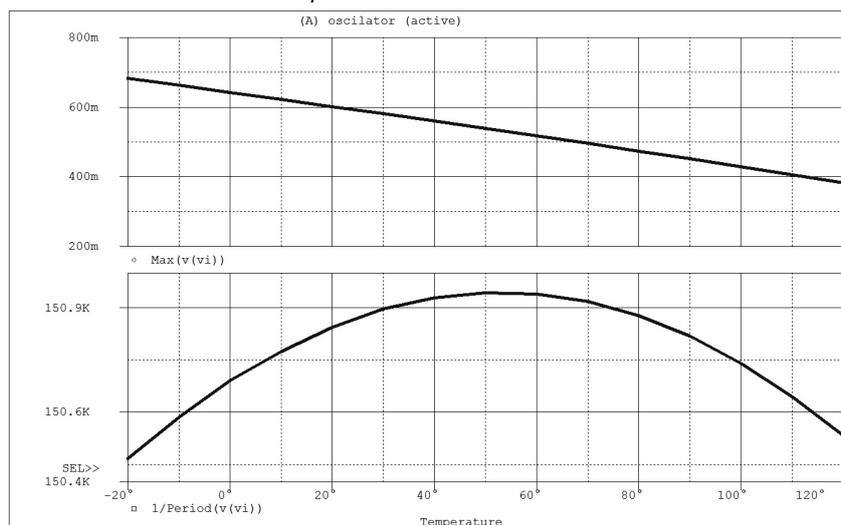


Fig.3.20. Variația amplitudinii și frecvenței de oscilație cu variația temperaturii

### 3.7. Concluzii

S-a prezentat în acest capitol concepția și teoria unui nou oscilator sinusoidal „LC”, bazat pe CCI. Caracteristicile acestui oscilator îl plasează printre cele mai performante oscilatoare integrate și cu siguranță este cel mai performant oscilator cu CC raportat în literatura cunoscută. Oscilatorul este construit pe baza unui circuit rezonant paralel  $L_{eq}||C_{eq}$  realizat cu componente reactive  $L_{eq}$  și  $C_{eq}$  simulate cu ajutorul CCI. Simularea celor două componente se face folosind circuite cunoscute în literatură (NIC) și **circuite noi (NAIC)**.

Oscilatorul propus include și un circuit de autoreglare a amplitudinii oscilațiilor generate cu ajutorul unei diode (sau grupaj de diode). Reglajul de amplitudine se bazează pe principiul multiplicării rezistenței dinamice a unei diode dacă la bornele ei se află un circuit oscilant [7][8]. Circuitul de autoreglare a amplitudinii determină menținerea automată a condiției de  $Q \rightarrow \infty$  ceea ce conferă circuitului performanțe deosebite de stabilitate a frecvenței și amplitudinii oscilațiilor cu temperatura, dar și distorsiuni armonice mici. **Capitolul propune de asemenea un nou circuit de simulare a unei inductanțe ideale sau cu pierderi folosind CCI.**

În final **se propune o metodă de îmbunătățire a stabilității frecvenței de oscilație cu temperatura prin modificarea dimensiunii geometrice a diodelor de autoreglare a amplitudinii oscilațiilor.**

#### Contribuții

- Propunerea unui circuit convertor de admitanță/impedanță negativă NAIC cu CCI- (circuit nou). Se prezintă structura noului circuit și relația impedanței/admitanței de intrare.
- Propunerea unui nou oscilator, cu dublă simulare ( $L_{eq}$  și  $C_{eq}$ ), bazat pe CCI. S-au prezentat: baza teoretică, relațiile de calcul, condiția de oscilație și condiția de frecvență.
- S-a prezentat metoda de compensare termică de ordinul I a frecvenței de oscilație pentru oscilatorul propus.
- Propunerea unui circuit ce simulează o inductanță ideală sau (cu o modificare) simulează o inductanță cu pierderi (rezistență de pierderi paralelă). Pe baza acestui circuit s-a construit un circuit oscilant secundar ce a fost prezentat teoretic și care este folosit pentru realizarea unei reglări automate a amplitudinii oscilațiilor și la obținerea automată a condiției de  $Q$  infinit.
- Se propune metoda de creștere a stabilității termice a frecvenței cu temperatura prin modificarea ariei diodelor de reglare a amplitudinii. Metoda presupune ridicarea caracteristicilor stabilității termice a frecvenței și amplitudinii oscilației în funcție de dimensiunea geometrică a diodelor de autoreglare a amplitudinii și căutarea unui compromis între cerințele de stabilitate a frecvenței și amplitudinii cu temperatura.

## 4. IMPLEMENTAREA NOULUI OSCILATOR „LC” CU CCI REALE

### Rezumat

În acest capitol se propune implementarea noului oscilator sinusoidal introdus în Capitolul 3 cu CCI reale, proiectate într-o tehnologie CMOS 0,35 $\mu$ m. Sunt prezentate implementările NIC și NAIC cu CCI+ și CCI- reale. În continuare, se consideră CCI real ca fiind CCI ideal la care se adaugă o serie de elemente suplimentare: rezistențe și capacități de intrare/ieșire și factori de câștig în tensiune și curent între intrări și ieșiri. Sunt deduse analitic influențele principalelor elemente suplimentare asupra comportării NIC, NAIC, circuitului de reglare automată a amplitudinii și asupra oscilatorului complet. Sunt deduse sensibilitățile impedanțelor de intrare NIC și NAIC față de elementele componente principale ale acestor circuite.

Analitic se obțin frecvența de oscilație, condiția de oscilație și factorul de calitate ale celor două circuite oscilante prezente în schemă. Sunt analizate matematic și grafic influențele diversilor factori prezenți în aceste ecuații.

Rezultatele simulării unui oscilator construit cu componente dintr-o tehnologie CMOS de 0,35 $\mu$ m sunt prezentate la finalul capitolului. Oscilatorul propus, ce poate fi în întregime integrat într-un chip de siliciu, poate furniza semnale sinusoidale cu frecvențe cuprinse între 80-500kHz cu un factor de distorsiuni THD<1% pe întreg domeniul de frecvențe. Factorul de distorsiuni poate fi cu ușurință scăzut până la THD=0,3% pentru cazul generării de semnale cu frecvență fixă. Pe baza metodei de compensare termică de ordinul I prezentată în Capitolul 3 stabilitatea frecvenței cu temperatura poate fi redusă până la 7,37ppm/°C în condițiile unei stabilități a amplitudinii oscilațiilor de  $4,88 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ .

### 4.1. Introducere

Capitolul 3 pune bazele teoretice ale oscilatorului cu dublă simulare cu conveioare de curent. Capitolul prezent își propune să aplice în practică teoria elaborată. Se prezintă o abordare a elementelor componente ale oscilatorului (NIC, NAIC, circuit de reglare automată a amplitudinii) din perspectiva circuitelor reale, ce conțin rezistențe, capacități, inductanțe de intrare și de ieșire, câștiguri de tensiune și curent neunitare etc.

CCI abordate aici sunt cele mai simple conveioare de curent de generația I. Structura simplă le face atractive datorită simplității de proiectare [23], dar și ariei mici ocupate pe chip [27].

În lucrarea [41], care este prezentată în extenso în acest capitol, autorul își propune să investigheze performanțele și limitările acestor CCI atunci când sunt folosite în oscilatorul propus. De aceea se va analiza în detaliu fiecare parametru important al oscilatorului ținând cont de caracteristicile de intrare/ieșire și transfer ale CCI reale. Deoarece oscilatorul propus se compune din NIC, NAIC și circuit de reglare automată a amplitudinii, aceste blocuri sunt analizate pe rând, li de deduc

relațiile de definire a impedanțelor de intrare, frecvenței, condiției de oscilație și factorului de calitate, ținând cont de toate caracteristicile unui CCI real. Pe parcursul dezvoltării acestor relații se vor aplica diverse simplificări și neglijări ale elementelor cu influență nesemnificativă. Astfel, se obțin relații de calcul mai reduse, dar care sunt suficient de precise pentru a putea fi aplicate în practică.

În Capitolul 4 se analizează influența elementelor neideale ale CCI asupra oscilatorului propus cu scopul de a dezvolta ulterior circuite CCI cu performanțe mai ridicate, dedicate scopului propus. Sunt analizate influențele rezistențelor de intrare și de ieșire, a capacităților de intrare și de ieșire etc. și sunt trase concluzii asupra necesității îmbunătățirii anumitor caracteristici.

Ultima parte a capitolului prezintă rezultatele proiectării și simulării circuitelor propuse.

## 4.2. NIC real

Inductanța simulată prezentată în Capitolul 3, fig.3.1, este implementată în continuare folosind CCI+ cu structura din fig.2.3. Dacă la conveiorului de curent îi sunt luate în considerare elementele parazite (capacități, rezistențe, inductanțe de intrare/ieșire și câștiguri neunitare de tensiune și curent) circuitul convertor de impedanță negativă NIC, devine cel din fig.4.1. Tabelul 4.1. prezintă valorile elementelor parazite asociate unui CCI+ și unui CCI- având dimensiunile tranzistoarelor MOS prezentate în Tabelul 4.2.

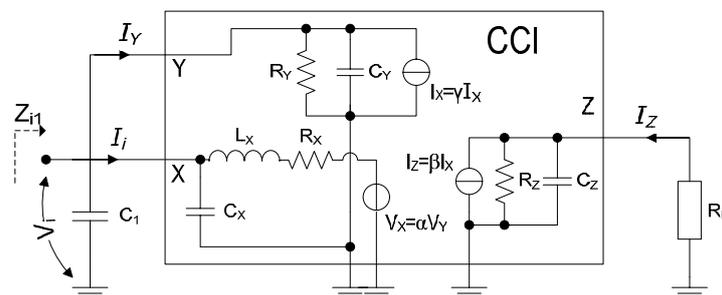


Fig.4.1. NIC cu CCI+ real

Tabelul 4.1. Elementele parazite pentru CCI+ și CCI-

Componentă	CCI+	CCI-
$R_X$	19,12 $\Omega$	19,12 $\Omega$
$R_Y$	374,5k $\Omega$	374,5k $\Omega$
$R_Z$	1045,8k $\Omega$	1065,5k $\Omega$
$C_X$	0fF	0fF
$C_Y$	130fF	130fF
$C_Z$	55fF	90fF
$L_X$	4,3 $\mu$ H	4,3 $\mu$ H
$\alpha$	0,9928	0,9928
$\beta$	1,007	1,0155
$\gamma$	0,993	0,993

Tabelul 4.2. Dimensiunile tranzistoarelor MOS în CCI+ și CCI-

Tranzistoare	$W [\mu]$	$L [\mu]$
nMOS (toate)	15	2,5
pMOS (toate)	55,5	2,5

Ecuția impedanței de intrare a NIC-ului din fig.4.1 este:

$$Z_{i1}(s) = \frac{N_1(s)}{D_1(s)} \quad (4.1)$$

și este prezentată integral în Anexa 2. Relația (4.1) este complicată și poate fi simplificată păstrând erorile de aproximare sub 10% pe întreg domeniul de frecvențe considerat (0-1MHz). Câștigul de tensiune  $a$  și câștigurile de curent  $\beta$  și  $\gamma$  pot fi approximate cu 1. Capacitatea de intrare  $C_Y$  este mult mai mică decât capacitatea  $C_1$  (5pF) și deci, poate fi neglijată (cele două capacități sunt în paralel). Rezistența de ieșire a CCI+ ( $R_Z$ ) este mult mai mare decât rezistența de sarcină ( $R_L$ ), deci,  $R_Z$  va fi neglijată. Cu aceste aproximații se obține:

$$Z_{i1}(s) = \frac{-R_Y}{1 + C_1 R_Y s} = (-R_Y) \parallel \left(-\frac{1}{sC_1}\right) \quad (4.2)$$

Relația (4.2) indică o impedanță de intrare a NIC de tip inductiv cu pierderi (o inductanță  $L_{eq} = 1/(\omega^2 C_1)$  în paralel cu o rezistență negativă  $-R_Y$ ). Fig.4.2 prezintă grafic impedanța de intrare a circuitului NIC.

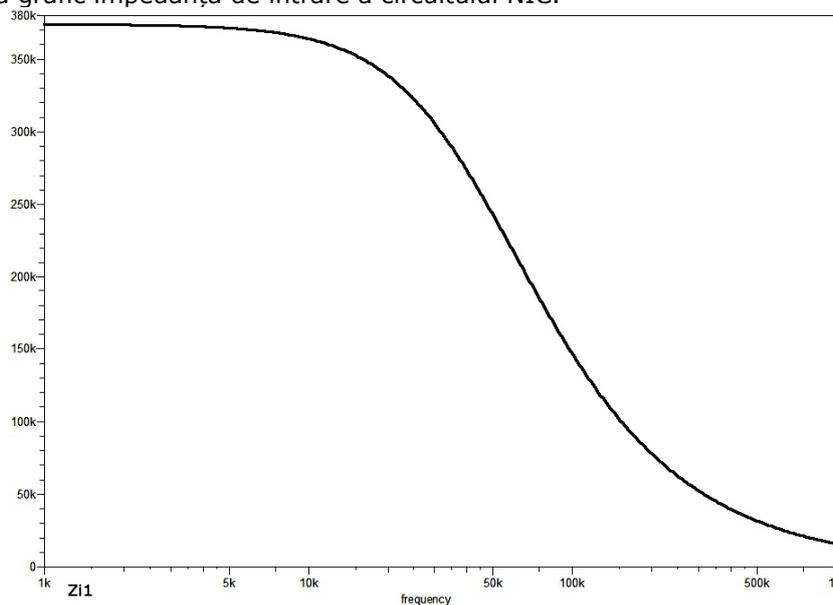


Fig.4.2. Impedanța de intrare a NIC

Se observă că elementul principal din structura CCI+ care influențează major performanțele NIC este rezistența de intrare către masă pe intrarea Y. Pentru creșterea domeniului de frecvențe (înspre frecvențe joase) în care NIC se comportă ca un inductor este necesară creșterea valorii rezistenței de intrare  $R_Y$ . Capacitatea  $C_1$  influențează și ea comportarea inductorului simulat: creșterea capacității  $C_1$

determină lărgirea benzii de frecvențe. Circuitele integrate însă nu pot beneficia de creșterea capacității din cauza ariei mari ocupate pe cip.

Sensibilitățile relative ale impedanței NIC față de  $R_Y$  și  $C_1$  sunt date în relațiile (4.3) și (4.4). Graficele acestor sensibilități sunt date în Anexa 2 (fig.A2.1 și fig.A2.2).

$$S_{Z_{i1}}^{R_Y}(s) = \frac{1}{1 + C_1 R_Y s} \quad (4.3)$$

$$S_{Z_{i1}}^{C_1}(s) = -\frac{C_1 R_Y s}{1 + C_1 R_Y s} \quad (4.4)$$

Se stabilește că NIC este sensibil față de  $R_Y$  la joasă frecvență și față de  $C_1$  la înaltă frecvență. Pentru obținerea unui comportament inductiv pe o bandă de frecvențe cât mai largă se impune folosirea unei capacități  $C_1$  cât mai mare (cât permite spațiul disponibil pe chip) și folosirea unui CCI+ cu rezistența de intrare  $R_Y$  către masă cât mai mare.

### 4.3. NAIC real

Capacitatea simulată prezentată în Capitolul 3, fig.3.3 cu ajutorul circuitului nou propus NAIC, este implementată în continuare folosind CCI- cu structura din fig.2.27 și dimensiunile tranzistoarelor CMOS din Tabelul 4.2. Tabelul 4.1. prezintă valorile elementelor parazite asociate unui CCI- ideal pentru a modela CCI- real. Fig.4.3 prezintă structura NAIC ce include și elementele parazite.

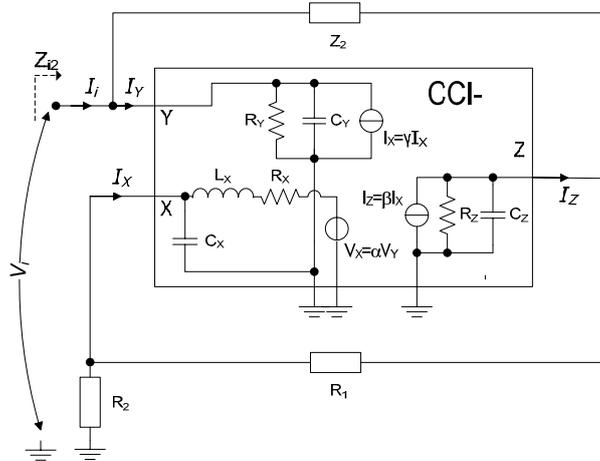


Fig.4.3. NAIC cu CCI- real

Impedanța de intrare a NAIC este:

$$Z_{i2} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{N_2(s)}{D_2(s)} \quad (4.5)$$

și este prezentată complet în Anexa 2. Relația (4.5) este complicată și poate fi simplificată păstrând erorile de aproximare sub 10% pe întreg domeniul de frecvențe considerat (0-1MHz):

$$Z_{i2} = \frac{R_1 R_2 R_Y (1 + C_2 R_Z s)}{R_1 R_2 - R_Y (R_1 + R_2 + R_Z) + C_2 R_1 R_2 (R_Z + R_Y) s} \quad (4.6)$$

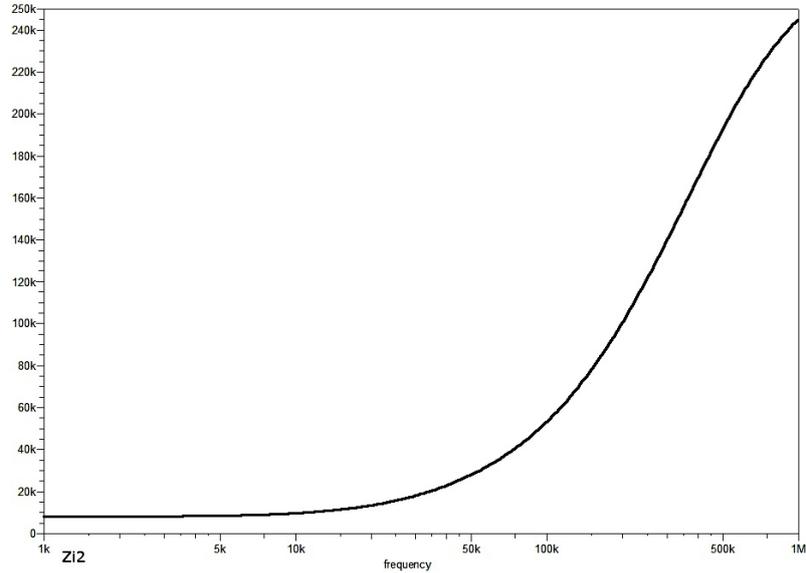


Fig.4.4. Impedanța de intrare a NAIC

Sensibilitățile relative ale impedanței NAIC față de  $R_Y$ ,  $R_Z$ ,  $C_2$ ,  $R_1$  și  $R_2$  sunt date în relațiile (4.7), (4.8), (4.9), (4.10) și (4.11). Graficele acestor sensibilități sunt date în Anexa 2 (fig.A2.3, fig.A2.4, fig.A2.5 și fig.A2.6).

$$S_{Z_{i2}}^{R_Y}(s) = \frac{R_1 R_2 + 2R_Z C_2 R_1 R_2 s + 2R_1 R_2 R_Z^2 C_2^2 s^2}{R_1 R_2 - R_Y (R_1 + R_2 + R_Z) + C_2 (R_Y R_Z R_2 + R_Y R_Z^2 - 2R_2 R_1 R_2 + R_Y R_Z R_1 - R_Y R_1 R_2) s + C_2^2 R_1 R_2 (R_Z^2 + R_Y R_Z) s^2} \quad (4.7)$$

$$S_{Z_{i2}}^{R_Z}(s) = \frac{R_Y R_Z + R_Z R_Y C_2 (R_1 + R_2) s + R_1 R_2 R_Y R_Z C_2^2 s^2}{R_1 R_2 - R_Y (R_1 + R_2 + R_Z) + C_2 (R_Y R_Z R_2 + R_Y R_Z^2 - 2R_2 R_1 R_2 + R_Y R_Z R_1 - R_Y R_1 R_2) s + C_2^2 R_1 R_2 (R_Z^2 + R_Y R_Z) s^2} \quad (4.8)$$

$$S_{Z_{i2}}^{C_2}(s) = \frac{R_Y C_2 (R_Z R_2 + R_Z^2 + R_Z R_1 + R_1 R_2) s}{R_1 R_2 - R_Y (R_1 + R_2 + R_Z) + C_2 (R_Y R_Z R_2 + R_Y R_Z^2 - 2R_2 R_1 R_2 + R_Y R_Z R_1 - R_Y R_1 R_2) s + C_2^2 R_1 R_2 (R_Z^2 + R_Y R_Z) s^2} \quad (4.9)$$

$$S_{Z_{i2}}^{R_1}(s) = \frac{-R_Y (R_2 + R_Z) - R_Y R_Z C_2 (R_2 + R_Z) s}{R_1 R_2 - R_Y (R_1 + R_2 + R_Z) + C_2 (R_Y R_Z R_2 + R_Y R_Z^2 - 2R_2 R_1 R_2 + R_Y R_Z R_1 - R_Y R_1 R_2) s + C_2^2 R_1 R_2 (R_Z^2 + R_Y R_Z) s^2} \quad (4.10)$$

$$S_{Z_{i2}}^{R_2}(s) = \frac{-R_Y(R_1 + R_Z) - R_Y R_Z C_2(R_1 + R_Z)s}{R_1 R_2 - R_Y(R_1 + R_2 + R_Z) + C_2(R_Y R_Z R_2 + R_Y R_Z^2 - 2R_2 R_1 R_2 + R_Y R_Z R_1 - R_Y R_1 R_2)s + C_2^2 R_1 R_2 (R_Z^2 + R_Y R_Z)s^2} \quad (4.11)$$

NAIC este sensibil la valoarea lui  $R_Y$  în special la frecvențe înalte și deci, este recomandat ca această rezistență să fie cât mai mare (obținută prin proiectarea CCI+). În mod similar și  $R_Z$  se recomandă să fie cât mai mare.

#### 4.4. Oscilatorul cu dublă simulare cu CCI

Oscilatorul nou propus în paragraful 3.3 poate fi implementat într-un circuit integrat CMOS folosind CCI. Fig.4.5 prezintă oscilatorul propus incluzând toate elementele sale. Impedanța oscilatorului în nodul  $v_i$  este dată în relația (4.12) și este prezentată în Anexa 2. Aceasta relație este complicată și poate fi simplificată păstrând erorile de aproximare sub 10% pe întreg domeniul de frecvențe considerat (0-1MHz). Pentru aceasta se neglijează efectul coeficienților de câștig  $a_1 a_2 \beta_1 \beta_2 \gamma_1$  și  $\gamma_2$  și ei sunt considerați unitari. Pentru simplificarea relațiilor se consideră  $C_1 = C_2 = C$ . Deoarece cele două conveioare CCI+ și CCI- au aceeași structură de intrare, se consideră ca  $R_{Y1} = R_{Y2} = R_Y$ . Considerăm cazul în care  $R_1 = R_2 = R$ . Se obțin relațiile (4.15) și (4.16).

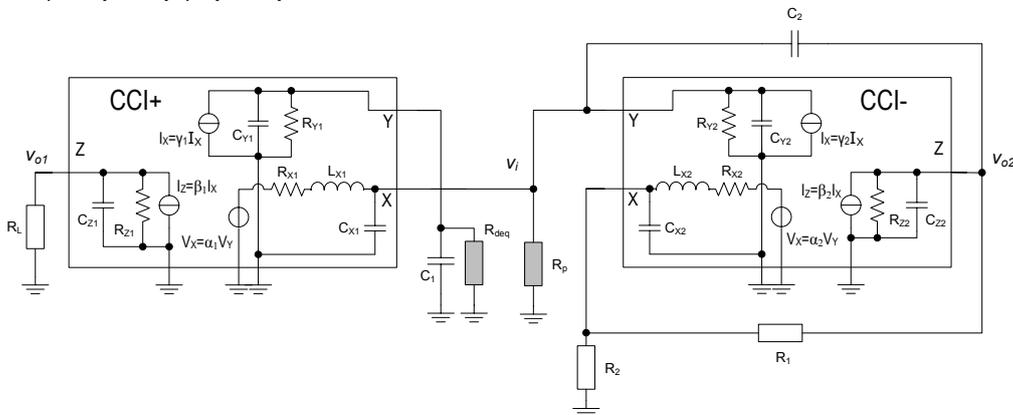


Fig.4.5. Oscilator cu CCI reale

Astfel:

$$Z_{io} = \frac{N_o(s)}{D_o(s)} \quad (4.12)$$

cu

$$N_o(s) = a_2 \gamma_2 R R_{deq} R_p R_Y^2 [(\beta_1 R_{Z2} - R_{Z2} - R) + R R_{Z2} (C + C_{Z2})s] \quad (4.13)$$

Rezultă:

$$N_o(s) = R^2 R_{deq} R_p R_Y^2 [1 + (C + C_{Z2}) R_{Z2} s] \quad (4.14)$$

Ecuția caracteristică a oscilatorului devine:

$$D_o(s) = R_Y^2(R_p R_{deq}(R_{Z2} + 2R) + R^2(R_p - R_{deq})) + \\ + R_Y^2 R_{Z2} R(2C_{Z2} R_p R_{deq} + R(R_p - R_{deq})(C + C_{Z2}))s + \\ + C^2 R^2 R_Y^2 R_p R_{deq} R_{Z2} s^2 \quad (4.15)$$

Frecvența de oscilație și condiția de oscilație rezultă din ecuația caracteristică, prin impunerea condiției:

$$D_o(s) = 0 \quad (4.16)$$

Se obține frecvența de oscilație:

$$\omega_0^2 = \frac{R_Y^2(R_p R_{deq}(R_{Z2} + 2R) + R^2(R_p - R_{deq}))}{C^2 R^2 R_Y^2 R_p R_{deq} R_{Z2}} = \\ = \frac{R_p R_{deq}(R_{Z2} + 2R) + R^2(R_p - R_{deq})}{C^2 R^2 R_p R_{deq} R_{Z2}} \quad (4.17)$$

Adică:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{1 + \frac{2R}{R_{Z2}} - \frac{R^2}{R_{Z2}} \frac{(R_{deq} - R_p)}{R_{deq} R_p}} \quad (4.18)$$

Condiția de oscilație rezultă:

$$R_{deq} = \frac{R_p R(C + C_{Z2})}{CR + C_{Z2}R - 2C_{Z2}R_p} \quad (4.19)$$

Tot din ecuația caracteristică se poate extrage și definiția factorului de calitate  $Q$ :

$$Q = \frac{C \sqrt{1 + \frac{2R}{R_{Z2}} - \frac{R^2}{R_{Z2}} \frac{R_{deq} - R_p}{R_{deq} R_p}}}{2C_{Z2} - R(C + C_{Z2}) \frac{R_{deq} - R_p}{R_{deq} R_p}} \quad (4.20)$$

Se observă că dacă elementele parazite  $R_{Z2} \rightarrow \infty$  și  $C_{Z2} \rightarrow 0$  frecvența de oscilație și condiția de oscilație devin cele ideale prezentate în Capitolul 3 ( $\omega_0 = 1/(RC)$ , și  $R_{deq} = R_p$ ).

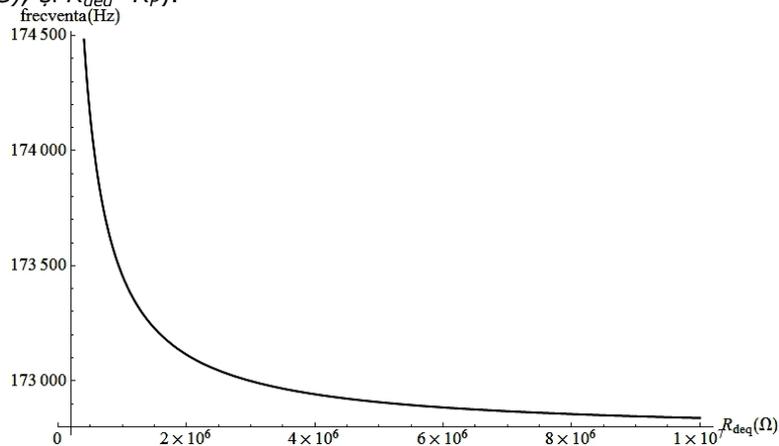


Fig.4.6. Dependența frecvenței de oscilație de  $R_{deq}$

Fig.4.6 arată dependența frecvenței de oscilație de valoarea lui  $R_{deq}$  (pentru  $R_p=1M\Omega$ ), Variația totală a frecvenței este în de cca. 3kHz deci, o variație mai mică de 2%.

Fig.4.7 prezintă frecvența de oscilație în funcție de valoarea rezistențelor  $R_{deq}$  și  $R_p$  (pentru variația acestora în domeniul 400k $\Omega$ -5M $\Omega$ ). Și din acest grafic se observă că influența celor două rezistențe asupra frecvenței de oscilație este mică.

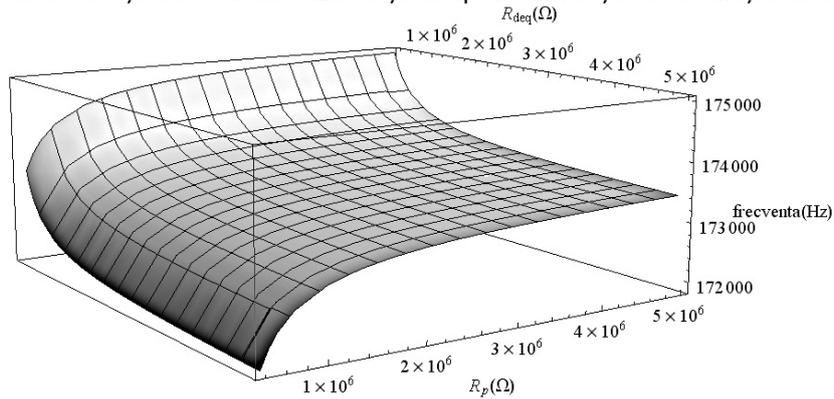


Fig.4.7. Dependența frecvenței de oscilație de  $R_{deq}$  și  $R_p$

Frecvența de oscilație mai depinde și de rezistența de ieșire a lui CCI-  $R_{Z2}$  ca în fig.4.8 în condiția îndeplinirii condiției de oscilație (4.19) pentru  $Q \rightarrow \infty$ .  $R_p$  a fost ales cu valoarea de  $1M\Omega$  și  $R_{deq}$  a fost calculat din relația (4.19) ( $R_{deq}=1.217M\Omega$ ). Frecvența de oscilație este puternic dependentă de această rezistență de ieșire  $R_{Z2}$  pentru valori ale acesteia sub  $2M\Omega$ . Peste această valoare se poate spune că efectul rezistenței  $R_{Z2}$  este mic.

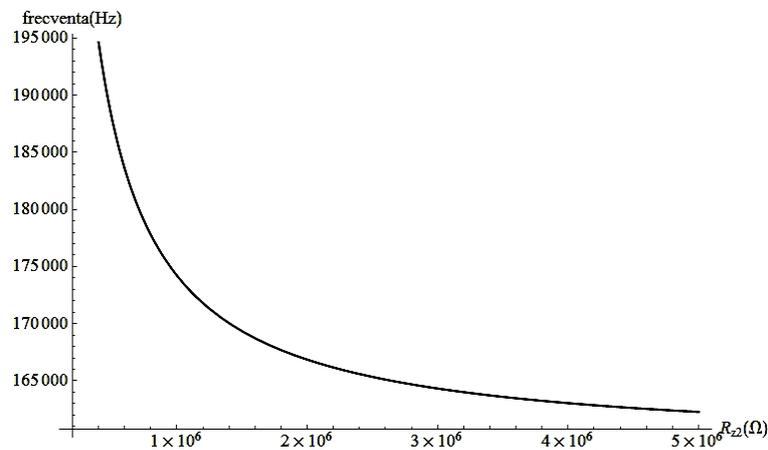


Fig.4.8. Dependența frecvenței de oscilație de  $R_{Z2}$

Fig.4.9 arată dependența frecvenței de oscilație de  $R_{Z2}$  și de  $R_{deq}$ . Pentru a obține o deviație cât mai mică a frecvenței de oscilație față de relația ideală de calcul se cere folosirea unor CCI cu etaje de ieșire cu impedanță de ieșire cât mai mare.

La calculul lui  $R_{deq}$  trebuie ținut cont și de capacitatea  $C_{Z2}$  care influențează semnificativ valoarea acestei rezistențe (fig.4.10). Se obține că e necesară reducerea capacității de ieșire  $C_{Z2}$  pentru a menține valoarea lui  $R_{deq}$  cât mai apropiată de valoarea lui  $R_p$ .

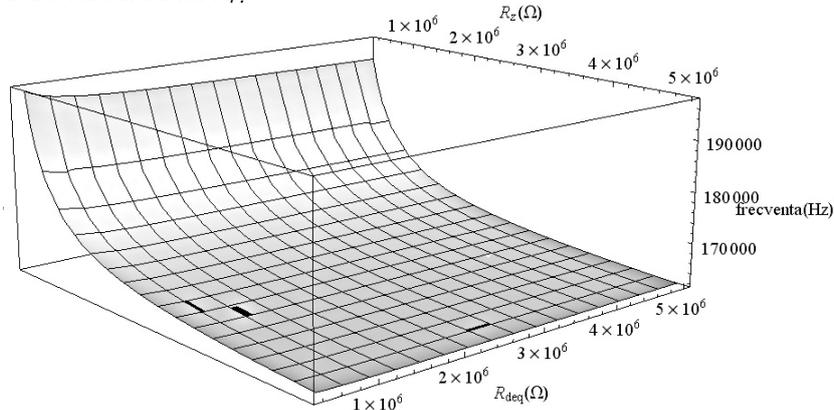


Fig.4.9. Dependența frecvenței de oscilație de  $R_{Z2}$  și  $R_{deq}$

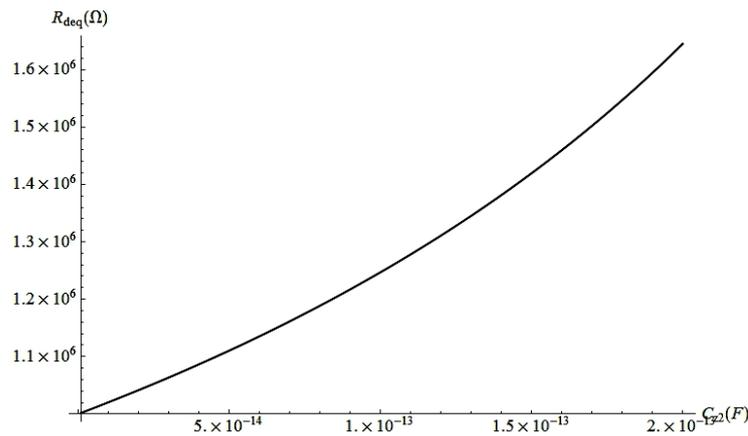


Fig.4.10.  $R_{deq}$  versus  $C_{Z2}$

#### 4.5. Circuit real de reglare simplă a amplitudinii

Oscilatorul propus conține un circuit oscilant secundar care are rolul de a asigura autoreglarea amplitudinii oscilațiilor oscilatorului principal. Fig.4.11 prezintă acest oscilator realizat cu conveioare de curent reale.

Impedanța pe care circuitul din fig.4.11 o prezintă la bornele lui  $C_1$  (neincluzând pe  $C_1$ ) este dată de relația (4.21). Relația este detaliată în (4.22) și (4.23) care au fost obținute după neglijarea efectelor câtorva elemente:  $R_{X1}$ ,  $R_{X2}$ ,  $R_{Z2}$ ,  $R_L$ ,  $L_{X1}$ ,  $L_{X2}$ , și  $C_{Z2}$ . Factorii de câștig  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $\gamma_1$ , și  $\gamma_2$  sunt considerați unitari. Pentru simplificare se consideră  $C_1=C_2$ ,  $R_1=R_2$ ,  $C_{Y1}=C_{Y2}$  și  $R_{Y1}=R_{Y2}$ .

$$Z_{ip} = \frac{N_{ip}(s)}{D_{ip}(s)} \quad (4.21)$$

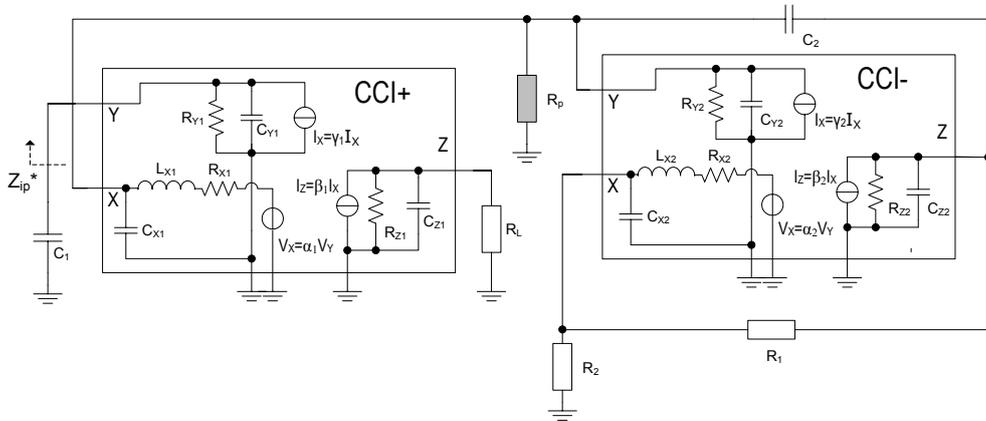


Fig.4.11. Oscilator secundar cu factor de calitate finit  $Q^*$

Unde:

$$N_{ip}(s) = R^2 R_Y^2 R_P [1 + R_{Z1}(C_2 + C_{Z2})s] \quad (4.22)$$

$$D_{ip}(s) = R_Y^2 (2RR_P + R_{Z2}R_P - R^2) + R_Y^2 (RR_{Z2}R_P C_{Z2} (2R_P - R) - CR^2 (R_{Z2} + R_P))s + R_Y^2 R^2 R_{Z2} R_P C_{Z2} C s^2 \quad (4.23)$$

Ecuția caracteristică a oscilatorului din fig.4.11 este:

$$D_{op}(s) = R_Y^2 (2RR_P + R_{Z2}R_P - R^2) + R_Y^2 (2R_P R C_{Z2} - CR^2 R_{Y2} - R^2 R_{Z2} C_{Z2})s + R_Y^2 R^2 R_{Z2} R_P C^2 s^2 \quad (4.24)$$

Frecvența de oscilație  $\omega^*$  și factorul de calitate  $Q^*$  se obțin din ecuația caracteristică și sunt date de relațiile:

$$\omega_o^* = \frac{1}{RC} \sqrt{1 + \frac{2R}{R_{Z2}} - \frac{R^2}{R_{Z2}R_P}} \quad (4.25)$$

$$Q^* = \frac{C \sqrt{1 + \frac{2R}{R_{Z2}} - \frac{R^2}{R_{Z2}R_P}}}{\frac{2C_{Z2}}{R_{Z2}} - \frac{R}{R_P} (C + C_{Z2})} \quad (4.26)$$

Fig.4.12, fig.4.13 și fig.4.14 prezintă influența diversilor parametri de circuit asupra factorului de calitate  $Q^*$ . Se observă că elementele parazite de la ieșirea CCI-,  $R_{Z2}$  și  $C_{Z2}$  au efect mic asupra factorului de calitate  $Q^*$  care tinde spre raportul  $R_P/R$  – raport întâlnit în Capitolul 3 în cazul oscilatorului ideal. Din fig.4.12 se observă că o variație a lui  $C_{Z2}$  de la 0 la 1pF determină o modificare a lui  $Q^*$  de la 10,85 la 9,85 – o variație de 10%. Din fig.4.13 se poate concluziona că rezistența  $R_{Z2}$  are o mică influență asupra lui  $Q^*$  doar când are valoare mică ( $<1M\Omega$ ).

Rezistențele  $R_1=R_2=R$  sunt cele care determină împreună cu  $R_P$  valoarea lui  $Q^*$ .

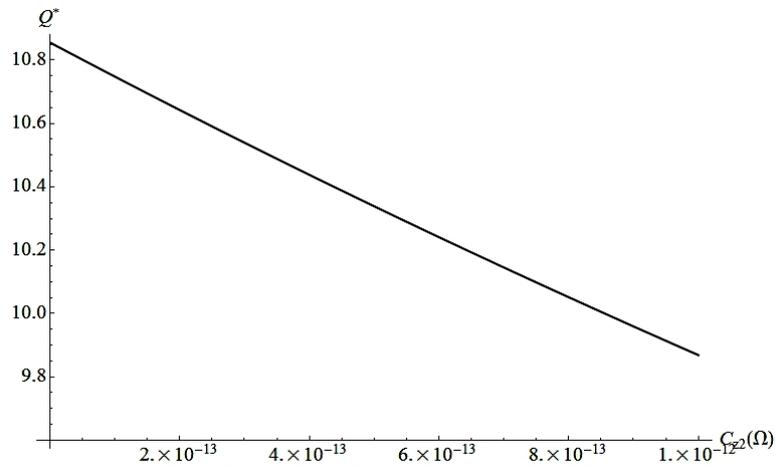


Fig.4.12. Efectul capacității  $C_{zz}$  asupra lui  $Q^*$

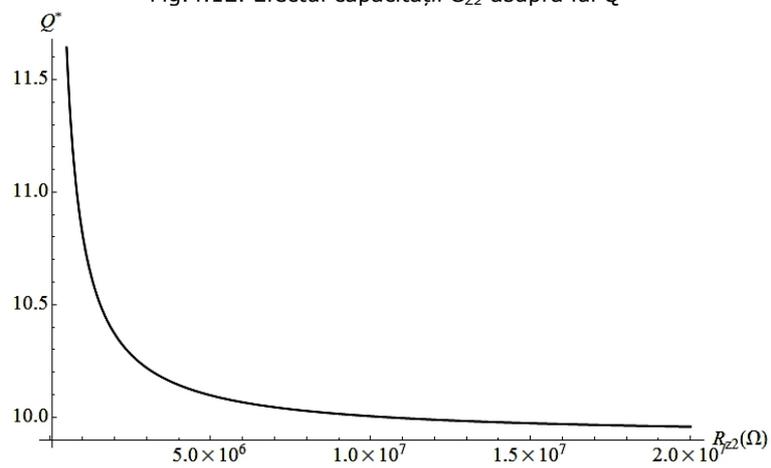


Fig.4.13. Efectul rezistenței de ieșire a CCI-  $R_{zz}$  asupra lui  $Q^*$

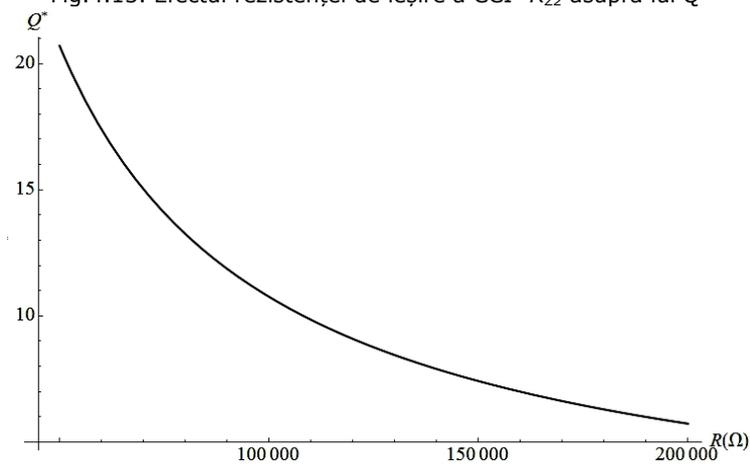


Fig.4.14. Efectul rezistențelor  $R$  asupra lui  $Q^*$

Adăugând o diodă sau un grup de diode în paralel cu  $C_1$  se obține oscilatorul din fig.4.15.

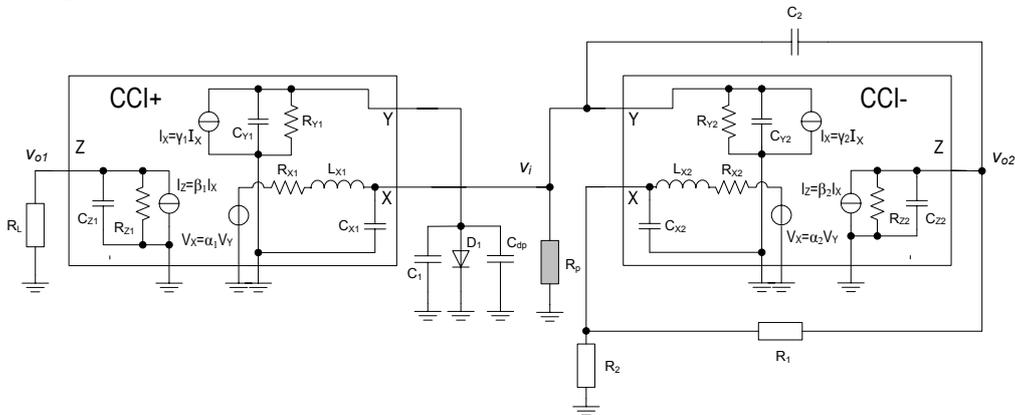


Fig.4.15. Oscilatorul cu circuitul de reglare a amplitudinii

Dacă se consideră  $r_{dp}$  rezistența dinamică de „de vârf” a diodei se obține [8] la bornele diodei conectate în paralel cu circuitul oscilant cu  $Q^*$  o rezistență dinamică echivalentă:

$$r_{deq} \approx kQ^* r_{dp} \quad (4.27)$$

unde  $k$  este definit de relația (3.37).

O diodă reală realizabilă în siliciu prezintă o capacitate a joncțiunii care va apărea în paralel cu capacitatea  $C_1$ . În fig.4.15 această capacitate este notată cu  $C_{dp}$ . Anexa 1 prezintă capacitatea joncțiunii diodelor realizabile în procesul tehnologic ales în funcție de aria diodelor. Dimensiunea diodelor (aria) determină caracteristica  $I_d/V_d$ , dar determină și capacitatea joncțiunii. Creșterea dimensiunii diodei folosite determină mutarea cotului caracteristicii diodei spre stânga (tensiuni  $V_d$  mai mici) ceea ce duce la amplitudini ale oscilațiilor mai mici. Simultan însă crește capacitatea joncțiunii  $C_{dp}$  care poate deveni importantă ca și valoare comparativ cu  $C_1$ .

## 4.6. Rezultatele simulării oscilatorului CCI real

### 4.6.1. Simularea circuitelor NIC și NAIC

Circuitele NIC și NAIC bazate pe CCI+ respectiv CCI- reale, propuse în fig.4.1 și 4.3 au fost simulate folosind programul de simulare PSpice și rezultatele de simulare sunt prezentate în fig.4.16 și 4.17. Se observă o bună concordanță cu predicțiile de calcul (fig.4.2 și fig.4.4). Erorile dintre simulare și estimare sunt sub 10% și apar din cauza simplificărilor ecuațiilor de definiție (4.2) și (4.6).

Pentru simularea NIC și NAIC s-au folosit componentele  $C_1=C_2=10\text{pF}$  și  $R_1=R_2=100\text{k}\Omega$ .

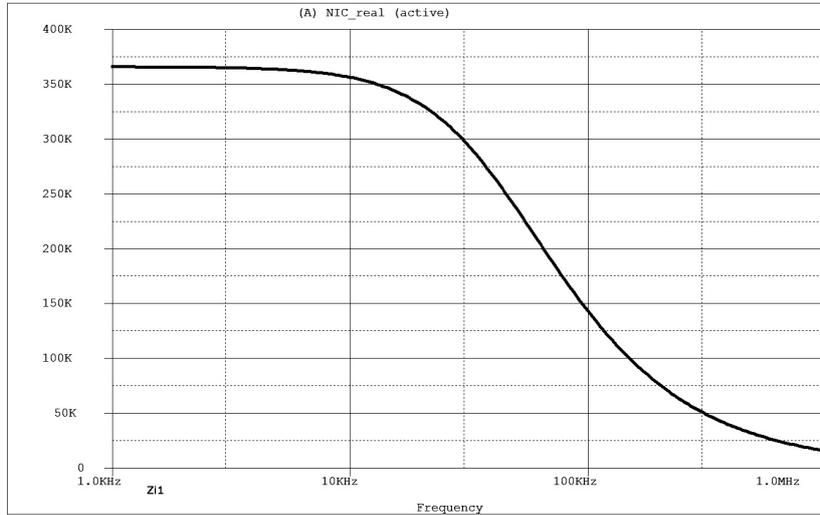


Fig.4.16. Impedanța de intrare a NIC real – simulare

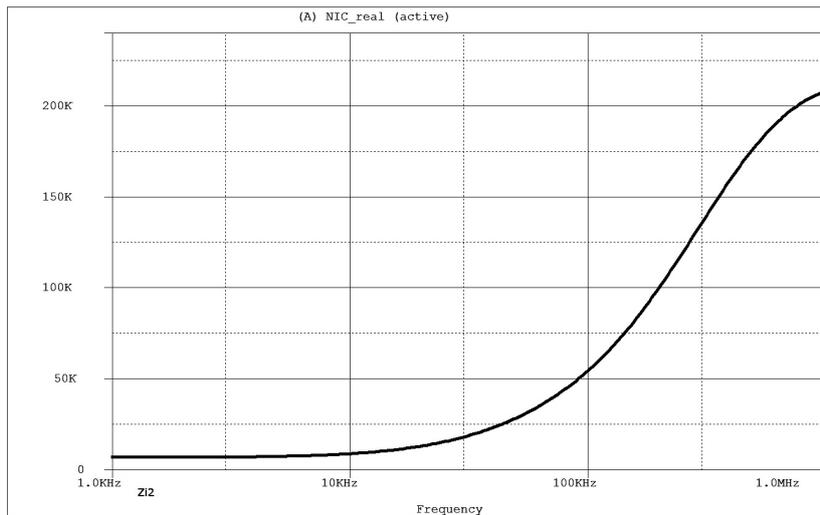


Fig.4.17. Impedanța de intrare a NAIC real – simulare

#### 4.6.2. Simularea oscilatorului propus, cu circuit de reglare a amplitudinii oscilațiilor

Oscilatorul propus a fost simulat complet, incluzând două diode în antiparalel care implementează circuitul de autoreglare a amplitudinii oscilațiilor prezentat în paragraful 3.4. În fig.4.18 sunt trasate cele trei semnale de la ieșirile oscilatorului  $V_i$ ,  $V_{o1}$  și  $V_{o2}$ . Condițiile de simulare sunt:  $R_1=R_2=200k\Omega$ ,  $C_1=C_2=5pF$ ,  $R_p=3000k\Omega$ ,  $R_L=200k\Omega$ . Diodele sunt diode cu geometrie pătratică cu latura de  $L=30\mu m$ . Frecvența, ideal, ar trebui să fie  $f_{oi}=159,154kHz$ , dar simulată este  $f_{os}=160,633$ . Eroarea de stabilire a frecvenței de oscilație este mică, aproximativ 1%.

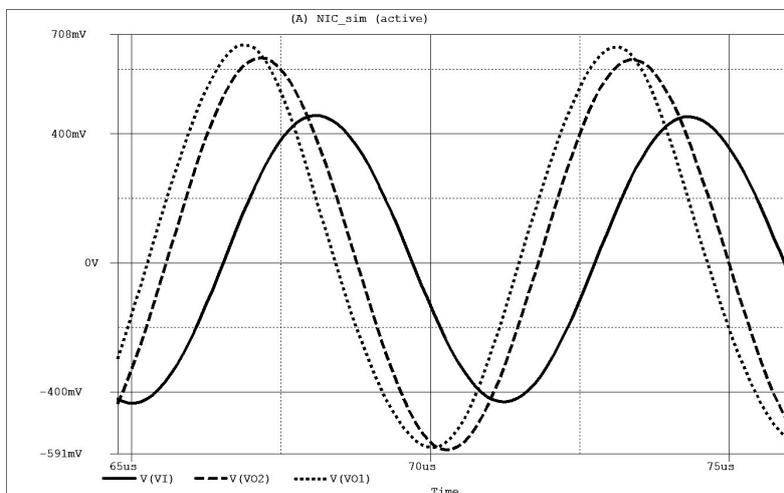


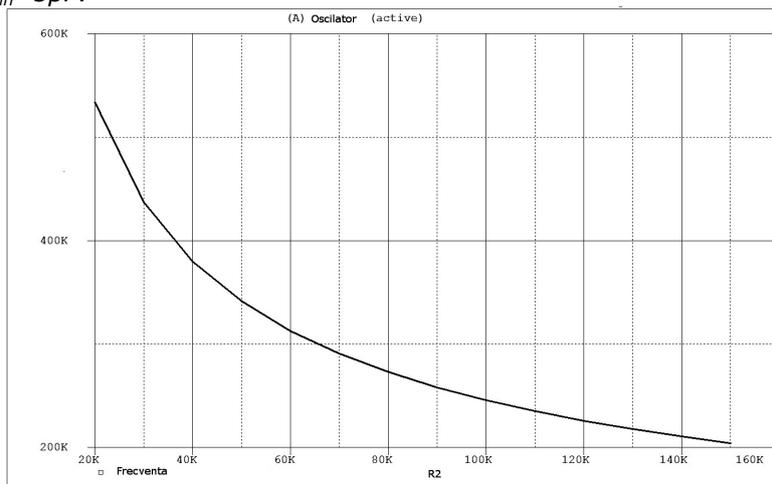
Fig.4.18. Simularea TRAN a oscilatorului propus

În urma simulării se poate remarca defazajul dintre semnalele generate:

- $V_i - V_{o2} = 55,5^\circ$ ;
- $V_i - V_{o1} = 70,7^\circ$ ;
- $V_{o1} - V_{o2} = 15,2^\circ$ .

Aceste defazaje sunt diferite de cele ideale ( $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $45^\circ$ ). Eroarea de defazaj este dată de rezistența de intrare  $R_Y$  foarte mică (aprox.  $370k\Omega$ ) a conveiorului de curent. Din cauza acestor defazaje oscilatorul nu poate fi utilizat ca și oscilator în cuadratură.

Oscilatorul propus permite obținerea unor semnale sinusoidale într-un domeniu de frecvențe cuprins între aprox. 80kHz și 500kHz. Limitele sunt date de valorile componentelor pasive. Pentru scăderea frecvenței generate componentele trebuie să aibă valori mari care sunt greu integrabile. Din aceste considerente s-a optat pentru  $C_{1max}=C_{2max}=10pF$  și  $R_{1max}=R_{2max}=200k\Omega$ . Limita superioară de frecvență este dată de scăderea valorilor componentelor discrete. S-a găsit  $C_{1min}=C_{2min}=5pF$ .

Fig.4.19. Dependența frecvenței generate de  $R_2$

Creșterea frecvenței de oscilație este limitată de comportarea NAIC și NIC la înaltă frecvență. Fig.4.19 prezintă variația frecvenței generate prin modificarea lui  $R_2$  între  $20\text{k}\Omega$  și  $150\text{k}\Omega$  ( $R_1=150\text{k}\Omega$ ,  $C_1=C_2=5\text{pF}$ ).

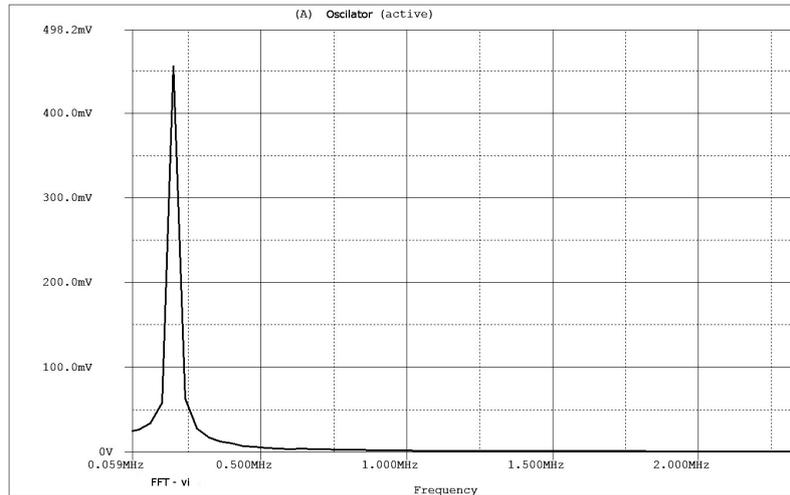


Fig.4.20. Spectrul de frecvențe al semnalului  $v_i$

Pe tot domeniul de frecvențe factorul total de distorsiuni armonice este mai mic de 1% și prin creșterea lui  $R_p$  (spre limita în care oscilațiile devin amortizate) s-au obținut valori de THD=0,3%.

Tabelul 4.3. Domeniul de frecvențe generate

Frecvență generată	THD [%]	$C_1=C_2$ [pF]	$R_1$ [kΩ]	$R_2$ [kΩ]	$R_p$ [kΩ]
Minimă	84,58 kHz	0,9	10	200	3000
Maximă	533,04 kHz	0,5	5	150	2500

#### 4.6.3. Simularea compensării termice de ordinul I

În paragraful 3.5 a fost dedusă metoda de compensare termică a frecvenței de oscilație pentru cazul unui oscilator cu CCI ideale. Pentru simplificare s-a aplicat această metodă de compensare și la oscilatorul cu CCI reale.

$$TC\omega_o = -\frac{1}{2}(k_{R1} + k_{R2} + k_{C1} + k_{C2}) \quad (4.28)$$

$$TC\omega_o = 0 \longrightarrow k_{R1} + k_{R2} + k_{C1} + k_{C2} = 0 \quad (4.29)$$

Folosind datele procesului tehnologic prezentate în Anexa 1 s-au ales pentru rezistențe și condensatoare materiale rezistive și tipul condensatoarelor conform Tabelului 4.4. După înlocuirea coeficienților materialelor alese în (4.28) se obține că  $TC\omega_o=79 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Așa cum s-a arătat în Capitolul 3 această valoare este dată doar de influența componentelor pasive, neținând cont de diodele de autoreglare a amplitudinii și de structura internă a CCI. În Capitolul 3 s-a prezentat dependența stabilității frecvenței de oscilație de aria diodelor de autoreglare a amplitudinii

oscilațiilor. În Tabelul 4.5. sunt date performanțele de stabilitate a frecvenței și amplitudinii (în nodul  $v_i$ ) în funcție de  $L$  (lățimea diodelor) și deci, implicit, de aria diodelor pentru oscilatorul bazat pe CCI reale.

Simulările oscilatorului au fost efectuate în condițiile  $R_1=R_2=150\text{k}\Omega$ ,  $C_1=C_2=5\text{pF}$ ,  $R_p=3000\text{k}\Omega$ , pentru o variație a temperaturii între  $-20^\circ\text{C}$  și  $+120^\circ\text{C}$ . Fig.4.21 trasează evoluția stabilității frecvenței de oscilație cu aria diodelor, iar fig.4.22 evoluția stabilității amplitudinii oscilațiilor în funcție de aceeași arie.

Tabelul 4.4. Coeficienții termici ai componentelor pasive

Componentă	Material	Coeficient termic I
$C_1$	Polysiliciu 1 – Polysiliciu 2	-83,6 ppm/ $^\circ\text{C}$
$C_2$	Polysiliciu 1 – Polysiliciu 2	-83,6 ppm/ $^\circ\text{C}$
$R_1$	Polysiliciu 2	+511 ppm/ $^\circ\text{C}$
$R_2$	High Res. Polysiliciu 1	-502 ppm/ $^\circ\text{C}$
$R_L$	N+ Polysilicon	-2800 ppm/ $^\circ\text{C}$
$R_p$	N+ Polysilicon	-2800 ppm/ $^\circ\text{C}$

Tabelul 4.5. Evoluția coeficienților termici cu dimensiunile diodelor pentru oscilatorul propus cu CCI reale

Lățime Diodă [ $\mu\text{m}$ ]	Stabilitatea Frecvenței [ $10^{-6}/^\circ\text{C}$ ]	Stabilitatea Amplitudinii [ $10^{-3}/^\circ\text{C}$ ]
1	246,0	2,10
10	204,4	2,64
20	140,0	3,10
30	59,9	3,60
35	22,5	3,87
36	16,3	3,92
37	10,6	3,98
38	8,85	4,02
39	15,0	4,07
40	22,0	4,12
45	61,3	4,34
50	93,7	4,66

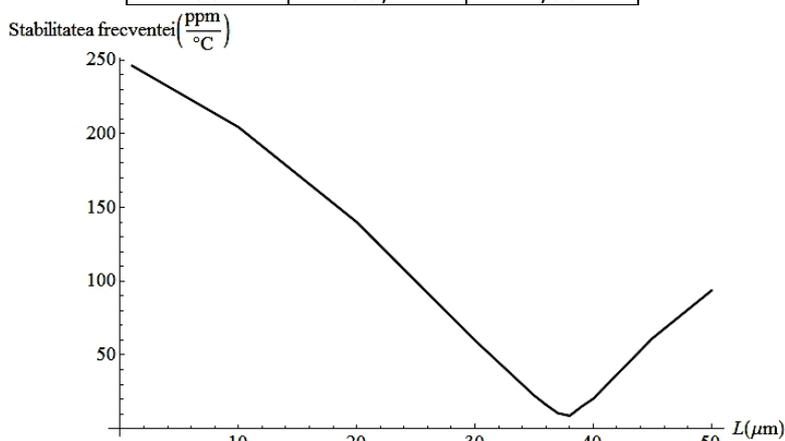


Fig.4.21. Evoluția stabilității termice a frecvenței de oscilație a oscilatorului cu CCI reale

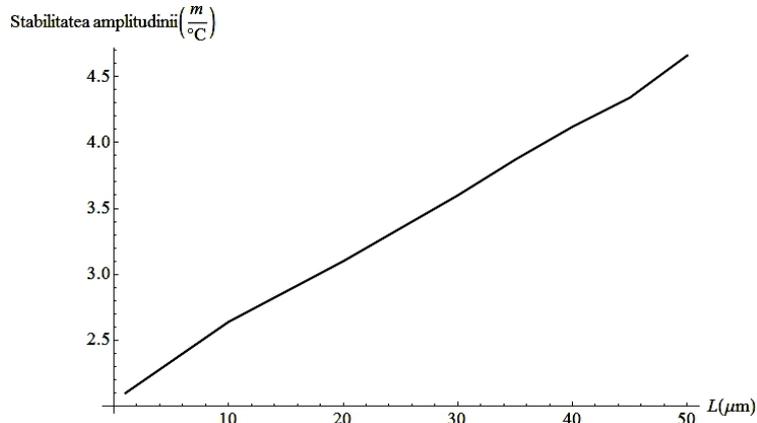


Fig.4.22. Evoluția stabilității termice a amplitudinii de oscilație

Pe baza Tabelului 4.5 se alege lățimea diodei,  $L=38\mu m$ , și se obțin rezultatele din fig.4.23 și din Tabelul 4.6. Frecvența de oscilație la  $27^\circ C$  este  $f_{os}=193,71kHz$  și este cu 10% mai mică decât cea ideală impusă de componentele pasive ( $f_{oi}=212,21kHz$ ) și aceasta cauzată în cea mai mare parte de capacitatea de joncțiune a diodelor de autoreglare a amplitudinii. În această eroare intervine și rezistența  $R_{Z2}$  a lui CCI-, care fiind mică, crește frecvența (fig.4.8) compensând în mare parte pierderea de frecvență dată de capacitățile joncțiunilor diodelor.

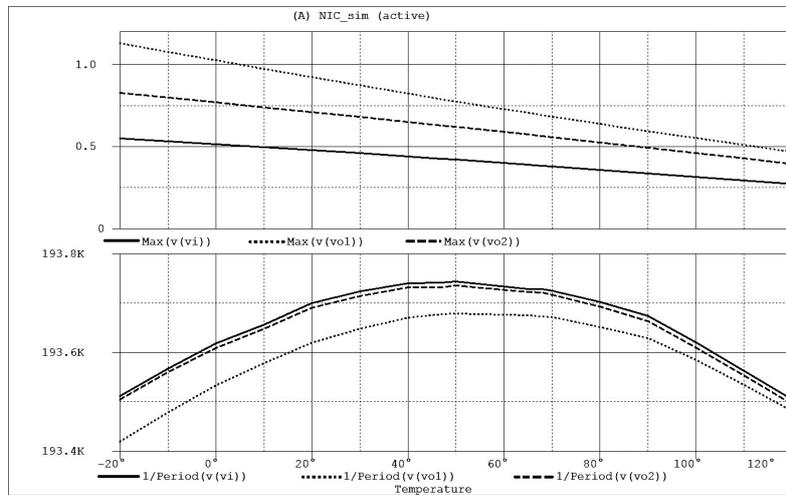


Fig.4.23. Variația amplitudinilor și frecvenței de oscilație cu temperatura în nodurile  $v_i$ ,  $v_{o1}$  și  $v_{o2}$

Tabelul 4.6. Stabilitatea amplitudinii și frecvenței în nodurile oscilatorului

Nod oscilator	Stabilitatea Frecvenței [ $10^{-6}/^\circ C$ ]	Stabilitatea Amplitudinii [ $10^{-3}/^\circ C$ ]
$v_i$	8,85	4,01
$v_{o1}$	7,37	4,88
$v_{o2}$	8,85	4,16

După cum se observă și din Tabelul 4.6 creșterea stabilității frecvenței de oscilație se face în detrimentul stabilității amplitudinii oscilațiilor cu temperatura. De aceea, în funcție de necesitățile de performanță a aplicației concrete de generare de semnal sinusoidal, se poate opta, fie pentru creșterea performanțelor de stabilitate a frecvenței cu temperatura fie pentru creșterea performanțelor de stabilitate a amplitudinii oscilațiilor cu temperatura, fie, desigur, pentru un compromis între cele două.

## 4.7. Concluzii

**S-a prezentat în acest capitol teoria noului oscilator sinusoidal „LC” propus în Capitolul 3, bazat însă pe CCI reale. Au fost analizate teoretic caracteristicile blocurilor componente, dar și ale întregului oscilator ținând cont de toate elementele caracteristice și importante ale unui CCI real: rezistențe, inductanțe, capacități de intrare și de ieșire, factori de câștig în tensiune și curent între intrări și ieșiri.** Deoarece relațiile matematice complete rezultate sunt deosebit de complicate și greu de interpretat și aplicat în practică au fost trecute în *Anexa 1. În cadrul capitolului au fost prezentate relații simplificate, ușor de analizat și înțeles, dar și cu aplicabilitate practică.* Simplificările efectuate au urmărit limitarea erorilor de aproximare sub 10% pe întreg domeniul de frecvențe considerat.

**S-au analizat influențele elementelor parazite ale CCI asupra performanțelor oscilatorului propus cu scopul clar definit de a aduna informații necesare îmbunătățirii ulterioare a performanțelor.** Reamintim că acest capitol se bazează pe CCI bidirecționale cu structura cea mai simplă posibilă.

**Rezultatele teoretice au fost puse în practică și cu toate limitările aduse de simplitatea structurii CCI folosite (din considerente de arie ocupată pe chip și simplitate în proiectare [23][27]) performanțele oscilatorului obținut sunt deosebite.** Caracteristicile acestui oscilator îl plasează printre cele mai performante oscilatoare integrate și cu siguranță este cel mai performant oscilator cu CCI raportat în literatura cunoscută. Semnalul sinusoidal generat de oscilatorul prezentat prezintă un THD<1% pe întreg domeniul de frecvențe generat și THD=0,3% pentru frecvențe fixe, mai bun decât cel obținut în [18]. Celelalte lucrări găsite în literatură ce folosesc CC (de toate generațiile) nici măcar nu raportează factorul THD. Structura oscilatorului este mai simplă decât cea din [18][19][20] și chiar [21], dar mai complicată decât cea din [16]. Stabilitatea frecvenței generate cu temperatura poate ajunge la 7,37ppm/°C și este mai bună decât cea dedusă din [18] și neraportată în celelalte lucrări găsite în literatura de specialitate. Niciuna dintre lucrările amintite nu raportează stabilitatea amplitudinii oscilațiilor cu temperatura. Oscilatorul propus prezintă o astfel de stabilitate de amplitudine de până la  $2 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ .

Domeniul de frecvențe ce pot fi generate de oscilatorul propus este 80kHz-500kHz, domeniul redus față de lucrările amintite (1,8-3,5MHz în [21], 2,24MHz în [17], 15-150MHz în [19] etc.). **Putem considera că oscilatorul se adresează unor aplicații de joasă frecvență, dar care necesită performanțe bune în ceea ce privesc distorsiunile semnalului sinusoidal generat și stabilitatea cu temperatura.** Din cauza rezistenței de intrare mici la portul  $Y$ ,  $R_Y$ , oscilatorul introduce un defazaj diferit de  $90^{\circ}$  între  $v_i$  și  $v_{o1}$  și de aceea nu poate fi folosit ca si oscilator în cuadratură. Acest aspect se dorește să fie îmbunătățit în Capitolul 5.

**Contributii**

- **Analiza matematică a circuitelor NIC și NAIC bazate pe CCI reale. In deducerea relațiilor de definire s-au luat în considerare elementele rezistiv – inductiv – capacitive de intrare și de ieșire ale CCI. S-au dedus relațiile de sensibilitate a impedanțelor celor două circuite NIC și NAIC la diverse elemente de structură.**
- **Analiza matematică și deducerea relațiilor frecvenței de oscilație și a factorului de calitate al circuitului oscilant secundar prezent în sistemul de reglare automată a amplitudinii oscilațiilor. S-au inclus elementele esențiale și care au influență semnificativă.**
- **Deducerea relațiilor de definire a frecvenței de oscilație, condiției de oscilație și factorului de calitate a circuitului oscilant cu dublă simulare propus. S-au prezentat relațiile simplificate, utile în analiza circuitului și în proiectarea practică, dar care aproximează cu o eroare de sub 10% relațiile complete și foarte complexe.**
- **Aplicarea metodei de compensare termică de ordinul I a frecvenței de oscilație, metodă prezentată în Capitolul 3.**

## 5. O NOUĂ STRUCTURĂ DE CCI ȘI UTILIZAREA SA ÎN NOUL OSCILATOR „LC”

### Rezumat

În prima parte a capitolului se analizează opțiunile de îmbunătățire a performanțelor CCI prin îmbunătățirea structurii electrice. Se analizează topologia cu oglinzi de curent cascodă și apoi se propune o nouă structură de CCI cu autopolarizare, bazată pe tranzistoare compuse „autocascodă” și pe oglinzile de curent „autocascodă”. Se prezintă condițiile ce trebuie îndeplinite pentru ca toate tranzistoarele din CCI să funcționeze în regimul de saturație și apoi sunt deduse relațiile rezistențelor de intrare și de ieșire pentru noul CCI. Sunt analizate matematic și grafic ecuațiile deduse pentru observarea influenței parametrilor tranzistoarelor componente asupra performanțelor întregului CCI – analiză extrem de utilă pentru etapa de proiectare și dimensionare.

Capitolul conține și dimensionarea și simularea noului CCI precum și performanțele obținute comparativ cu CCI clasic proiectat și utilizat în Capitolul 4. S-a proiectat un CCI nou cu aproximativ aceeași arie ca și CCI din Capitolul 4 ( $\approx 900\mu\text{m}^2$  arie activă), dar care lucrează cu un curent de polarizare înjumătățit ( $55\mu\text{A}$  față de  $110\mu\text{A}$ ). S-a obținut o creștere de 13 ori a rezistenței  $R_Y$  și de 7,5 ori a lui  $R_Z$ . Copierea curentului între porturile X și Y precum și între X și Z se îmbunătățește de 6 ori.

Noul CCI este folosit pentru oscilatorul propus în Capitolul 3 și 4 și se obține îmbunătățirea performanțelor acestuia în ceea ce privește generarea de semnale sinusoidale în cuadratură (eroarea defazajului  $< 2^\circ$  pe întreg domeniul de frecvențe) precum și stabilitatea frecvenței cu temperatura ( $15\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ).

### 5.1. Introducere

Structura CCI clasice au fost prezentate în fig.2.3 (CCI+) și 2.27 (CCI-). Acestea sunt cele mai simple CCI, dar nu și cele mai performante. În Capitolul 4 au fost folosite aceste tipuri de CCI și au fost analizate influențele diverselor elemente componente ale CCI asupra funcționării și performanțelor unui nou tip de oscilator. Din analiza paragrafelor 4.2 – 4.5 se pot desprinde câteva concluzii referitoare la performanțele ce trebuie impuse circuitelor CCI pentru a fi utile generării semnalelor sinusoidale cu ajutorul oscilatorului propus. Printre acestea se pot enumera: impedanță pe intrarea X cât mai mică, impedanțe pe intrarea Y și ieșirea Z cât mai mari, câștiguri de tensiune și curent cât mai apropiate de 1, domenii de tensiune de intrare și de ieșire cât mai largi etc. Deoarece performanțele CCI clasic utilizat în Capitolul 4 sunt modeste în acest capitol se propune îmbunătățirea lor.

Pentru se a putea realiza îmbunătățirile propuse se va începe cu o analiză sumară a CCI clasic (prezentat și analizat în detaliu în Capitolul 2) și se vor deriva câteva concluzii referitoare la metodele ce pot fi aplicate pentru creșterea performanțelor. Din acest studiu se desprinde necesitatea creșterii rezistențelor de ieșire a tuturor tranzistoarelor din CCI. Pentru rezolvarea acestui deziderat, o primă

idee ar fi înlocuirea oglinzilor de curent simple cu oglinzi de curent cascodă. Această soluție nu este însă utilă din cauza reducerii domeniului de tensiuni de intrare și de ieșire. În literatură s-au propus și alte tipuri de oglinzi de curent, dar care nu au fost considerate aici datorită complexității ridicate [71][78][79][80][81][82].

Soluția ce va fi propusă și studiată este înlocuirea oglinzilor simple de curent cu oglinzi „autocascodă” [47]. Avantajul major al noii structuri este că înlocuiește oglinzile simple de curent cu oglinzi autocascodă, mult mai performante în ceea ce privește rezistența de ieșire (mai mare cu factorul  $g_m r_o$ ) și deci, implicit și în ceea ce privește precizia de stabilire a curentului de ieșire. Proiectate corect aceste oglinzi prezintă avantajele unei oglinzi cascodă (rezistența de ieșire), dar și avantajele unei oglinzi simple (domeniul de tensiune extins).

Paragraful 5.3 va introduce relațiile de calcul pentru rezistențele de intrare și de ieșire ale noului CCI. Penultimul paragraf prezintă proiectarea efectivă a CCI propus, precum și rezultatele simulării. Sunt date comparativ performanțele unui CCI clasic (proiectat și dimensionat în Capitolul 4) și ale noului CCI. Capitolul se încheie cu câteva rezultate de simulare a oscilatorului propus în Capitolul 4, dar realizat cu noul CCI, din care se pot desprinde o serie de performanțe îmbunătățite (Paragraful 5.5).

## 5.2. Structură îmbunătățită de CCI

Paragraful 2.3 a prezentat relația de calcul a rezistenței de ieșire și a introdus noile relații de calcul ale rezistențelor de intrare  $R_X$  și  $R_Y$  pentru structura clasică de CCI. Fig.5.1 prezintă din nou, pentru o înțelegere mai bună, schema unui CCI simplu.

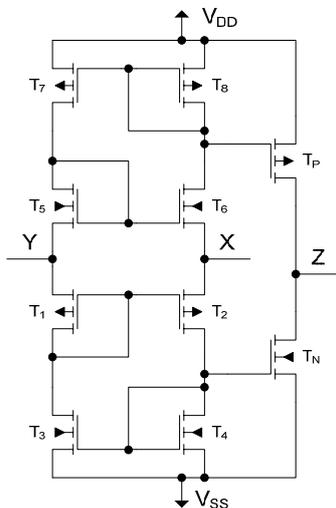


Fig.5.1. Schema cu tranzistoare MOS a CCI+ bidirecțional cu autopolarizare

Această trebuie să asigure cu mare precizie câștigul unitar în tensiune și curent între cele două intrări (vezi paragraful 2.2). Acest lucru impune ca tranzistoarele  $T_1$ - $T_8$  să fie identice. Din analiza relațiilor (2.22), (2.24) și (2.25) se desprinde ideea necesității creșterii transconducției și a rezistențelor de ieșire ale

tuturor tranzistoarelor. Creșterea transconducției  $g_m$  (5.1) [45] se poate face prin mărirea curentului de drenă ( $I_D$ ) și/sau prin mărirea raportului  $W/L$  (implicit a ariei):

$$g_m = \sqrt{2K' \frac{W}{L} I_D} \quad (5.1)$$

unde  $K'$  – transconducția procesului.

Creșterea rezistenței de ieșire se poate face prin scăderea curentului de drenă și/sau creșterea lungimii canalului  $L$  (5.2) [28]:

$$r_o = \frac{V_A(L, IF, V_{ds})}{I_D} \quad (5.2)$$

unde  $IF$  - factor de inversiune,  $V_{ds}$ - tensiunea drenă-sursă.

Modificarea valorii curentului de drenă va avea efecte contrare asupra transconducției și rezistenței de ieșire. Pentru optimizarea circuitului se va alege un anumit curent de drenă, pentru creșterea lui  $r_o$  se va mări  $L$ , iar pentru creșterea lui  $g_m$  se va mări  $W$ . Din păcate această succesiune duce la arie foarte mare ocupată pe chip.

O posibilă soluție este înlocuirea oglinzilor de curent multiple  $T_3-T_4-T_N$  și  $T_7-T_8-T_P$  cu oglinzi de curent tip cascodă (fig.5.2):

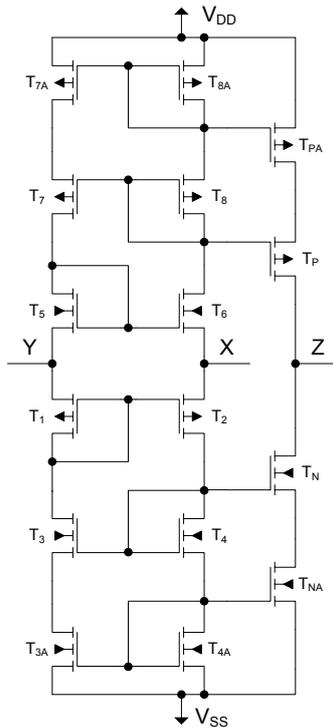


Fig.5.2. CCI+ cu oglinzi de curent cascodă simplă

Oglinzile de curent cascodă se caracterizează prin rezistență de ieșire mai mare decât la oglinzile simple. De exemplu, rezistența oglinzii cascodă formată din  $T_3-T_4-T_{3A}-T_{4A}$ , în dreapta lui  $T_3$ , este dată de relația (5.3) [46]:

$$r_o \cong r_{o3A}(g_{m3}r_{o3}) \quad (5.3)$$

Se obține o creștere a rezistenței de ieșire a oglinzii cascodă cu un factor  $g_m r_o$  față de o oglindă simplă. Rezistențele de intrare  $R_Y$  și de ieșire  $R_Z$  cresc cu factorul  $g_m r_o$  (dacă se presupune egal pentru oglinzile cascodă spre  $V_{SS}$  și spre  $V_{DD}$ ). Rezistența de intrare  $R_X$  scade și ea datorită aceluiași factor (se va demonstra ulterior).

Dezavantajul major al acestei structuri de CCI este domeniul mai redus al tensiunilor de intrare și de ieșire cauzat de oglinzile de curent cascodă (pentru a menține toate tranzistoarele în saturație) este [46]:

$$v_{o\ min} = V_{th} + 2V_{DSsat} \quad (5.4)$$

Unde  $V_{th}$  este tensiunea de prag,  $V_{DSsat}$  este tensiunea de saturație.

Tensiunea minimă de intrare a unei oglinzi de curent cascodă (pentru a se menține toate tranzistoarele în saturație) este:

$$v_{i\ min} = 2V_{th} + 2V_{DSsat} \quad (5.5)$$

Pentru circuitul din fig.5.2 acestea înseamnă o reducere (raportată la circuitul din fig.5.1) cu  $2*(V_{th}+V_{DSsat})$  a domeniului tensiunilor pe intrările X și Y și pe ieșirea Z. Această reducere în cele mai multe cazuri nu poate fi acceptată deoarece impune folosirea unor tensiuni de alimentare mari ( $>\pm 2,5V$ ) și creșterea ariei ocupate pe siliciu (prin creșterea raportului  $W/L$ ) pentru asigurarea unor domenii de tensiune de intrare/ieșire suficient de mari.

**Soluția originală propusă este folosirea oglinzilor de curent cu „autocascodă” din fig.5.3 pentru realizarea unei noi structuri de CCI.**

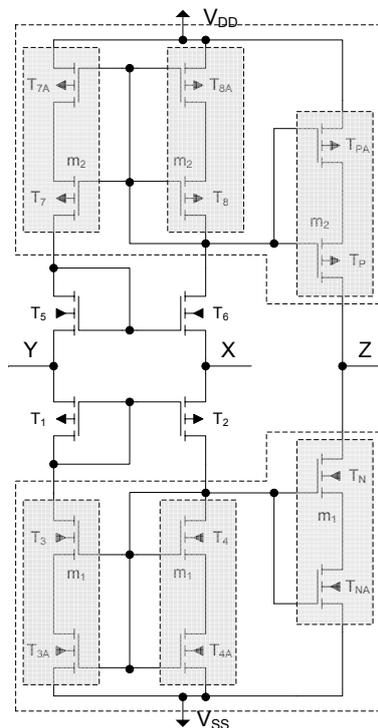


Fig.5.3. CCI+ cu oglinzi de curent autocascodă

Oglinda „autocascodă” a fost prezentată în [47] și rezolvă problema oglinzii de curent cascodă – reducerea domeniilor de tensiune de intrare și de ieșire, asigurând extinderea acestor domenii de tensiune până la valori apropiate de cele ale unei oglinzi de curent simple. O versiune a acestui tip de oglindă e dată în [77].

Oglinda de curent autocascodă este formată din două tranzistoare compuse de tip autocascodă. Un tranzistor compus autocascodă (fig.5.9) [48] se comportă ca un singur tranzistor, dar care are lungimea efectivă a canalului,  $L_{eff}$  mai mare [49]:

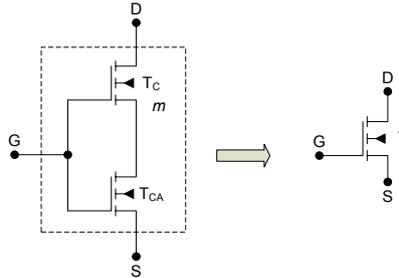


Fig.5.4. Tranzistorul compus autocascodă

Analiza fig.5.4 ne arată că fără măsuri speciale, tranzistorul  $T_{CA}$  va lucra în regiunea liniară [48] ceea ce nu este foarte convenabil din punct de vedere al rezistenței de ieșire. Rezistența de ieșire în aceste condiții este [49]:

$$r_o = r_{oC}(m_1 - 1) \quad (5.6)$$

Unde  $m_1$  este factorul de multiplicare a lui  $\beta_3$  față de  $\beta_{3A}$ :  $\beta_3 = m_1 * \beta_{3A}$ .

Transconductanța unui tranzistor compus autocascodă este:

$$g_{m-eff} = g_{mCA} \quad (5.7)$$

Pentru creșterea rezistenței de ieșire a unei oglinzii de curent autocascodă (de ex. oglinda  $T_3-T_4-T_{3A}-T_{4A}$  în fig.5.3) la valoarea rezistenței de ieșire a unei oglinzi cascodă (5.3) trebuie aduse toate tranzistoarele în saturație. Lucrarea [47] prezintă o condiție pentru aducerea în saturație și a tranzistoarelor  $T_{3A}$  și  $T_{4A}$ :

$$V_{th4A} - V_{th4} \geq V_{DSsat4} \quad (5.8)$$

Această condiție poate fi îndeplinită ușor într-o tehnologie CMOS „multi-threshold”. Când această tehnologie nu este disponibilă se poate apela la efectul de canal scurt al tranzistoarelor MOS: tranzistorul  $T_4$  va avea lungimea canalului  $L$  cea mai mică posibilă în tehnologia dată (deci  $V_{th4}$  minim), iar  $T_{4A}$  va avea o lungime a canalului suficient de mare pentru ca să asigure un  $V_{th4A}$  maxim. Dacă relația (5.8) nu este îndeplinită, lucrarea [50] prezintă o analiză mai detaliată a oglinzii de curent cu autocascodă și o condiție mai precisă pentru aducerea tuturor tranzistoarelor în saturație:

$$\frac{\beta_{4A}}{\beta_4} \leq \left( \frac{n-1}{n} + \frac{V_{th4A} - V_{th4}}{V_{GS4A} - V_{th4A}} \right)^2 \quad (5.9)$$

unde  $n$  – este factorul de pantă a tranzistorului MOS (uzual – 1,3),  $\beta = \mu \cdot C_{ox} \cdot W/L$ .

Această relație poate fi îndeplinită mai ușor atunci când se uzează și de efectul de canal scurt al unui tranzistor MOS. De exemplu: tranzistorul  $T_4$  va avea lungimea canalului minimă,  $L_{min}$ , pentru a prezenta cea mai mică valoare de  $V_{th}$ , iar  $T_{4A}$  va avea cea lungime a canalului  $L$  care va permite obținerea celei mai mari valori a lui  $V_{th}$ . Toate tranzistoarele din circuit au conectat substratul la terminalul de sursă.

În urma dimensionării tranzistoarelor din oglinda de curent autocascodă, toate tranzistoarele vor funcționa în saturație și se vor obține caracteristicile prezentate în Tabelul 5.1 [47]:

Tabelul 5.1. Caracteristicile oglinzii de curent autocascodă

Impedanța de ieșire	$r_o = r_{o3A}(g_{m3}r_{o3})$
Tensiunea minimă de ieșire (pentru menținere în saturație)	$V_{th3} - V_{th3A} + V_{DS3Asat}$
Tensiunea minimă de intrare (pentru menținere în saturație)	$V_{th4A} + V_{DSsat4A}$

Se observă că spre deosebire de o oglindă cascodă, la oglinda de curent autocascodă, tensiunile necesare sunt mult mai mici (foarte apropiate de cele de la o oglindă de curent simplă), dar rezistența de ieșire este aceeași (mult mai mare decât la o oglindă simplă).

Toate considerentele prezentate mai sus pentru jumătatea inferioară a conveiorului de curent și pentru oglinzile de curent autocascodă de tip  $n$  (tipul tranzistoarelor componente) sunt valabile și se aplică și pentru jumătatea superioară a CCI și pentru oglinda de curent autocascodă de tip  $p$ .

### 5.3. Analiza rezistențelor de intrare și ieșire la CCI propus

În paragraful anterior s-a propus o nouă structură de CCI bazată pe oglinzile de curent autocascodă. Un tranzistor compus autocascodă poate fi echivalat cu un simplu tranzistor, dar care prezintă rezistența de ieșire mult mai mare (echivalentă cu a unui circuit cascodă simplă) și tensiunea de saturație puțin mai mare (vezi Tabelul 5.1). Această echivalare permite **deducerea simplă a ecuațiilor ce definesc rezistențele de intrare și de ieșire ale noului CCI propus. Se prezintă în continuare rezistența de intrare serie  $R_X$ , pe intrarea X:**

$$R_X \cong \left( \frac{g_{ds2} + g_{ds4C}}{g_{m2}g_{m4C}} + \frac{g_{ds1} + g_{ds3C}}{g_{m1}g_{m2}} \right) \parallel \left( \frac{g_{ds5} + g_{ds7C}}{g_{m5}g_{m6}} + \frac{g_{ds6} + g_{ds8C}}{g_{m6}g_{m8C}} \right) \quad (5.10)$$

unde:

$$g_{ds4C} = \frac{g_{ds4} \cdot g_{ds4A}}{g_{m4}} \quad (5.11)$$

$$g_{ds3C} = \frac{g_{ds3} \cdot g_{ds3A}}{g_{m3}} \quad (5.12)$$

$$g_{ds7C} = \frac{g_{ds7} \cdot g_{ds7A}}{g_{m7}} \quad (5.13)$$

$$g_{ds8C} = \frac{g_{ds8} \cdot g_{ds8A}}{g_{m8}} \quad (5.14)$$

$$g_{m3C} \cong g_{m3A} \quad (5.15)$$

$$g_{m4C} \cong g_{m4A} \quad (5.16)$$

$$g_{m7C} \cong g_{m7A} \quad (5.17)$$

$$g_{m8C} \cong g_{m8A} \quad (5.18)$$

Folosind relațiile (5.11) - (5.18) relația (5.10) se poate rescrie:

$$R_X \cong \left( \frac{g_{ds2}g_{m4} + g_{ds4}g_{ds4A}}{g_{m2}g_{m4}g_{m4A}} + \frac{g_{ds1}g_{m3} + g_{ds3}g_{ds3A}}{g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \right) || \left( \frac{g_{ds5}g_{m7} + g_{ds7}g_{ds7A}}{g_{m5}g_{m6}g_{m7}} + \frac{g_{ds6}g_{m8} + g_{ds8}g_{ds8A}}{g_{m6}g_{m8}g_{m8A}} \right) \quad (5.19)$$

Pentru o analiză mai simplă a rezultatelor obținute considerăm că:

$$g_{ds4C} = g_{ds3C} = g_{dsC} \quad (5.20)$$

Această egalitate ne permite să analizăm influența rezistenței de ieșire a oglinzii cascodă asupra rezistenței  $R_X$ . Pentru simplitate vom considera doar primul termen din (5.10):

$$R_{XJ} \cong \left( \frac{g_{ds2} + g_{ds4C}}{g_{m2}g_{m4C}} + \frac{g_{ds1} + g_{ds3C}}{g_{m1}g_{m2}} \right) \quad (5.21)$$

Variația lui  $R_{XJ}$  cu conductanța de ieșire a oglinzii de curent cascodă ( $g_{dsC}$ ) este dată în fig.5.5 pentru mai multe valori ale transconductanței  $g_{m4C}$ . Oricât de mare ar fi rezistența de ieșire ( $1/g_{dsC}$ ) nu se obține o rezistență  $R_X$  nulă. Dacă păstrăm tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  la aceleași dimensiuni, și dorim să reducem rezistența de intrare  $R_X$  doar prin îmbunătățirea performanțelor oglinzii de curent cascodă, trebuie să recurgem și la creșterea transconductanței  $g_{m4C}$  ( $g_{m8C}$ ). Influența lui  $g_{m4C}$  asupra lui  $R_{XJ}$  este mai clar evidențiată în fig.5.6. Se remarcă efectul puternic al acestei transconductanțe în domeniul de 0,0001-0,001A/V.

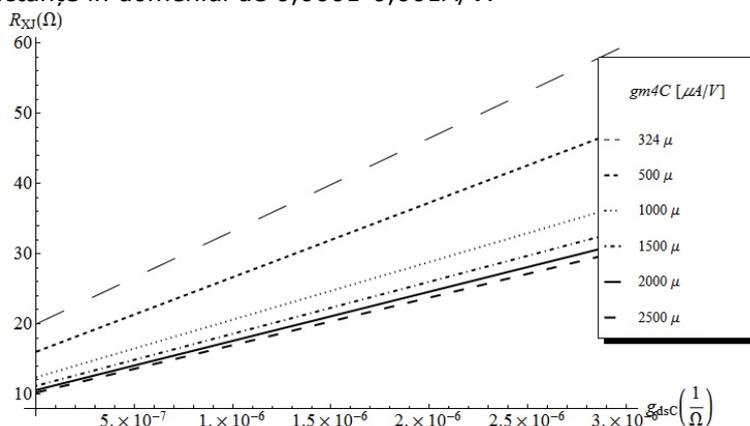


Fig.5.5. Dependența lui  $R_{XJ}$  de valoarea conductanței  $g_{dsC}$  și transconductanței  $g_{m4C}$

Relațiile (5.22) și (5.23) prezintă modul de estimare al rezistenței paralele  $R_Y$  pentru CCI nou propus:

$$R_Y \cong r_{o3C} || r_{o7C} \quad (5.22)$$

$$R_Y \cong \frac{g_{m3}}{g_{ds3}g_{ds3A}} || \frac{g_{m7}}{g_{ds7}g_{ds7A}} \quad (5.23)$$

În mod asemănător va fi definită și rezistența de ieșire a CCI propus:

$$R_Z \cong r_{oNC} || r_{oPC} \quad (5.24)$$

$$R_Z \cong g_{mN} \cdot r_{oN} \cdot r_{oNA} || g_{mP} \cdot r_{oP} \cdot r_{oPA} \quad (5.28)$$

**Rezistențele pe intrarea Y și pe ieșirea Z sunt mult mai mari decât la CCI original.**

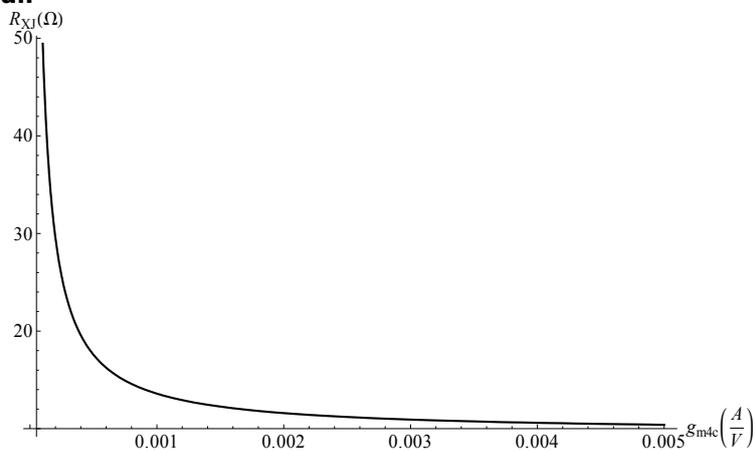


Fig.5.6. Dependența lui  $R_{Xj}$  de valoarea transconductanței  $g_{m4c}$

### 5.4. Proiectarea și simularea noului CCI

În fig.5.3 este dată structura unui CCI+, iar în fig.5.7 structura CCI- nou propusă.

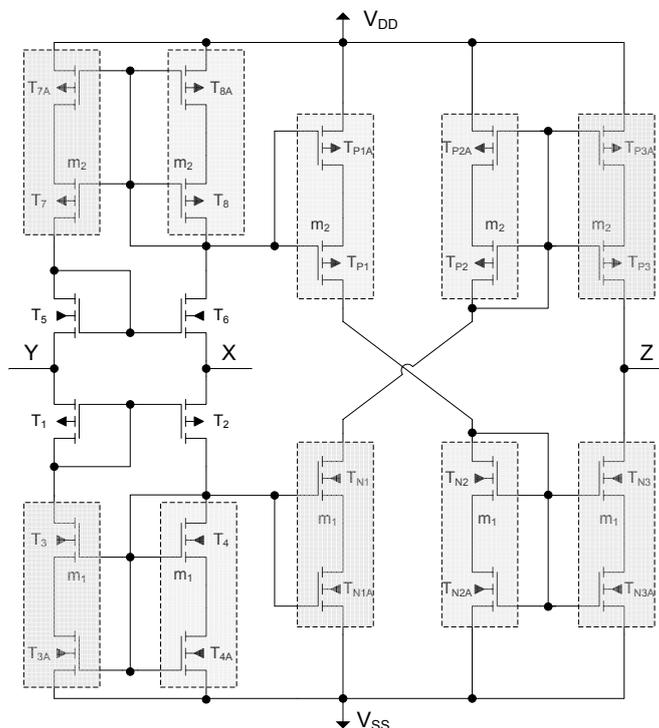


Fig.5.7. CCI- cu oglinzi de curent autocascodă

Circuitul CCI propus în acest capitol se bazează pe oglinzi de curent autocascodă. Pentru a se obține performanțe maxime de la acest tip de oglinzi de curent este necesar ca toate tranzistoarele componente să lucreze în regimul de saturație. Lucrările [47] și [50] sugerează metode de a aduce toate tranzistoarele în saturație:

- folosirea unei tehnologii de fabricație CMOS „multi-threshold”;
- folosirea efectului de canal scurt al tranzistorului (SCE) (reducerea tensiunii de prag  $V_{th}$  cu reducerea lungimii canalului  $L$ );
- folosirea unui raport dimensional  $W/L$  mult mai mic pentru tranzistorul conectat la linia de alimentare decât pentru celălalt tranzistor;
- combinații între metodele prezentate mai sus.

Tehnologia disponibilă (0,35 $\mu$ m CMOS) nu este „multi-threshold”, așa că se va folosi efectul de canal scurt al tranzistorului MOS. Acest efect este în cele mai multe cazuri un efect nedorit și fabricanții de circuite integrate se străduiesc să-l reducă prin diverse metode.

Tranzistoarele cu canal  $p$  „beneficiază” de acest efect în tehnologia folosită, însă diferența maximă a tensiunilor de prag ce pot fi obținute este de numai 43mV, diferență insuficientă pentru a îndeplini relația (5.8) (Anexa 1, fig.A1.2). Pentru a se folosi SCE tranzistoarele  $p$  -  $T_{7r}$ ,  $T_{8r}$ ,  $T_{Pr}$ ,  $T_{P1r}$ ,  $T_{P2r}$ ,  $T_{P2}$  și  $T_{P3r}$ , din cele două circuite CCI+ și CCI- (fig. 5.8 și 5.12) vor fi dimensionate cu  $L$  foarte scurt - 0,55 $\mu$ m. Nu se folosește  $L_{min}=0,5\mu$ m pentru că la această lungime a canalului rezistența de ieșire a acestor tranzistoare este foarte mică. Pentru a beneficia de SCE trebuie impus  $L$  pentru tranzistoarele  $p$  -  $T_{7Ar}$ ,  $T_{8Ar}$ ,  $T_{PAr}$ ,  $T_{P1Ar}$ ,  $T_{P2Ar}$ ,  $T_{P2A}$  și  $T_{P3Ar}$ , din cele două circuite, mai mare decât  $L=1,5\mu$ m. Aceasta este lungimea minimă pentru care  $V_{thp}$  devine maxim (fig.A1.2). Totuși pentru aceste tranzistoare se va impune  $L=3,4\mu$ m pentru a crește rezistența lor de ieșire.

Tehnologiile submicronice (inclusiv cea utilizată) suferă de un efect suplimentar numit RSCE. Acest efect este prezent doar la tranzistoarele cu canal  $n$  [52]. Fig.A1.3 (Anexa 1.) arată SCE combinat cu RSCE. **Această combinație nu mai permite dimensionarea tranzistoarelor din oglinda autocascodă conform procedurii propuse în [47] și [50].** Datorită lui RSCE se obține un maxim pentru  $V_{thn}$  pentru  $L=0,65\mu$ m. **Se propune folosirea efectului RSCE în locul efectului SCE pentru dimensionarea oglinzilor de curent autocascodă de tip  $n$ . Tranzistoarele  $n$  -  $T_{3Ar}$ ,  $T_{4Ar}$ ,  $T_{NAr}$ ,  $T_{N1Ar}$ ,  $T_{N2Ar}$ ,  $T_{N2A}$  și  $T_{N3A}$  trebuie să prezinte  $V_{thn}$  maxim și de aceea vor avea  $L=0,65\mu$ m. Tranzistoarele  $n$  -  $T_{3r}$ ,  $T_{4r}$ ,  $T_{Nr}$ ,  $T_{N1r}$ ,  $T_{N2r}$ ,  $T_{N2}$  și  $T_{N3}$  ar trebui să aibă  $V_{thn}$  minim și de aceea vor fi dimensionate cu  $L=1\mu$ m. Nu a fost ales un  $L$  mai mare (care ar fi dus la  $V_{thn}$  mai mic) pentru a nu determina creșterea excesivă a dimensiunilor  $W$ .**

Pentru toate tranzistoarele se vor dimensiona lățimile canalelor  $W$  ca să îndeplinească relația (5.9) și să asigure funcționarea în saturație. Dimensiunile tranzistoarelor pentru CCI+ și CCI- sunt date în Tabelul 5.2. În tabel sunt trecute și numărul de segmente (fingers) din care este compus fiecare tranzistor, precum și factorul de multiplicare. Acesta este 2 pentru a permite realizarea layoutului prin tehnica cu centru comun (common-centroid layout).

În fig.5.8 sunt trasate pe același grafic impedanțele: pe intrarea  $Y$ ,  $R_Y$ , pentru noul conveior și ale celui clasic (dimensionat în Capitolul 4). Fig.5.9 arată caracteristicile impedanțelor de ieșire pe portul  $Z$  pentru un CCI+ clasic, un CCI+ nou, dar și pentru CCI- nou. Din aceste două figuri se poate observa o creștere importantă a impedanței de intrare  $R_Y$ , dar și a impedanței de ieșire  $R_Z$  în cazul conveiorului nou propus comparativ cu cel clasic.

Tabelul 5.2. Dimensiunile tranzistoarelor MOS pentru noul CCI

Tranzistoare		W [ $\mu$ ]				L [ $\mu$ ]
CCI+	CCI-	W	Seg.	Mul.	W <sub>tot.</sub>	
$T_{1}, T_{2}$	$T_{1}, T_{2}$	13	1	2	26	3,3
$T_{3}, T_{4}$	$T_{3}, T_{4}$	1,9	18	2	68,4	1
$T_{3A}, T_{4A}$	$T_{3A}, T_{4A}$	1,9	1	2	3,8	0,65
$T_{5}, T_{6}$	$T_{5}, T_{6}$	5,1	1	2	10,2	2,8
$T_{7}, T_{8}$	$T_{7}, T_{8}$	16	3	2	96	0,55
$T_{7A}, T_{8A}$	$T_{7A}, T_{8A}$	16	1	2	32	3,4
$T_N$	$T_{N1}, T_{N2}, T_{N3}$	1,9	18	2	68,4	1
$T_{NA}$	$T_{N1A}, T_{N2A}, T_{N3A}$	1,9	1	2	3,8	0,65
$T_P$	$T_{P1}, T_{P2}, T_{P3}$	16	3	2	96	0,55
$T_{PA}$	$T_{P1A}, T_{P2A}, T_{P3A}$	16	1	2	32	3,4

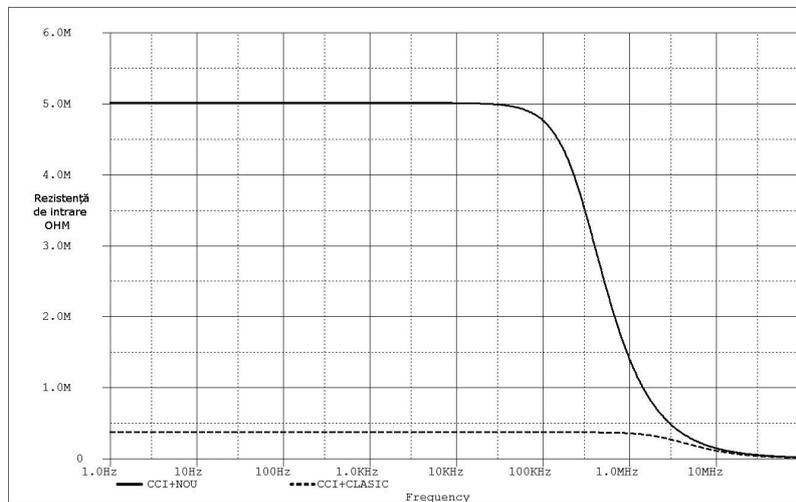


Fig.5.8. Rezistențe de intrare  $R_i$  pentru CCI clasic și CCI nou

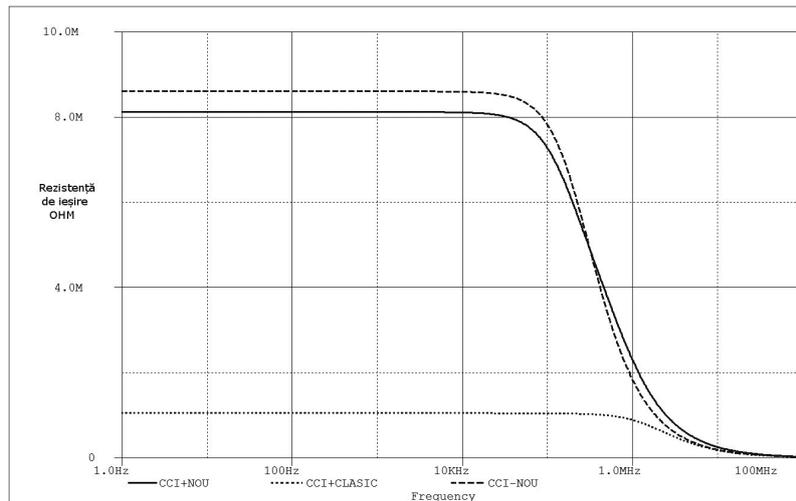


Fig.5.9. Rezistențe de ieșire  $R_o$  pentru CCI+ clasic, CCI+ nou și CCI- nou

Conform relațiilor de definire a rezistenței de intrare serie, atât pentru CCI clasic, cât și pentru CCI nou, (5.1) și (5.18), aceasta depinde mult de caracteristicile tranzistoarelor ce formează celula transliniară ( $T_1, T_2, T_5$  și  $T_6$ ). Rezistențele de ieșire ale acestor tranzistoare, precum și transconductanțele lor sunt esențiale în stabilirea valorii lui  $R_x$ . Deoarece CCI nou păstrează aceeași structură de celulă transliniară, cu aproximativ aceleași dimensiuni, ne așteptăm, conform fig.5.5 și fig.5.6, în cel mai bun caz, la o înjumătățire a rezistenței de intrare pe  $X$  față de conveiorul clasic, reducere datorată creșterii rezistențelor de ieșire ale oglinzilor de curent. Deoarece noul conveior a fost proiectat să funcționeze la un curent static de jumătate din cel clasic, înjumătățirea lui  $R_x$  datorată noii structuri se compensează cu înjumătățirea curentului și rezultă o rezistență de intrare aproximativ egală cu cea a CCI clasic.

Tabelul 5.3 prezintă, comparativ, performanțele și caracteristicile noului CCI și a celui clasic (dimensionat și prezentat în Capitolul 4). Datele aferente CCI clasic sunt preluate parțial din Tabelul 4.1.

Tabelul 5.3. Caracteristici și performanțe comparative ale CCI nou și CCI clasic

Caracteristica	CCI+ nou	CCI+ clasic	
Tehnologie	CMOS 0,35 $\mu$ m		
Arie activă ocupată	926	881	$\mu$ m <sup>2</sup>
Curent static de polarizare	55	110	$\mu$ A
$R_x$	20,02	19,12	$\Omega$
$R_y$	5,01	0,374	M $\Omega$
$R_z$	8,12	1,04	M $\Omega$
$L_x$	12,7	4,3	$\mu$ H
$V_x/V_y$ ( $\alpha$ )	0,9962	0,9928	
$I_z/I_x$ ( $\beta$ )	1,0011	1,007	
$I_y/I_x$ ( $\gamma$ )	0,9989	0,993	
$C_y$	105	130	fF
$C_z$	85	55	fF
$f_{-3dB}$ pentru $V_x/V_y$	272,70	554,75	MHz
$f_{-3dB}$ pentru $I_z/I_x$	47,28	76,58	MHz
$f_{-3dB}$ pentru $I_y/I_x$	452,91	1073,41	MHz

Aria activă ocupată este suma ariilor canalelor tranzistoarelor componente. Cele două tipuri de conveioare au fost proiectate să ocupe aproximativ aceeași arie activă. Noul conveior va lucra la un curent de 55 $\mu$ A, adică jumătate din curentul conveiorului clasic.

În aceste condiții se obține o creștere semnificativă: a rezistenței de intrare  $R_y$  de peste 13 ori și a rezistenței de ieșire  $R_z$  de peste 7,5 ori. În urma înjumătățirii curentului de polarizare rezistența de intrare nu crește ci se păstrează aproape egală cu cea a conveiorului clasic. Eroarea de copiere a tensiunilor și curenților se reduce astfel:

- se înjumătățește pentru  $\alpha$  (de la 0,72% la CCI clasic scade la 0,38%);
- se reduce de peste 6 ori pentru  $\beta$  și  $\gamma$  (de la 0,7% la 0,11%);

Circuitul nou propus are însă dezavantajul reducerii benzilor de frecvență ale câștigurilor în tensiune și curent la aproape jumătate din valorile prezente pentru CCI clasic.

Domeniul de tensiuni de intrare (pe intrarea Y) pentru care CCI propus funcționează corect este cu foarte puțin mai mic decât în cazul CCI clasic (fig.5.10). Figura prezintă eroarea de copiere a tensiunii de pe intrarea Y pe intrarea X pentru CCI clasic (linie punctată) și CCI nou (linie continuă). Pentru noul CCI se observă reducerea acestei erori, dar și o mică reducere a domeniului de tensiunii de intrare util.

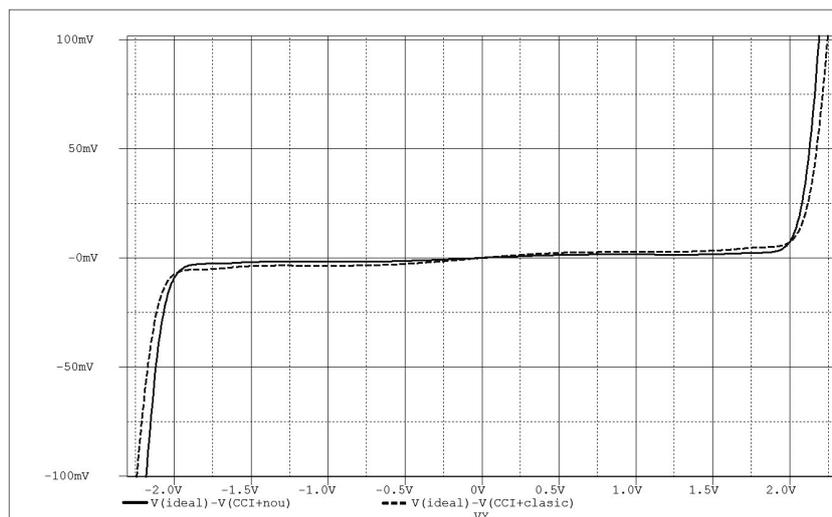


Fig.5.10. Domeniul de tensiune de intrare pentru CCI clasic și pentru CCI nou

## 5.5. Simularea noului oscilator „LC” cu noile circuite CCI

Oscilatorul propus în Capitolul 3 (fig.3.3) și dezvoltat în Capitolul 4 (fig.4.15) a fost simulat folosind noul CCI propus în acest capitol. Rezultatele obținute sunt relativ asemănătoare cu cele raportate în Capitolul 4, dar s-au obținut unele performanțe superioare.

### 5.5.1. Circuite NIC și NAIC cu noul CCI

Noul oscilator este construit în jurul a două circuite: un NIC și un NAIC. În Capitolul 3 (fig.3.9 și 3.10) sunt date caracteristicile de impedanță ale NIC și NAIC ideale. În Capitolul 4 (fig.4.16 și fig.4.17) sunt trasate caracteristicile de impedanță de intrare ale NIC și NAIC reale bazate pe CCI real. Deoarece noua structură de CCI, prezentată în acest capitol, aduce îmbunătățiri ale impedanțelor de intrare și de ieșire ale CCI+ și CCI-, rezultă că se va obține o creștere ale performanțelor noilor NIC și NAIC. Fig.5.11 trasează comparativ impedanțele de intrare ale NIC și NAIC prezentate în Capitolul 4 și ale NIC și NAIC construite pe baza CCI prezentat în acest capitol. Componentele pasive au valorile:  $R_1=R_2=100k\Omega$  și  $C_1=C_2=10pF$  în ambele cazuri. Pe axa y sunt reprezentate impedanțele într-o scară logaritmică.

Se remarcă o creștere, în special la joasă frecvență, a domeniului de frecvență în care noul NIC și noul NAIC se comportă aproape ideal. Are loc extinderea acestui domeniu de frecvențe spre frecvențele joase cu aproximativ 1,5 decade.

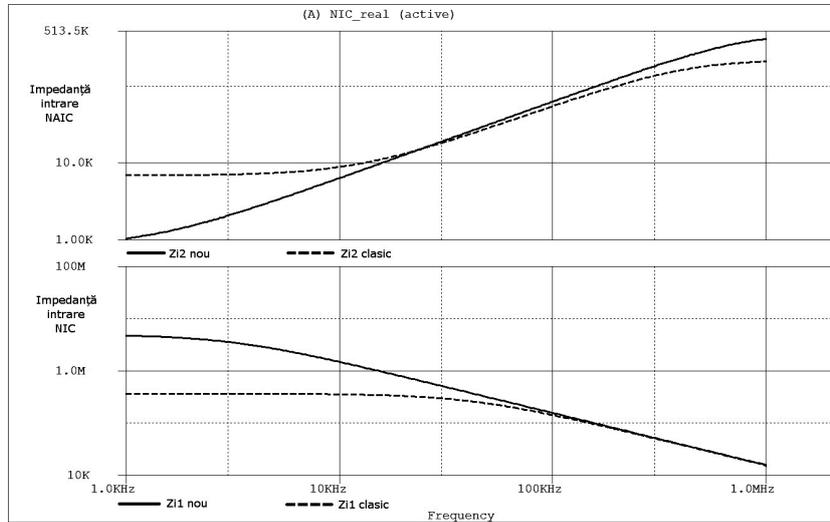


Fig.5.11. Impedanța de intrare a NIC real – simulare

### 5.5.2. Tensiuni de ieșire în cuadratură

Oscilatorul propus dispune de 3 ieșiri (fig.3.3)  $-v_i$ ,  $v_{o1}$  și  $v_{o2}$ , care, ideal, ar trebui să fie defazate conform fig.3.5. Între  $v_i$  și  $v_{o1}$  defazajul trebuie să fie  $90^\circ$  astfel încât acest oscilator să fie oscilator în cuadratură. Oscilatorul prezentat în Capitolul 4 nu îndeplinea această condiție. Din cauza rezistenței paralele  $R_Y$  mici a structurii CCI clasice ( $374k\Omega$  în Tabelul 5.3) defazajul dintre cele două ieșiri era mult diferit de  $90^\circ$ . Noul CCI propus în acest capitol, rezolvă această problemă, prin creșterea rezistenței  $R_Y$ . Fig.5.16 prezintă semnalele sinusoidale în cuadratură generate de oscilatorul propus, bazat pe noul CCI.

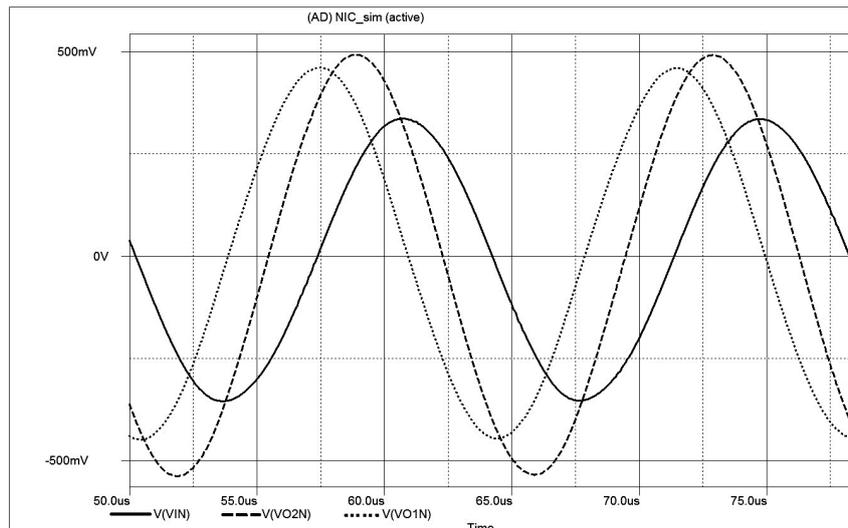


Fig.5.12. Defazajul între tensiunile la ieșirile oscilatorului cu noul CCI

Defazajele introduse de oscilatorul propus bazat pe CCI clasic (Capitolul 4) și CCI nou sunt date în Tabelul 5.4. Se observă o stabilitate bună a defazajului pentru noua structură de CCI. Eroarea de stabilire a defazajului este mai mică de 2° pe întreg domeniul de frecvențe ce pot fi generate.

Tabelul 5.4. Defazaje  $v_i - v_{oi}$  comparative CCI nou și CCI clasic

Frecvență	CCI+ nou	CCI+ clasic
80 kHz	88,3°	73,5°
150 kHz	89,2°	80,8°
200 kHz	89,3°	80,5°
350 kHz	89,4°	82,2°

### 5.5.3. Stabilitatea frecvenței și amplitudinii cu variația temperaturii

Oscilatorul a fost simulat pentru a verifica stabilitatea frecvenței de oscilație cu temperatura. S-au folosit componentele:  $R_1=R_2=150k\Omega$ ,  $C_1=C_2=5pF$ ,  $R_p=3000k\Omega$  cu rezistențele realizate din următoarele materiale:  $R_1$ - P+ Polysilicon,  $R_2$  - Polysilicon 2,  $R_p$  - N+ Polysilicon și  $R_L$  - N-well resistor. S-a aplicat metoda de compensare termică prezentată și folosită în Capitolul 3 și Capitolul 4: modificarea ariei diodelor de autoreglare pentru obținerea unui minim al stabilității frecvenței de oscilație. Tabelul 5.5 prezintă evoluția stabilității frecvenței și amplitudinilor pentru tensiunea  $v_i$  în funcție de aria diodelor de autoreglare a amplitudinii.

Tabelul 5.5. Evoluția coeficienților termici cu dimensiunile diodelor pentru oscilator cu CCI „autocascodă”

Lățime Diodă [μm]	Frecvența la 27°C [kHz]	Eroarea Frecvenței [%]	Stabilitatea Frecvenței [ $10^{-6}/^{\circ}C$ ]	Stabilitatea Amplitudinii [ $10^{-3}/^{\circ}C$ ]
3	220,42	+3,8	25,56	4,77
4	220,01	+3,6	24,60	5,14
5	219,52	+3,4	21,08	5,42
6	218,92	+3,2	18,27	5,74
6,2	218,78	+3,1	17,3	5,80
6,5	218,57	+3,0	15,7	5,85
6,6	218,51	+3,0	15,3	5,89
6,7	218,40	+2,9	15,2	5,92
6,8	218,40	+2,9	15,0	5,97
7	218,21	+2,8	17,7	6,01
8	217,42	+2,4	25,5	6,28
10	215,54	+1,6	42,8	6,74
15	209,52	-1,3	90,3	7,76
20	201,98	-5,1	169,0	9,20
25	193,42	-9,7	230,8	9,35

Din Tabelul 5.5 se poate remarca precizia ridicată de impunere a frecvenței de oscilație cu o eroare relativ mică. Rezistența  $R_{Z2}$  are valoare mare și nu mai influențează semnificativ frecvența de oscilație, iar capacitatea de joncțiune a

diodelor este mică, deci, și ele au o influență redusă asupra frecvenței de oscilație. Fig.5.13 și 5.14 prezintă grafic datele din Tabelul 5.5.

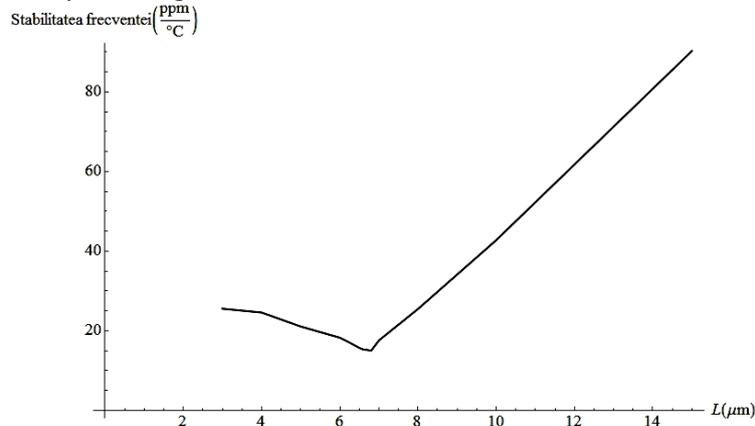


Fig.5.13. Evoluția stabilității termice a frecvenței de oscilație a oscilatorului cu CCI „autocascodă”

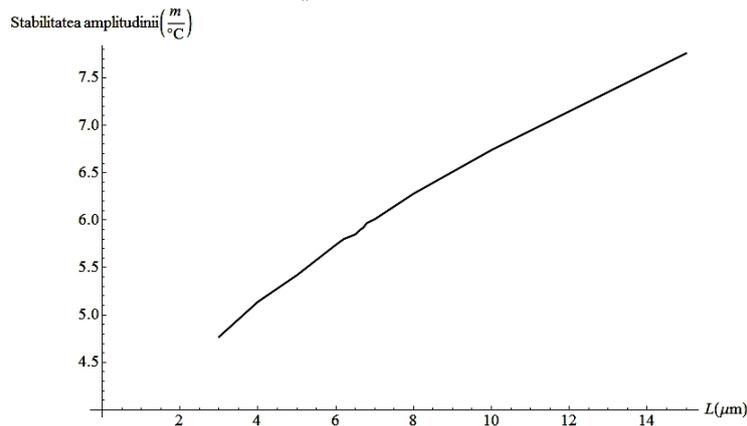


Fig.5.14. Evoluția stabilității termice a amplitudinii de oscilație a oscilatorului cu CCI „autocascodă”

Se observă că stabilitatea amplitudinii oscilațiilor în nodul  $v_i$  este destul de mică, și se înrăutățește o dată cu creșterea ariei diodelor. O soluție este folosirea rezistenței  $R_L$  de tipul *N-well resistor* care are un coeficient termic pozitiv de  $+3,9 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ . Această alegere va pune la dispoziție o tensiune  $-v_{o1}$  – cu o stabilitate mai bună a amplitudinii oscilațiilor  $-3,26 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ . Fig. 5.15 prezintă stabilitatea frecvenței și amplitudinii în cele trei noduri de ieșire, pentru diode cu  $L=6,8\mu\text{m}$ .

Tabelul 5.6. Stabilitatea amplitudinii și frecvenței în nodurile oscilatorului

Nod oscilator	Stabilitatea Frecvenței [ $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ]	Stabilitatea Amplitudinii [ $10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ ]
$v_i$	15,0	5,97
$v_{o1}$	15,0	3,26
$v_{o2}$	15,0	6,02

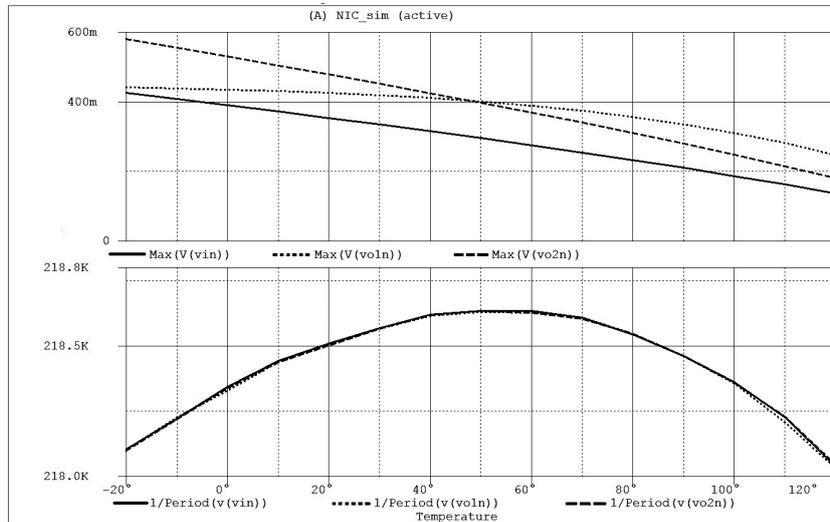


Fig.5.15. Variația amplitudinilor și frecvenței de oscilație cu temperatura în nodurile  $v_i$ ,  $v_{o1}$  și  $v_{o2}$  (indexul  $n$  provine de la *nou*)

### 5.5.6. Simularea oscilatorului cu variația de proces

S-a efectuat simularea oscilatorului propus cu noile CCI în colțurile principale de proces: WC (Worst Case – *nMOS* și *pMOS* – „*slow*”), TY (Typical) și BC (Best Case – *nMOS* și *pMOS* – „*fast*”). Cele trei cazuri se caracterizează prin variații ale performanțelor tranzistoarelor și componentelor pasive, dar și prin variația temperaturii (BC - 55°C, TY - 27°C, WC - 125°C).

Frecvența de oscilație este dată de:

$$f_o = \frac{1}{2n\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (5.29)$$

În relația frecvenței apare un produs de patru termeni, sub radical. Dacă toți termeni au aceeași direcție de variație, frecvența de oscilație se modifică substanțial. Oscilatorul cu valorile și tipurile componentelor folosite anterior și cu lățimile rezistoarelor  $W=0,5\mu$  oscilează cu următoarele frecvențe:

Tabelul 5.7. Simulare colțuri de proces pentru lățimi de rezistoare  $W=0,5\mu$

Colț proces	Frecvență [kHz]	Deviația față de TY	Colț proces	Frecvență [kHz]	Deviația față de TY
WC (125°C)	107,84	-50,6 %	WC (27°C)	105,26	-51,8 %
TY (27°C)	218,55	0	TY (27°C)	218,55	0
BC (-55°C)	410,69	+87,9 %	BC (27°C)	394,00	+80,3 %

Coloanele 3 și 4 din Tabelul 5.7 prezintă frecvențele de oscilație în colțurile de proces, dar la aceeași temperatură, pentru a elimina efectul temperaturii asupra frecvenței de oscilație. Variația frecvenței de oscilație confirmă posibilitatea variației maxime a valorilor componentelor pasive cu procesul de aproximativ  $\pm 35\%$ . Rezistențele folosite sunt de lățime minimă  $W=0,5\mu$ , caz în care valoarea lor este

foarte dependentă de colțul de proces. Pentru a reduce această dependență a frecvenței de oscilație de procesul tehnologic trebuie crescute lățimile rezistoarelor. Pentru lățimi  $W=2\mu$  se obțin rezultatele din Tabelul 5.8. Se observă o reducere a variației cu procesul de la 380% (WC – BC)(în Tabelul 5.7) la aproximativ 225% (WC - BC)(în Tabelul 5.8). Această îmbunătățire se face pe seama creșterii de 16 ori a ariei ocupate de către rezistoare.

Tabelul 5.8. Simulare colțuri de proces pentru lățimi de rezistoare  $W=2\mu$ 

Colț proces	Frecvență [kHz]	Deviația față de TY	Colț proces	Frecvență [kHz]	Deviația față de TY
WC (125°C)	146,6	-30,8 %	WC (27°C)	143,86	-32,1 %
TY (27°C)	211,9	0	TY (27°C)	211,9	0
BC (-55°C)	328,0	+54,8 %	BC (27°C)	322,9	+52,4 %

Pentru o reducere mai eficientă a dependenței frecvenței de procesul tehnologic trebuie analizate și aplicate soluții de „trimming” digital sau analogic a frecvenței de oscilație, care să permită ajustarea acestuia, ulterior procesului de fabricație.

## 5.6. Concluzii

În Capitolul 5 s-a abordat ideea îmbunătățirii conveiorului de curent de generația I bidirecțional cu autopolarizare. Pe baza rezultatelor din capitolele anterioare s-a ajuns la concluzia că este necesară îmbunătățirea performanțelor CCI în ceea ce privește impedanțele de intrare și de ieșire și câștigurile de tensiune și curent.

**Conveiorul de generația I propus în acest capitol se dovedește a fi în multe privințe superior structurii clasice cunoscute din literatură. Pentru aproximativ aceeași arie ocupată și cu puterea consumată redusă la jumătate (datorită curentului de polarizare redus la jumătate) se obțin performanțe bune în ceea ce privește impedanțele de intrare și de ieșire, precum și o îmbunătățire semnificativă a performanțelor de copiere a tensiunilor și curenților între intrări și ieșiri.** Astfel, rezistența de intrare  $R_Y$  este crescută de 13 ori (până la  $5M\Omega$ ), iar rezistența de ieșire  $R_Z$  este de 7,5 ori mai mare decât la conveiorul clasic ( $8,12M\Omega$ ). Câștigurile de la intrarea X către Y și Z sunt îmbunătățite de 6 ori, iar câștigul de tensiune de la Y la Z de 2 ori. Constrângerea necesității unor domenii mari de tensiune la intrările și ieșirile CCI (necesare funcționării corecte a oscilatorului cu diode de reglare a amplitudinii) este îndeplinită prin folosirea oglinzilor de curent autocascodă. Acestea reduc foarte puțin domeniile de tensiune (cu câteva zeci de milivolt) comparativ cu structura clasică.

Toate conceptele teoretice au fost validate prin simulare. A fost folosit acest nou CCI pentru construcția oscilatorului prezentat în Capitolele 3 și 4. **Printre performanțele noi aduse se numără posibilitatea generării semnalelor în cuadratură, cu o eroare de defazaj mai mică de  $2^\circ$  pe întregul domeniu de frecvențe generabile, o stabilitate termică a frecvenței de  $15\text{ppm}/^\circ\text{C}$  precum și stabilitatea termică a amplitudinii oscilațiilor de  $3,26 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$ . Un alt avantaj al oscilatorului propus, construit folosind noul CCI este aria redusă ocupată în chip, datorită reduceri considerabile a ariei diodelor de reglare automată a amplitudinii.**

**Contributii:**

- **Conceperea unei noi structuri de CCI – cu oglinzi autocascodă. S-a prezentat necesitatea, baza teoretică, metoda de proiectare și avantajele aduse.**
- **Analiza matematică a CCI nou propus. S-au dedus relațiile de definire a rezistențelor de intrare  $R_X$  și  $R_Y$  și a rezistenței de ieșire  $R_Z$ .**
- **S-a introdus metoda de proiectare/dimensionare a noului CCI folosind efectul RSCE în locul efectului SCE pentru îndeplinirea mai ușoară a condițiilor de aducere în regim de lucru saturat a tuturor tranzistoarelor din circuit.**
- **Realizarea unui oscilator cu defazajul între două ieșiri aproape de cuadratură (eroarea mai mică de  $2^\circ$ ).**

## 6. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII

### 6.1. Concluzii

Oscilatoarele sunt circuite esențiale în electronica zilelor noastre. Deși sunt atât de necesare, oscilatoarele sunt de multe ori insuficient cunoscute și înțelese. Mulți electroniști refuză să proiecteze propriile oscilatoare preferând să apeleze la „specialiști în oscilatoare” sau la soluții „de gata” existente pe piață. Frecvențele înalte impun folosirea oscilatoarelor de tip „LC”, și deci, folosirea inductoarelor ca și elemente reactive. Utilizarea acestora în oscilatoarele actuale este însă limitată de posibilitățile de integrare a lor în siliciu. Totuși fiabilitatea, prețul redus, puterea consumată mică, dimensiunile reduse etc., impun pe piață tot mai mult soluțiile SOC. Din această contradicție – inductoare greu integrabile și de calitate slabă / necesitatea integrării – s-a născut ideea integrării unor oscilatoare cu inductanțe simulate.

Simularea unei inductanțe sau a unei capacități impune folosirea unor elemente active de circuit. Este evident că limitările elementelor active vor fi transferate în mare parte asupra elementului simulat sub forma unor erori, limitări și neliniarități. Pentru faptul că frecvența este parametrul esențial al unui oscilator, se impune alegerea elementului activ de circuit care să poată funcționa la frecvența impusă. Din aceste considerente a reieșit ideea folosirii conveioarelor de curent în rolul de element activ în simularea inductoarelor și capacităților necesare unui oscilator „LC” integrat. Erorile relative produse de oscilatoarele cu CC sunt comparabile cu cele ale oscilatoarelor bazate pe amplificatoarele operaționale, AO, dar se cunoaște că acestea din urmă folosesc în majoritatea cazurilor bucle de reacție negativă, ceea ce duce la limitarea frecvențelor maxime ce pot fi obținute. De exemplu, oscilatorul Wien bazat pe AO și o rețea pasivă simetrică prezintă o frecvență de oscilație maximă posibilă de 16,67% din produsul bandă\*câștig (GBW – gain bandwidth) al operaționalului [15]. Oscilatoarele cu CC prezintă limitări ale frecvenței maxime de operare din cauza efectelor parazite de ordinul doi (impedanțele terminalelor, capacități parazite etc.). CC sunt considerate circuite cu performanțe mai bune în frecvență decât AO datorită lipsei produsului GBW constant (funcționează în buclă deschisă). De asemenea lipsa reacției negative face din CC circuite intrinsec stabile și deci, nu mai necesită elemente suplimentare de compensare în frecvență. Din punct de vedere al integrării în siliciu (aria ocupată) CC sunt mai eficiente decât AO.

În literatura de specialitate au apărut multe articole ce prezintă circuite oscilatoare cu diverse structuri, performanțe și aplicații țintă. Unul dintre cele mai performante circuite oscilatoare în ceea ce privește stabilitatea frecvenței cu temperatura este „cuarțul electronic” [6][7][8][9][10]. Acest oscilator a fost conceput, proiectat și testat folosind circuite discrete și AO. Pe baza considerentelor de mai sus s-a decis începerea cercetărilor cu scopul proiectării unui oscilator sinusoidal cu dublă simulare bazat pe conveioare de curent.

Primul capitol al tezei conține rezultatele documentării privitoare la CC și se dorește a fi o sinteză sumară a informațiilor culese de către autor. În urma analizei

a peste 400 de articole în domeniu (din care doar cele mai importante sunt trecute în lista bibliografică) s-a simțit nevoia realizării unei clasificări a CC după diverse criterii. Deoarece în cei peste 40 de ani de existență a CC au apărut foarte multe variante și versiuni, autorul propune o matrice generalizată a CC cu trei porturi. Cu ajutorul acestei matrici generalizate pot fi descrise conveioarele de generația I, II, III, conveioarele inversate - ICC, conveioarele controlate în curent - CCC și cele cu câștig de curent  $X/Z - kCC$ . Din lucrările găsite în literatură au fost selectate și analizate critic cele mai semnificative oscilatoare construite cu CC.

Documentarea și analiza conveioarelor de curent a sugerat posibilitatea utilizării pentru scopul propus a conveioarelor de curent de generația I, CCI. Capitolul 2 se ocupă de proiectarea CC și în special de proiectarea CCI. S-a prezentat o metodă de proiectare a conveioarelor de curent de generația I - CCI bidirecționale cu auto-polarizare și s-a dedus relația de calcul a curentului de auto-polarizare **[23][27]**. S-au analizat matematic principalii parametri a unui CCI și anume: rezistența de intrare  $R_x$ , rezistența de intrare  $R_y$  și rezistența de ieșire  $R_z$ .

Au fost abordate și conveioarele de generația a II-a și s-a propus o metodă de proiectare a acestora prin partajarea în blocuri analogice elementare (care pot fi ușor proiectate și dimensionate), derivarea specificațiilor fiecărui bloc elementar (din specificațiile de performanță ale CCII) și proiectarea efectivă a fiecărui bloc în parte **[28]**.

Cercetarea și dezvoltarea în microelectronică se bazează în foarte mare parte pe simulare. Acest proces intervine în toate fazele dezvoltării unui proiect de circuit integrat și este de obicei mare consumator de timp și resurse de calcul. Pentru a rezolva (parțial) această problemă, s-a propus un macromodel de simulare pentru CCI, care aproximează foarte bine CCI original cu tranzistoare MOS. Acest model poate înlocui un CCI cu orice topologie. Chiar înlocuind CCI cu topologia cea mai simplă, se obține o reducere a timpului de simulare de 3,8 ori.

Elementul central al tezei este oscilatorul sinusoidal propus în Capitolul 3. Acest circuit se compune din două elemente reactive,  $L$  și  $C$ , simulate cu ajutorul conveioarelor de curent CCI **[40]**. Circuitele care simulează elementele reactive se numesc NIC și NAIC. NAIC cu CCI este un circuit original. S-a analizat acest oscilator și s-au dedus condiția de oscilație, frecvența de oscilație și factorul de calitate. Pentru acestea s-au luat în considerare CCI ideale. Circuitul propus, la rezonanță, când este îndeplinită condiția de oscilație, funcționează cu factor de calitate  $Q \rightarrow \infty$ . În oscilator mai există un al doilea circuit rezonant, care are frecvența de oscilație identică cu cea principală, dar factorul de calitate este finit. Acest circuit este tot de tipul „LC” și este format dintr-o capacitate și o inductanță  $L^*$  formată cu ajutorul a două CCI (un circuit original). Acest circuit rezonant secundar asigură reducerea distorsiunilor pe care le-ar introduce sistemul de reglare a amplitudinii oscilațiilor. Acesta este format din diode și permite menținerea automată a condiției de  $Q$  infinit a circuitului oscilant principal.

Pentru verificarea conceptului, oscilatorul propus a fost simulat folosind CCI ideale și componente pasive reale (disponibile în tehnologia folosită). Pentru că una dintre caracteristicile cele mai importante ale unui oscilator este stabilitatea (frecvenței și amplitudinii) cu temperatura s-a urmărit îmbunătățirea acestor performanțe. Datorită factorului de calitate ce tinde spre infinit, stabilitatea termică a frecvenței este dată de stabilitatea termică a produsului  $R_1R_2C_1C_2$  și este egală cu suma coeficienților termici ai termenilor din produs. Totuși, elementele pasive reale și diodele de reglare a amplitudinii, prin capacitățile și rezistențele parazite, respectiv capacitatea de joncțiune, schimbă relația de definire a frecvenței de oscilație, și implicit și relația de calcul a stabilității termice a frecvenței. Modificarea

ariei diodelor de reglare a amplitudinii implică modificarea capacității de joncțiune a acestora, capacitate ce apare în paralel cu una dintre capacitățile de impunere a frecvenței de oscilație. S-a observat că modificarea ariei diodelor poate duce la compensarea termică a frecvenței. Astfel, s-a obținut pentru circuitul din Capitolul 3 o stabilitate a frecvenței cu temperatura ce poate fi redusă până la  $1,69 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$  (în condițiile unei stabilități a amplitudinii oscilațiilor de  $3,41 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ ), iar stabilitatea amplitudinii oscilațiilor poate fi redusă până la  $1,96 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$  (în condițiile unei stabilități a frecvenței de  $7,85 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ ). THD-ul obținut este  $<0,1\%$ .

Capitolul 4 și Capitolul 5 implementează oscilatorul propus cu circuite CCI reale. În Capitolul 4 se folosește CCI cu topologie clasică, iar în Capitolul 5 se propune o nouă topologie de CCI – bazată pe oglinzi de curent „autocascodă”. Capitolul 4 face analiza matematică detaliată a NIC, NAIC și oscilatorul real, ținând cont de cele mai semnificative elemente constitutive ale unui CCI real. Performanța de distorsiuni armonice obținută este:  $\text{THD} < 1\%$  pe întreg domeniul de frecvențe, și poate fi redus la  $\text{THD} = 0,3\%$  pentru cazul generării unei frecvențe fixe. Aceleași performanțe se obțin și folosind circuitul CCI nou din Capitolul 5. Pe baza metodei de compensare termică prezentată în Capitolul 3, stabilitatea frecvenței cu temperatura pentru structura de CCI simplu (Capitolul 4) poate fi redusă până la  $7,37 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  în condițiile unei stabilități a amplitudinii oscilațiilor de  $4,88 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ .

Oscilatorul propus este un oscilator în cuadratură, dar din cauza neidealităților structurii CCI clasice (rezistențe de intrare paralele și rezistențe de ieșire de valori mici) defazajul real introdus diferă substanțial de  $90^{\circ}$ . Din aceleași cauze și frecvența de oscilație diferă de cea impusă teoretic prin valorile componentelor pasive. Structura nouă de CCI propusă îmbunătățește caracteristicile de intrare/ieșire: creșterea de 13 ori a rezistenței  $R_Y$  și de 7,5 ori a lui  $R_Z$ , câștigul de curent între porturile X și Y precum și între X și Z se îmbunătățește de 6 ori. Aceste îmbunătățiri sunt obținute în condițiile unei înjumătățiri a curentului de polarizare și păstrând aproximativ aceeași arie activă ca la CCI simplu. Din punct de vedere al defazajului introdus între două ieșiri, oscilatorul realizat cu CCI cu aceasta nouă topologie, arată o eroare mai mică de  $2^{\circ}$  pe întreg domeniul de frecvențe generabile.

Performanțele de stabilitate termică a frecvenței și amplitudinii oscilatorului din Capitolul 5 sunt:  $15 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  pentru frecvență și  $3,25 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$  pentru amplitudine. Stabilitatea termică a frecvenței este mai slabă decât cea obținută în Capitolul 4, dar este compensată de reducerea drastică a dimensiunilor diodelor de reglare a amplitudinii oscilațiilor – reducere de 31 de ori.

## 6.2. Contribuții

În cadrul tezei au fost aduse numeroase contribuții teoretice și aplicative în domeniul oscilatoarelor sinusoidale „LC” integrabile complet în siliciu. Contribuții teoretice și aplicative au fost aduse și în domeniul conveioarelor de curent de generația I, circuite simple și cu multe aplicații în circuitele mixte analog-digitale.

Dintre **contribuțiile teoretice** se subliniază următoarele:

1. Clasificarea conveioarelor de curent după diverse criterii: numărul de intrări și de ieșiri, tipul intrării Y, câștigul de curent, mod de lucru diferențial sau simplu și controlabilitate.
2. Propunerea matricei generalizate a CC cu 3 porturi. Cu ajutorul acestei matrici generalizate pot fi descrise în mod unitar conveioarele de generația

- I, II, III, conveioarele inversate - ICC, conveioarele controlate în curent - CCC și cele cu câștig de curent  $X/Z$  - kCC.
3. Deducerea relației de calcul a curentului de auto-polarizare pentru un CCI bidirecțional cu auto-polarizare (relațiile (2.3) – (2.17)).
  4. Analiza matematică a CCI clasic (paragraful 2.3). S-au dedus relațiile de calcul al rezistențelor de intrare  $R_X$  (relațiile 2.18 -2.21) și  $R_Y$  (2.23)(2.24) la un CCI cu structura clasică. S-au analizat influențele elementelor componente – transconductanțe și rezistențe (conductanțe) de ieșire asupra valorii rezistențelor considerate (fig.2.10 – fig.2.14).
  5. Propunerea unor macromodele de simulare pentru CCI+ și CCI- (fig.2.25 și fig.2.26).
  6. Propunerea unui circuit convertor de admitanța/impedanță negativă NAIC cu CCI- (circuit nou). Se prezintă structura noului circuit (paragraful 3.2) și relația impedanței/admitanței de intrare (relațiile 3.5 și 3.6).
  7. Propunerea unui nou oscilator cu dublă simulare ( $L_{eq}$  și  $C_{eq}$ ) bazat pe CCI (paragraful 3.3). S-au prezentat baza teoretică, relațiile de calcul (relațiile 3.7-3.20), condiția de oscilație (3.21), condiția de frecvență (relațiile 3.22, 3.24-3.26), factorul de calitate (3.23) și diagrama de fază (relațiile 3.27-3.30 și fig.3.5) .
  8. Propunerea unui circuit ce simulează o inductanță ideală sau (cu o modificare) simulează o inductanță cu pierderi (rezistență de pierderi paralelă) (fig.3.6, relațiile 3.31-3.33). Pe baza acestui circuit s-a construit un circuit oscilant secundar (relațiile 3.34-38) ce a fost prezentat teoretic și care este folosit pentru realizarea unei reglări automate a amplitudinii oscilațiilor și la obținerea automată a condiției de  $Q$  infinit.
  9. S-a prezentat metoda de compensare termică de ordinul I a frecvenței de oscilație pentru oscilatorul propus (relațiile 3.39-3.49), care s-a aplicat concret în Capitolul 4
  10. Analiza matematică a circuitelor NIC și NAIC bazate pe CCI reale (paragrafele 4.2 și 4.3). În deducerea relațiilor de definire (4.2)(4.6) s-au luat în considerare elementele rezistiv – inductiv – capacitive de intrare și de ieșire ale CCI. S-au dedus relațiile de sensibilitate a impedanțelor celor două circuite NIC (relațiile 4.3-4.4) și NAIC (relațiile 4.7-4.11) la diverse elemente de structură.
  11. Deducerea relațiilor de definire a frecvenței de oscilație (4.17)(4.18), condiției de oscilație (4.19) și a factorului de calitate (4.20) a circuitului oscilant cu dublă simulare propus. S-au prezentat relațiile simplificate utile în analiza circuitului și în proiectarea practică, dar care aproximează cu o eroare de sub 10% relațiile complete (care sunt mai greu de folosit).
  12. Analiza matematică (relațiile 4.21-4.24) și deducerea relațiilor frecvenței de oscilație (4.25) și a factorului de calitate a circuitului oscilant secundar (4.26) prezent în sistemul de reglare automată a amplitudinii oscilațiilor. S-au inclus și analizat grafic elementele esențiale și care au influență semnificativă asupra factorului de calitate  $Q^*$  (fig.4.12-4.14).
  13. Conceperea unei noi structuri de CCI – cu oglinzi autocascodă (paragraful 5.3). S-a prezentat necesitatea, baza teoretică, metoda de proiectare și avantajele aduse. Acest tip de CCI permite realizarea unui oscilator sinusoidal „LC” cu performanțe ridicate.
  14. Analiza matematică a CCI nou propus (paragraful 5.3). S-au dedus relațiile de definire a rezistențelor de intrare  $R_X$  (relațiile 5.10-5.21) și  $R_Y$  (5.22)(5.23) și a rezistenței de ieșire  $R_Z$  (5.24)(5.28).

Dintre **contribuțiile aplicative** aduse de teza de doctorat, citez următoarele:

1. Propunerea unei noi metode de proiectare a CCII clasic (Fabre - Normand) bazate pe metoda procedurală de proiectare a circuitelor analogice (fig.2.17) (paragraful 2.4). Aceasta constă în împărțirea circuitului în blocuri analogice elementare, derivarea specificațiilor fiecărui bloc pe baza specificațiilor de performanță a circuitului și proiectarea individuală a fiecărui bloc elementare pe baza metodei  $g_m/I_D$ .
2. Propunerea unei metode de determinare pe bază grafică a parametrului  $g_{ds}$  necesar calculelor manuale de proiectare. Metoda presupune realizarea o singură dată, prin simulare, a unor grafice ce prezintă dependența tensiunii Early (din care se poate obține  $g_{ds}$ ) de lungimea canalului  $L$  și de factorul de inversie  $IF$ , pentru diverse tensiuni utile  $V_{DS}$  (fig.2.18 și fig.2.19).
3. Aplicarea metodei de compensare termică de ordinul I a frecvenței de oscilație, prezentată în Capitolul 3, prin analiza și alegerea componentelor pasive în funcție de coeficientul de variație termică de ordinul I (paragraful 4.6.3).
4. Se propune metoda de creștere a stabilității termice a frecvenței cu temperatura prin modificarea ariei diodelor de reglare a amplitudinii. Metoda presupune ridicarea caracteristicilor stabilității termice a frecvenței și amplitudinii oscilației în funcție de dimensiunea geometrică a diodelor și căutarea unui compromis între cerințele de stabilitate.
5. Metoda de proiectare/dimensionare a noului CCI propus în Capitolul 5 folosind efectul RSCE în locul efectului SCE pentru îndeplinirea mai ușoară a condițiilor de aducere în regim de lucru saturat a tuturor tranzistoarelor din circuit (paragraful 5.4).
6. Realizarea unui oscilator cu defazajul între două ieșiri aproape de cuadratură (eroarea mai mică de  $2^\circ$ ) (paragraful 5.5.2).

### 6.3. Perspective

Cercetările efectuate în teză se doresc a fi continuate în direcția îmbunătățirii performanțelor circuitelor propuse și anume:

- Creșterea domeniului de frecvențe de lucru;
  - Îmbunătățirea performanțelor de stabilitate termică a frecvenței de oscilație.
- Găsirea unei noi metode de compensare termică;
- Găsirea unei soluții pentru compensarea termică a amplitudinii oscilațiilor;
  - Implementarea unei soluții pentru controlul (programarea) amplitudinii oscilațiilor – diode în paralel cu comutatoare analogice controlate digital;
  - Soluție eficientă de control digital al frecvenței prin modificarea unei componente pasive de circuit;
  - Implementarea unor oscilatoare de joasă frecvență folosind multiplicatoare de capacitate și/sau de rezistență.
  - Implementarea unei soluții care să reducă dependența frecvenței de oscilație de variațiile procesul tehnologic și/sau a unei soluții de ajustare pe chip a frecvenței, ulterior procesului tehnologic de fabricare.

## ANEXA 1

### A 1.1 Parametrii componentelor pasive disponibile în tehnologia CMOS 0,35μ

Tabelul A1.1. Tipuri de rezistențe realizabile în tehnologia CMOS 0,35μm disponibilă

Material	Rezistența /patrat [Ω/□]			Coeficient de temperatura I [10 <sup>-3</sup> /°C]	Coeficient de temperatura II [10 <sup>-3</sup> /°C]
	Min	Typ	Max		
Polysilicon 1 silicided	1,5	3,6	20	3,409	0
Polysilicon 1	30	40	50	0,85	0
N+ Polysilicon	750	1000	1250	-2,84	0,736
P+ Polysilicon	410	480	550	-0,502	0,142
Low TCR Polysilicon 2	150	200	250	-0,225	0,00134
Polysilicon 2	75	100	125	0,511	0
P+ diffusion silicided	1,5	2,4	5	3,72	0
P+ diffusion	115	143	195	1,6	0
N+ diffusion silicided	1,3	3,4	5	3,54	0
N+ diffusion	70	90	110	1,6	0
N-well resistor	650	1080	1450	3,9	0,01

Tabelul A1.2. Tipuri de capacități realizabile în tehnologia CMOS 0,35μm

Material  Polysilicon 1 – Polysilicon 2 capacitor	Capacitatea			
	Min	Typ	Max	
Capacitatea de arie	0,75	0,85	0,95	fF/μm <sup>2</sup>
Capacitatea de perimetru	-	0,0695	-	fF/μm
Liniaritatea	-	56	500	ppm/V
Variația cu temperatura	-	-83,6	-	ppm/°C

Tabelul A1.3. Tipuri de diode realizabile în tehnologia CMOS 0,35μm

		Diodă			
		N+diffusion - P-well	P+ diffusion - N-well	N-well - P-substrat	
Diode forward voltage 100x75μm	Min	0,4	0,4	-	V
	Typ	0,67	0,65	-	
	Max	1,0	1,0	-	
Junction leakage 100x75μm		11,75	11,48	-	pA
Area junction capacitance (C <sub>j</sub> )	Min	5,0*10 <sup>-4</sup>	5,0*10 <sup>-4</sup>	-	F/m <sup>2</sup>
	Typ	8,6*10 <sup>-4</sup>	9,38*10 <sup>-4</sup>	1,58*10 <sup>-4</sup>	
	Max	1,5*10 <sup>-3</sup>	1,5*10 <sup>-3</sup>		

### A 1.2 Caracteristicile diodei in funcție de dimensiuni

Caracteristicile  $I_D/V_D$  ale diodelor semiconductoare realizate în tehnologia CMOS 0,35μm se modifică la curent mic în funcție de dimensiunile fizice ale diodei (aria). Fig.A1.1 prezintă caracteristicile curent-tensiune a două tipuri de diode disponibile. Se poate observa mutarea caracteristicii și deci, a cotului acesteia spre stânga odată cu creșterea ariei diodelor.

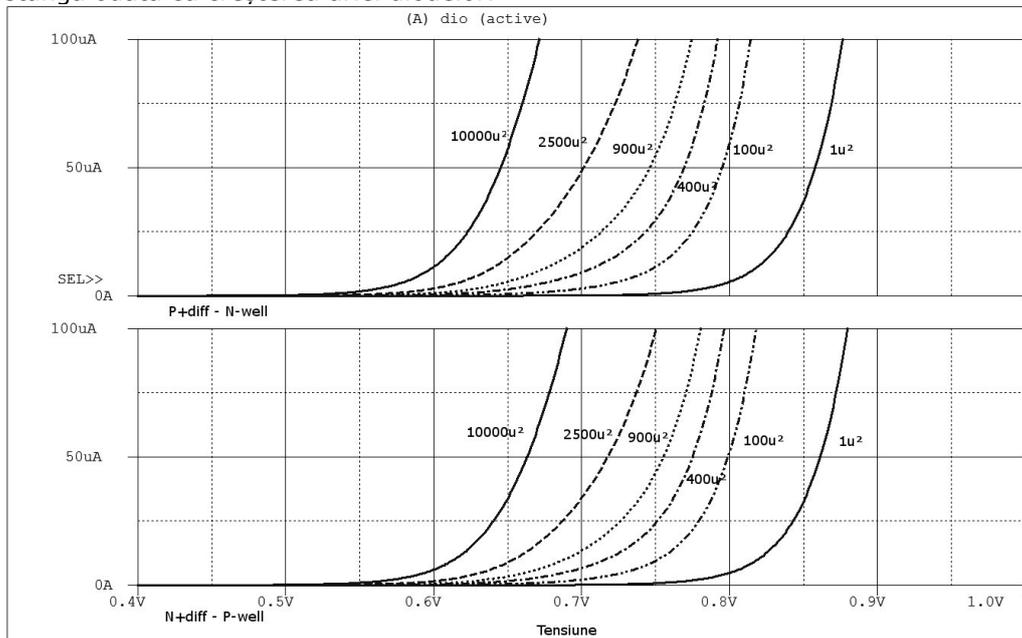


Fig.A1.1. Caracteristicile  $I_D/V_D$  pentru diverse arii ale diodelor

Se observă că în acest fel aria diodelor de reglare a amplitudinii vor modifica amplitudinea oscilațiilor oscilatoarelor propuse în Capitolele 3,4 și 5.

### A 1.3 Efectul de canal scurt al tranzistoarelor MOS

Tehnologia folosită prezintă efectul de canal scurt al tranzistorului MOS (SCE). Acest efect este vizibil atât pentru tranzistorul cu canal  $n$  cât și pentru cel cu canal  $p$ . fig. A.1.2 și fig. A.1.3 arată dependența tensiunii de prag  $V_{th}$  de lungimea canalului  $L$ . Sunt trasate caracteristicile aferente tranzistoarelor ce pot lucra la 3,3V, dar și ale celor ce pot lucra la 5V. Rezultatele au fost obținute din simulare pentru tranzistoare în conexiune diodă, având lățimea canalului  $W=10\mu\text{m}$  și fiind polarizate cu un curent  $I_B=50\mu\text{A}$ .

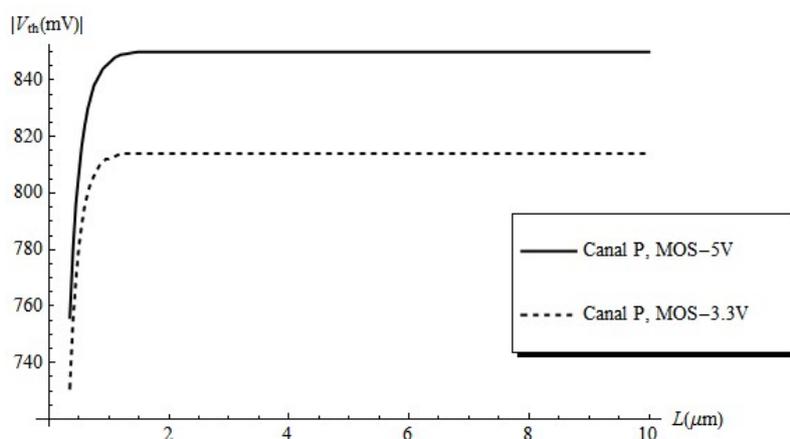


Fig.A1.2. Dependența lui  $V_{th}$  de lungimea canalului  $L$  pentru tranzistoare  $pMOS$

Dacă la tranzistorul cu canal  $p$  este evident doar efectul de canal scurt (SCE), la tranzistorul cu canal  $n$  mai apare și efectul invers de canal scurt (RSCE) [52]. Acest efect este datorat etapei tehnologice de depunere de silicidă auto aliniată în cadrul tehnologiilor de fabricație submicronice.

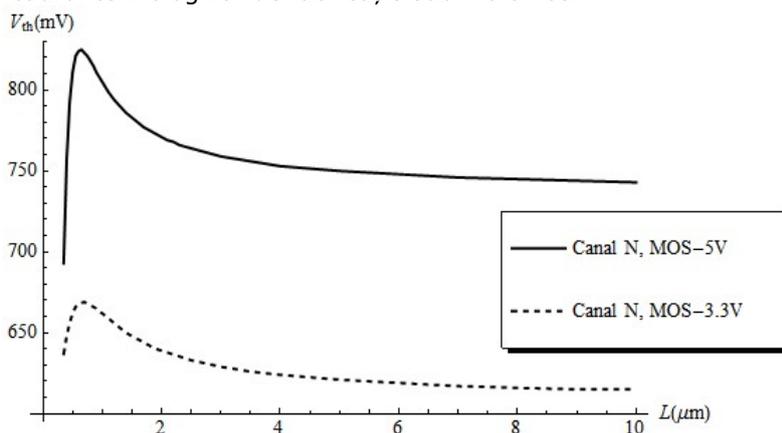


Fig.A1.3. Dependența lui  $V_{th}$  de lungimea canalului  $L$  pentru tranzistoare  $nMOS$

## ANEXA 2

### A2.1 Ecuația impedanței de intrare a NIC

Ecuația impedanței de intrare a NIC-ului cu CCI+ real din Capitolul 4, paragraful 4.2 este:

$$Z_{i1}(s) = \frac{N_1(s)}{D_1(s)} \quad (A2.1)$$

unde:

$$N_1(s) = -R_z R_x + R_y R_z b a - R_L R_x + R_L R_y b a + \\ + (-R_L R_z C_z R_x + R_L R_y R_z C_z b a - R_y R_z C_y R_x - R_y R_z R_x C_1 - L_x R_z - R_L R_y C_y R_x - R_L R_y R_x C_1 - R_L L_x) s + \\ + (-R_L R_y R_z C_y C_z R_x - R_L R_y R_z C_z R_x C_1 - R_L L_x R_z C_z - L_x R_y R_z C_y - L_x R_y R_z C_1 - R_L L_x R_y C_y - R_L L_x R_y C_1) s^2 + \\ + (-C_y - C_1) R_L L_x R_y R_z C_z s^3$$

$$D_1(s) = -R_z - R_L + (-R_L R_z C_z - R_y R_z C_y - R_y R_z C_1 - R_L R_y C_y - R_L R_y C_1) s + (-C_y - C_1) R_L R_y R_z C_z s^2$$

Notă: Literele  $a$ ,  $b$  și  $g$  sunt folosite în locul coeficienților  $\alpha$ ,  $\beta$  și  $\gamma$ .

Fig.A2.1 și fig.A2.2 prezintă grafic evoluția sensibilității relative a impedanței de intrare a circuitului NIC în raport cu rezistența de intrare  $Y$ ,  $R_y$ , respectiv cu capacitatea  $C_1$ . Ecuațiile acestor sensibilități sunt prezente în teză.

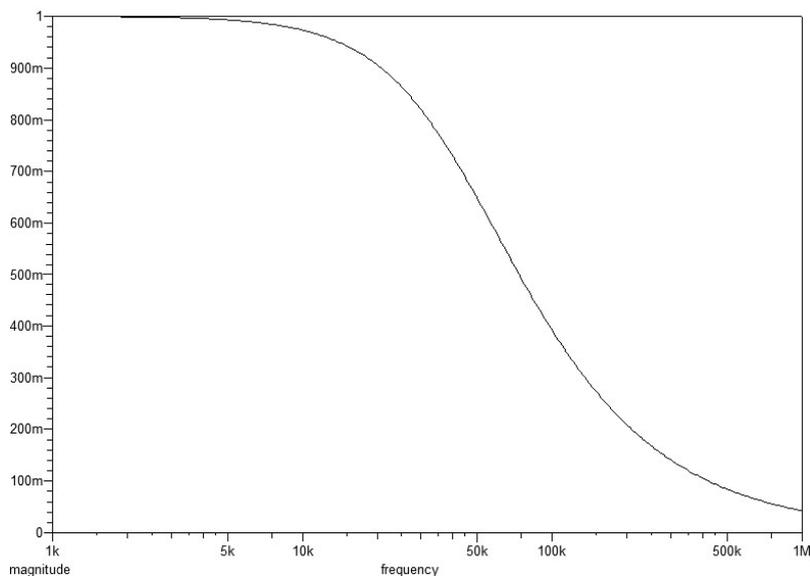
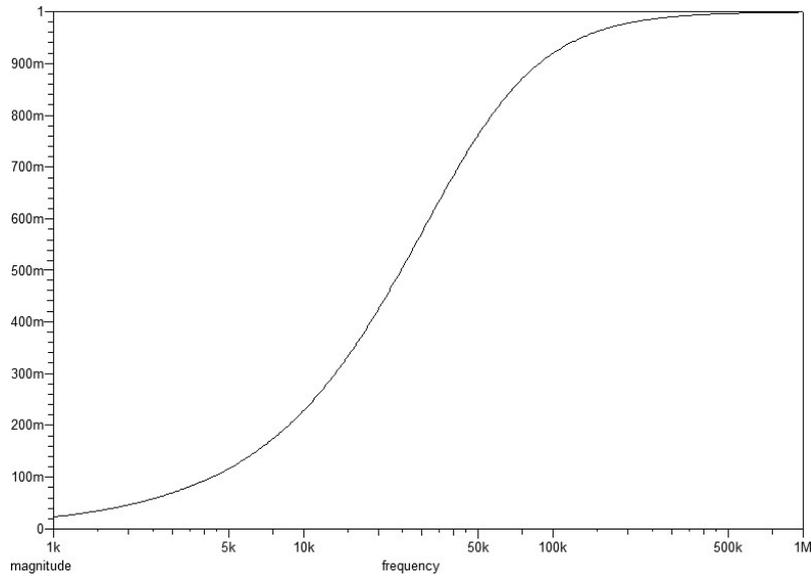


Fig.A2.1. Sensibilitatea relativă a impedanței NIC față de  $R_y$

Fig.A2.2. Sensibilitatea relativă a impedanței NIC față de  $C_1$ 

## A2.2 Ecuația impedanței de intrare a NAIC

Ecuația impedanței de intrare a NAIC cu CCI- real din Capitolul 4, paragraful 4.3 este:

$$Z_{i2}(s) = \frac{N_2(s)}{D_2(s)} \quad (\text{A2.2})$$

unde:

$$\begin{aligned} N_2(s) = & -R_z R_x R_y - R_1 R_x R_y - R_2 R_x R_y + R_2 R_z g R_y - R_2 R_z R_y - R_2 R_1 R_y + \\ & + (-R_1 C_1 R_z R_x - R_1 R_z C_x R_x - L_x R_z - R_1 L_x - R_2 C_1 R_z R_x - R_2 R_z C_x R_x - R_2 L_x - R_2 R_1 C_1 R_z - R_2 R_1 R_z C_x) R_y s + \\ & + (-R_1 C_1 - R_1 C_z - R_2 C_1 - R_2 C_z) L_x R_y R_z s^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_2(s) = & -R_z R_x - R_1 R_x + R_y R_z b a + R_1 R_y b a - R_2 R_x + R_2 R_y b a + R_2 R_z g - R_2 R_z - R_2 R_1 + \\ & + (-C_1 R_y R_z R_x - R_y R_z C_y R_x - R_1 C_1 R_y R_x - R_1 R_y C_y R_x - R_1 C_1 R_z R_x - R_1 R_z C_z R_x - \\ & - L_x R_z - R_1 L_x - R_1 C_1 R_y R_z g a + R_1 C_1 R_y R_z b a \\ & + R_1 R_y R_z C_z b a - R_2 C_1 R_y R_x - R_2 R_y C_y R_x - R_2 C_1 R_z R_x - R_2 R_z C_x R_x - R_2 L_x - R_2 C_1 R_y R_z g a + R_2 C_1 R_y R_z a \\ & + R_2 C_1 R_y R_z b a + R_2 R_y R_z C_z b a + R_2 C_1 R_y R_z g + R_2 R_y R_z C_y g - R_2 C_1 R_y R_z - R_2 R_y R_z C_y - R_2 R_1 C_1 R_y \\ & - R_2 R_1 R_y C_y - R_2 C_1 R_y R_z b - R_2 R_1 C_1 R_z - R_2 R_1 R_z C_z) s + \\ & + (-R_1 C_1 R_y R_z C_z R_x - R_1 C_1 R_y R_z C_y R_x \\ & - R_1 R_y R_z C_y C_z R_x - C_1 L_x R_y R_z - L_x R_y R_z C_y - R_1 C_1 L_x R_y - R_1 L_x R_y C_y - R_1 C_1 L_x R_z - R_1 L_x R_z C_z \\ & - R_2 C_1 R_y R_z C_z R_x - R_2 C_1 R_y R_z C_y R_x - R_2 R_y R_z C_y C_z R_x - R_2 C_1 L_x R_y - R_2 L_x R_y C_y - R_2 C_1 L_x R_z \\ & - R_2 L_x R_z C_z - R_2 R_1 C_1 R_y R_z C_z - R_2 R_1 C_1 R_y R_z C_y - R_2 R_1 R_y R_z C_y C_z) s^2 + \\ & + (-R_1 C_1 C_z - R_1 C_1 C_y - R_1 C_y C_z - R_2 C_1 C_z - R_2 C_1 C_y - R_2 C_y C_z) L_x R_y R_z s^3 \end{aligned}$$

Următoarele figuri (A2.3 – A2.6) trasează sensibilitățile relative a impedanței de intrare a NAIC la diverse elemente din structura unui NAIC real. Ecuțiile acestor sensibilități au fost prezentate în teză.

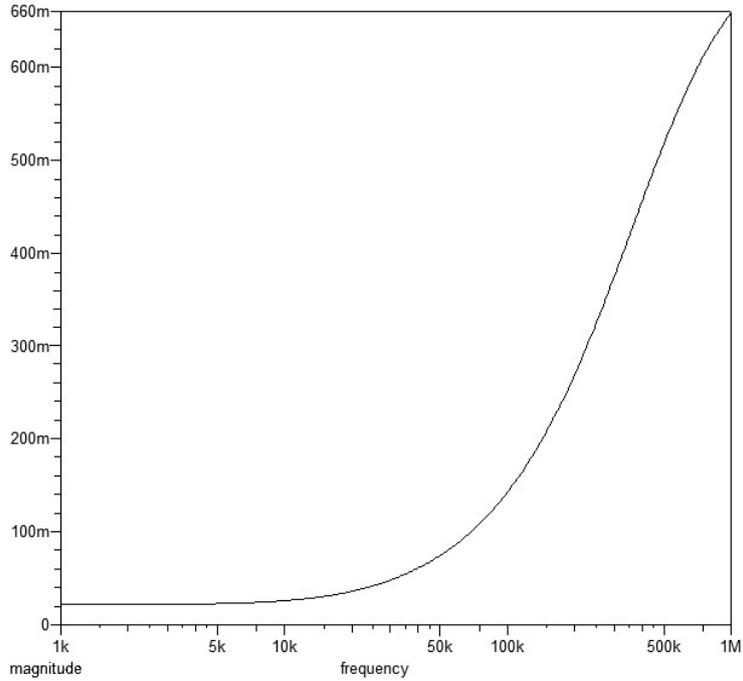


Fig.A2.3. Sensibilitatea relativă a impedanței NAIC față de  $R_Y$

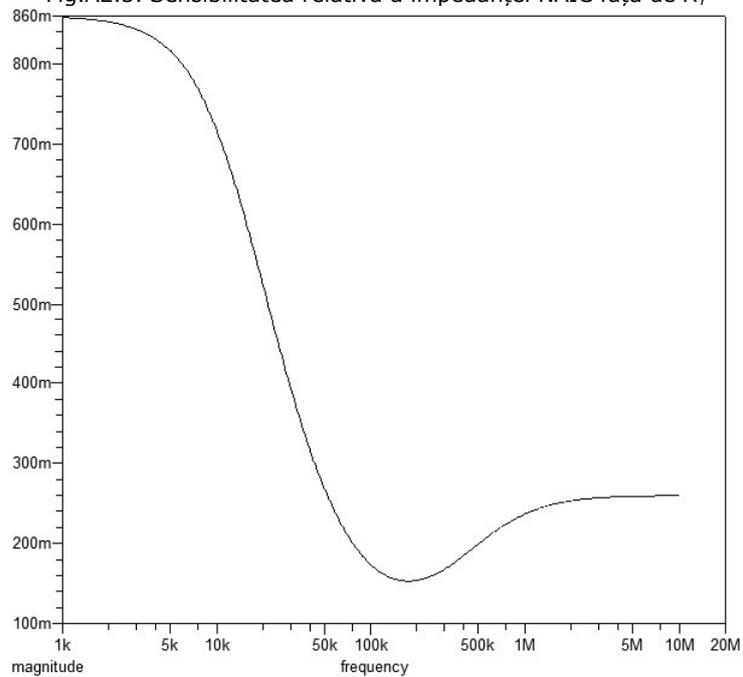


Fig.A2.4. Sensibilitatea relativă a impedanței NAIC față de  $R_Z$

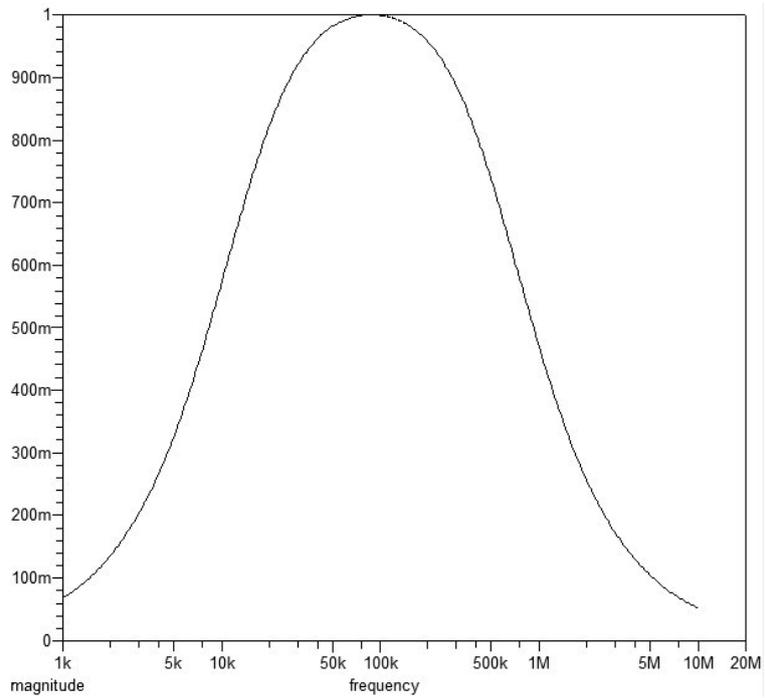


Fig.A2.5. Sensibilitatea relativă a impedanței NAIC față de  $C_2$

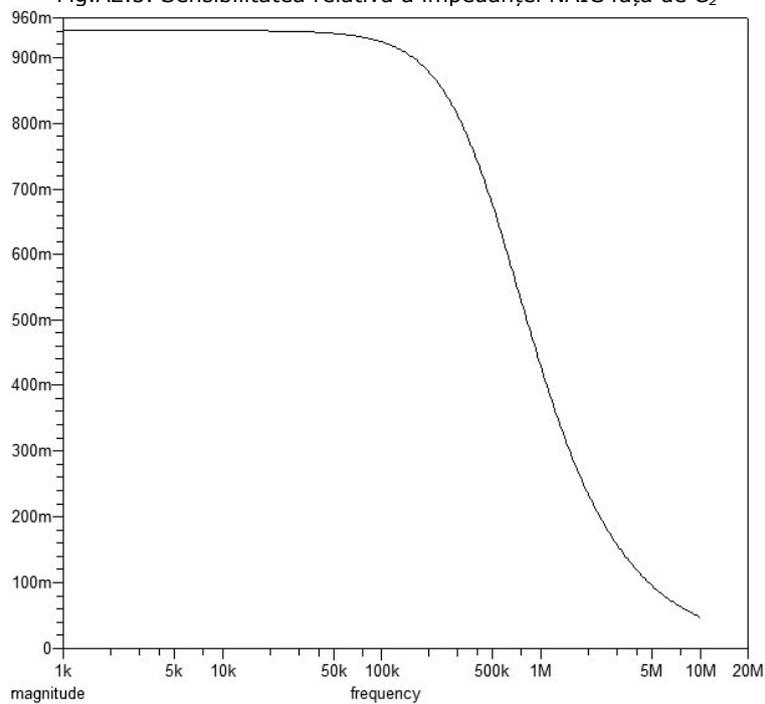


Fig.A2.6. Sensibilitatea impedanței relativă a NAIC față de  $R_1$  (idem  $R_2$ )

### A2.3 Ecuția caracteristică a oscilatorului propus

Ecuția caracteristică completă a oscilatorului din Capitolul 4, paragraful 4.4 este foarte complexă. Se propun câteva simplificări inițiale ale circuitului. Capacitatea  $C_Y$  din CCI+ (NIC) apare în paralel cu  $C_1$  și este mult mai mică decât aceasta, deci, poate fi neglijată. Rezistențele serie  $R_{X1}$  și  $R_{X2}$  precum și inductanțele serie  $L_{X1}$  și  $L_{X2}$  nu au influență la frecvența de lucru, și deci, pot fi neglijate.

$$Z_{io} = \frac{N_o(s)}{D_o(s)} \quad (A2.3)$$

$$N_o = R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} (Y_1 Y_2 a_1 R_{Z2} - Y_1 a_1 R_{Z2} - R_1) - Y_1 a_1 R_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} (C_2 + C_{Z2}) \quad (A2.4)$$

$$D_o = Y_1 Y_2 a_1 a_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + Y_1 Y_2 a_1 a_2 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} + Y_1 Y_2 a_1 a_2 R_1 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} + Y_1 Y_2 a_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + Y_1 Y_2 a_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_p R_{Z2} - Y_1 a_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_p R_{Z2} - Y_1 a_1 R_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_{Y2} - Y_1 a_1 R_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_p - Y_2 R_1 R_2 R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_2 R_2 R_{deq} R_p R_{Y2} R_{Z2} + R_2 R_{Y1} R_p R_{Y2} R_{Z2} + R_2 R_{deq} R_p R_{Y2} R_{Z2} + R_1 R_2 R_p R_{Y1} R_{Y2} + R_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y2} + (Y_2 C_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + C_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + C_1 R_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} + Y_1 Y_2 a_1 a_2 C_2 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + Y_1 Y_2 a_1 a_2 C_2 R_1 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + Y_1 Y_2 a_1 a_2 C_2 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 Y_2 a_1 a_2 C_2 R_1 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + Y_1 a_1 a_2 C_2 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 Y_2 a_1 C_2 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + Y_1 Y_2 a_1 C_2 R_2 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 C_2 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 C_2 R_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 C_2 R_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_p R_{Z2} - Y_1 a_1 C_2 R_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_p R_{Y2} + C_2 R_1 R_2 R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + C_2 R_1 R_2 R_p R_{deq} R_{Y2} R_{Z2} + Y_1 Y_2 a_1 C_{Y2} R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 C_{Y2} R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 C_{Y2} R_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} + Y_1 Y_2 a_1 a_2 C_{Z2} R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 C_{Z2} R_1 R_2 R_{deq} R_{Y1} R_p R_{Z2} + C_{Z2} R_1 R_2 R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + C_{Z2} R_1 R_2 R_{deq} R_{Y2} R_p R_{Z2} ) s + (C_1 C_2 R_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} + C_{Z2} C_1 R_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 C_{Y2} C_2 R_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 C_{Z2} C_2 R_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} - Y_1 a_1 C_{Z2} C_{Y2} R_1 R_2 R_{deq} R_p R_{Y1} R_{Y2} R_{Z2} ) s^2 \quad (A2.5)$$

## BIBLIOGRAFIE

- [1] Kenneth O.: "Estimation Methods for Quality Factors of Inductors Fabricated in Silicon Integrated Circuit Process Technologies", *IEEE Journal of SSC*, vol. 33, Nr. 8, Aug. 1998.
- [2] Ali M. Niknejad, Robert G. Meyer: "Analysis, Design, and Optimization of Spiral Inductors and transformers for Si RF IC's", *IEEE Journal of SSC*, vol. 33, Nr. 10, Oct. 1998.
- [3] R. F. Adams, D. O. Pederson: "Nonlinear Contribution to Oscillation-Frequency Sensitivity in RC Integrated Oscillators", *IEEE Journal of SSC*, vol. 6. Nr. 6, febr. 1971.
- [4] \*\*\*: "Inductor Simulation Using a Single UnityGain Amplifier", *IEEE Journal of SSC*, Junie 1969
- [5] Razavi B.: Design of Analog CMOS Integrated Circuits, *McGraw-Hill Higher Education*, 2001, ISBN 0-07-118815-0.
- [6] M. Ciugudean: "Oscilator sinusoidal de foarte înaltă stabilitate", *Brevet de invenție nr. 109262 B1/1994*, OSIM București.
- [7] M. Ciugudean, Ph. Marchegay: "Double-Simulation New Quadrature Sine Oscillator – the "Electronic Quartz": *Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara*, Tom 49(63), Fascicola 1, 2004, pag. 142-146.
- [8] M. Ciugudean, A. Popovici, I. Lie: "High Stability Sine RC Oscillator", *Electronics and Telecommunications Symposium*, Timisoara, 1944, vol. I, pp. 131-136.
- [9] M. Ciugudean: "A sine oscillator with simulated L-C", *Electronic Engineering*, February 1993, pp. 33-36
- [10]** M. Ciugudean, **Dragoi Benjamin**, Aurel Filip,: "Simulated-Inductance high-stability Sine Oscillator", *Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII TRANSACTIONS ON ELECTRONICS AND COMMUNICATIONS*, 2005, tom 50(64), Fascicola 2, pag. 3-6.
- [11] K. Smith, A. Sedra, "The current-conveyor - a new circuit building block," *IEEE Proc.*, vol. 56, pp. 1368-69, 1968.
- [12] A. Sedra, K. Smith, "A second-generation current-conveyor and its applications," *IEEE Trans.*, vol. CT-17, pp. 132-134, 1970.
- [13] W. Surakamptontorn, P. Thitimajshima, "Integrable electronically tunable conveyors", *IEE Proceedings*, vol. 135, Pt. G. No. 2, Aprilie 1988.
- [14] Ferri G., Guerrini N.C., "Low-Voltage Low-Power CMOS Current Conveyors", *Kluwer Academic Publishers, Dordrecht*, 2003, ISBN 1402074867.

- [15] S. Celma, P.A. Martinez, A. Carlosena: "Approach to synthesis of canonic RD-active oscillators using CCII", *IEE Proc.-Circuits Devices Systems*, Vol. 141, No. 6, December 1994, pg. 493-497.
- [16] J. Popovic, B. Nikolic, k.W. Current, A. povasovic, D. Vasiljevic, "Low-Power CMOS RC Oscillators Based on Current Conveyors", *Proc. 22<sup>nd</sup> International Conference on Microelectronics (MIEL 2000)*, vol. 2. Serbia, 14-17 May, 2000, pg. 691-694.
- [17] C.M. Chang, B.M Al-Hashimi, H.P. Chen, S.H. Tu, J.A. Wan, "Current mode single resistance controlled oscillators using only grounded passive components", *Electronics Letters*, 12<sup>th</sup> September 2002, Vol.38, No. 19, pp. 1071-1072.
- [18] H. Barthelemy, S. Meillere, E. Kussener, "CMOS sinusoidal oscillator based on current-controlled current conveyors", *Electronics Letters*, 10<sup>th</sup> October 2002, Vol.38, No. 21, pp. 1254-1255.
- [19] D.S. Masmoudi, A. Fakhfakh, "A new Low voltage CMOS Current Controlled Oscillator with Minimum Phase Noise", *Microelectronics, 2004. ICM2004 Proceedings. The 16th International Conference on*, 6-8 Dec. 2004, pg. 616-619, ISBN: 0-7803-8656-6.
- [20] S.B. Salem, D.S. Masmoudi, M. Fakhfakh, M. Loulou, N. Masmoudi, "High Frequency CCII Based Oscillators and Multifunction Filters", *Design and Test of Integrated Systems in Nanoscale Technology, DTIS 2006*, 5-7 Sept. 2006, pg. 141-144, ISBN: 0-7803-9726-6.
- [21] D. Moro-Frias, E. Tlelo-Cuautle, M. Fakhfakh, "Design of CCI-based tuneable active filters and sinusoidal oscillator", *Devices, Circuits and Systems, ICCDCS*, 2008, 28-30 April, pg. 1-4, ISBN: 978-1-4244-1956-2.
- [22] Fabre A., Amrani H., Barthelemy H., A new class-AB first-generation current conveyor, *IEEE Trans. on Circuits and Systems II*, vol. 46, No.1, 1999, p.96-98.
- [23] Dragoi Benjamin**, Ciugudean M., "First Generation Selfbiased Bidirectional CMOS Current Conveyor", *Sesiunea națională de comunicari științifice DrETC 2007*, ISBN 978-973-625-494-9, pag. 78-82.
- [24] Geiger R.L., Allen Ph.E., Strader N.R., "VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits", *Mc Graw-Hill International Editions*, 1990, pp.147.
- [25] Mudra I., "Simularea și dimensionarea comparatoarelor sincrone în CMOS" *Referat 3 în cadrul pregătirii pentru Doctorat*, Universitatea Politehnica Timisoara, 2005.
- [26] \*\*\* Analog IC Design Seminar Using Mentor Graphics Tools, Timisoara 2006
- [27] Dragoi Benjamin**, Ciugudean M., Jivet I., "CMOS Current Conveyor for High-Speed Application", *Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII TRANSACTIONS ON ELECTRONICS AND COMMUNICATIONS*, 2007, tom 52(66), Fascicola 2, pag. 30-35.
- [28] Dragoi Benjamin**. "Procedural design of a CMOS current conveyor", *Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII TRANSACTIONS ON ELECTRONICS AND COMMUNICATIONS*, 2009, tom 54(68), Fascicola 1, pag. 3-8, ISSN 1583-3380.

- [29] P. Bendix, "Detailed Comparison of the SP2001, EKV, and BSIM3 Models", *Proc. Int. Conf. Modeling Simulation Microsystems*, Apr. 2002, pp. 649-652.
- [30] Ch. C. Enz, E. A. Vitoz, "Charge-based MOS Transistor Modeling: The EKV Model for Low-power and RF IC Design", *John Wiley & Sons, Prima Ediție, 2006*, ISBN 9780470855416
- [31] D. Stefanovic, M. Kayal, "Structured Analog CMOS Design" *Springer Science + Business Media B.V. 2008 eBook ISBN 978-1-4020-8573-4*.
- [32] E. Bruun, "On dynamic range limitations of CMOS current conveyors" *Circuits and Systems, 1999 ISCAS '99. Proceedings*, Vol. 2, pages: 270-273.
- [33] L. N. Alves, R. L. Aguiar, "Maximizing bandwidth in CCII for wireless optical applications", *ICECS 2001, The 8th IEEE International Conference 2001*, Vol. 3, pages 1107-1110.
- [34] J. Popovic, A. Pavosovic, "Voltage-Driven Negative Impedance Converter Based on the Modified Fabre-Normand CMOS Current Conveyor", *Proc.24th International Conference on Microelectronics (MIEL 2004)*, vol. 2 Nis, 16-19 May, 2004.
- [35] David M. Binkley, "Tradeoffs and Optimization in Analog CMOS Design", *John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex, England, 2008*, ISBN 978-0-470-03136-0
- [36] N. Tarim, B. Yenen, H. Kuntman, "Simple and accurate nonlinear current conveyor macromodel", *Electrotechnical Conference, MELECON '96.*, 13-16 May 1996, Vol. 1, pg: 447 - 450, ISBN: 0-7803-3109-5.
- [37] L. Wan, S. Natarajan, "Experimental verification of variable gain CCII-K circuits and modeling of AD844", *System Theory, Proceedings of the Twenty-Ninth Southeastern Symposium on*, 9-11 Mar 1997, pg. 168 - 172, ISBN: 0-8186-7873-9.
- [38] A.A. Tutyshkin, A.S. Korotkov, "Nonlinear and Noise Macromodel of CMOS Current Conveyor", *Signals, Circuits and Systems, ISSCS 2005. International Symposium on*, 14-15 July 2005, pg. 405 - 408 Vol. 2, ISBN: 0-7803-9029-6.
- [39] E. Yuce, "Negative Impedance Converter With Reduced Nonideal Gain and Parasitic Impedance Effects", *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, Feb. 2008, vol. 55, Issue:1, pg. 276 - 283, ISSN : 1549-8328.
- [40] Dragoi Benjamin**, Ciugudean M., "Current-Mode Double-Simulation Sine Oscillator", *Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII TRANSACTIONS ON ELECTRONICS AND COMMUNICATIONS*, 2009, tom 54(68), Fascicola 2, pag. 23-27, ISSN 1583-3380.
- [41] Dragoi Benjamin**, Jivet I., "On Electrode Autonomous current generator for multy-frequency EIT", *13th International Conference on Electrical Bioimpedance/ 8th Conference on Electrical Impedance Tomography*, Graz, AUSTRIA, PHYSIOLOGICAL MEASUREMENT Volume: 29 Issue: 6 Special Issue: Sp. Iss. SI, 2007, pg.193-201, doi:10.1088/0967-3334/29/6/S17.
- [42] Dragoi Benjamin**, Jivet I., "Design of Autonomous On-electrode Electronics for EIT", *10th International Conference on Biomedical Applications of Electrical Impedance Tomography*, Manchester, 2009.  
<http://www.maths.manchester.ac.uk/eit2009/abstracts/jivet.pdf>

- [43] **Dragoi Beniamin**, Jivet I. "A Programmable Electrode Support Module (ESM) with current conveyors high impedance output for multi-frequency EIT Systems", *Sintes 13, International Symposium on Systems theory, Craiova*, 2007, pages 153-156, ISBN 978-973-742-816-5.
- [44] **Dragoi Beniamin**, Jivet I. "An Independent Electrode Support Module with Current Conveyors for Electrical Impedance tomography" *Annals of the University of Craiova Series Automation, Computers, Electronics and Mechatronics*, 2007, vol 4(31), nr. 3, pages 115-120.
- [45] Jurca L., Ciugudean M., "Circuite integrate analogice", *Editura Politehnica Timișoara*, 2007, ISBN 973-625-150-0.
- [46] R. J. Baker, "CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation", IEEE Press Series on Microelectronic Systems, Wiley-Interscience, 2005, ISBN 0-471-70055-X.
- [47] I. Fujimori, "Low Voltage Self Cascade Current Mirror", United States Patent, Patent Number: 5,966,005, Oct. 12, 1999
- [48] S.S. Rajput, S.S. Jamuar, "Low Voltage Analog Circuit Design Techniques" Texas A&M University, <http://amesp02.tamu.edu/~sanchez/607%20lv-survey.pdf>
- [49] Edgar Sanchez-Sinencio, "What is a Self-Cascode Composite Transistor?" Texas A&M University, <http://amesp02.tamu.edu/~sanchez/607-Lect4%20Low%20Voltage%20Techniques.pdf>
- [50] A.Zeki, H. Kuntman, "High-linearity Low-Voltage self-cascode class AB CMOS current output stage", *Circuits and Systems, ISCAS 2000, Geneva*, pages 257-260 vol.4, 28 May 2000-31 May 2000, Print ISBN: 0-7803-5482-6.
- [51] I. Eldbib, V. Musil, "Self-Cascode current controlled CCII based-tunable band pass filter", *Radioelektronika*, 2008 18th International Conference, Prague, 24-25 April 2008, pages 1-4, Print ISBN: 978-1-4244-2087-2.
- [52] Lu, C.-Y., Sung, J.M. "Reverse short-channel effects on threshold voltage in submicrometer salicide devices", *Electron Device Letters, IEEE*, Oct 1989, Vol. 10 Issue 10, pages 446 – 448, ISSN: 0741-3106.
- [53] Nedelea, L., Neag, M., Topa, M., Festila, L., „A New CCII-Based Universal Biquad", 2006 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics, 25-28 May 2006, Cluj-Napoca, Vol. 1, pages 195 – 198, ISBN: 1-4244-0360-X.
- [54] Neag M., McCarthy O., „High Frequency CMOS Analogue Building Block for Voltage- and Current-Mode Applications", *Proceedings of the 5<sup>th</sup> Workshop on Bases of Electronics*, Cluj-Napoca, 10-11 June 1999, pages: 218-228.
- [55] Horng, J.-W., Hou, C.-L., Chang, C.-M., „Multi-input differential current conveyor, CMOS realisation and application", *Circuits, Devices & Systems, IET*, December 2008, Vol. 2, Issue 6, pages: 469 – 475, ISSN : 1751-858X.
- [56] Palumbo, G., Pennisi, M., Pennisi, S., „Wien-Type Oscillators: Evaluation and Optimization of Harmonic Distortion", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, July 2008, Vol. 55, Issue 7, pages: 628 – 632, ISSN : 1549-7747.

- [57] Bahmani F., Sanchez-Sinencio E., „Low THD bandpass-based oscillator using multilevel hard limiter“, *Circuits, Devices & Systems*, IET, April 2007, Vol. 1, Issue 2, pages: 151 – 160, ISSN: 1751-858X.
- [58] A. A. El-Adawy, A.M. Soliman, “A novel fully differential current conveyor and applications for analog VLSI”, *IEEE Transactions on circuits and systems-II: Analog and signal digital processing*, vol. 47, No. 4, Aprilie 2000, pg. 306-313.
- [59] H. F. Hamed, A. El-Gaafary, M. A.A. El-hakeem, “A new differential current conveyor and its application as a four quadrant multiplier”, *Electronics, Circuits and Systems*, ICECS 2001, Vol. 2, pg. 569 – 572, ISBN: 0-7803-7057-0
- [60] Ozoguz, S. Toker, A. Cicekoglu, O. “ First-order allpass sections-based current-mode universal filter using ICCIIs”, *Electronics Letters*, Aug. 2000, Vol. 36, Issue: 17, pg. 1443 – 1444, ISSN: 0013-5194.
- [61] Zeki A., Toker A., “The dual-X current conveyor (DXCCII): a new active device for tunable continuous-time filters”, *International Journal of Electronics*, vol. 89, no. 12, pg. 913-923, 2002, ISSN 0020-7217.
- [62] S. Maheshawari, “Analogue signal processing applications using a new circuit topology” *IET Circuits Devices Syst.*, 2009, vol. 3, Iss. 3, pag. 106-115.
- [63] Yehya H. Ghallab, Wael Badawy, Karan V.I.S Kaler, Brent J. Maundy, “A novel current-Mode Instrumentation Amplifier based on Operational Floating Current Conveyor” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2005, vol. 54, Iss. 5, Pages 1941-1949.
- [64] M. Sagbas, M. Koksall, “An electronically tunable voltage-mode universal filters using two current conveyors”, *Research in Microelectronics and Electronics 2006, Ph. D.* 2006, pages 137-140, ISBN: 1-4244-0157-7
- [65] A. Fabre, F. Wiest, C. Boucheron, “High frequency applications based on a new current controlled conveyor”, *IEEE Transactions on circuits and systems-I: Fundamental theory and applications*, vol. 43, No. 2, Februarie 1996.
- [66] W. Jaikla, M. Siripruchyanan, “Dual-outputs current controlled differential voltage current conveyor and its applications”, *International Symposium on Communications and Information Technologies, 2006. ISCIT '06*, 2006, pages 340-343, ISBN: 0-7803-9741-X
- [67] E. Yuce, S. Minaei, “Electronically tunable simulated transformer and its application to stagger-tuned filter”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Sept. 2008, vol. 57, Iss. 9, pages 2083-2088, ISSN: 0018-9456.
- [68] G. Ferri, N.C. Guerrini, R. Romanato, G. Scotti, A. Trifiletti, “CCII-based high-value inductance simulators with minimum number of active elements”, *18th European Conference on Circuit Theory and Design, 2007. ECCTD 2007*, pages 440-443, ISBN: 978-1-4244-1341-6.
- [69] H. Zouaoui-Abouda, A. Fabre, “New high-value floating controlled resistor in CMOS technology” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, June 2006, vol. 55, Iss. 3, pages 1017-1020, ISSN: 0018-9456.
- [70] P. Martinek, “Lossy FDNR based on CCII- current conveyor”, *Radioelektronika 2006*, Sesion 1: Theory of Electronic Circuits and Systems

- [71] S.S. Rajput, S.S. Jamuar, "Low voltage, low power and high performance current conveyors for low voltage analog and mixed mode signal processing applications" *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 41, pages 21-34, 2004, Kluwer Academic Publishers.
- [72] M. Kumngern, P. Saengthong, S. Junnapiaya, "DDCC-based full-wave rectifier", *5th International Colloquium on Signal Processing & Its Applications, 2009 CSPA 2009*, pages 312-315.
- [73] B. Godara, A. Fabre, "Versatile wideband impedance matching circuit based on current conveyors" *Electronics Letters* March 2007, vol. 43, no. 6.
- [74] Elsayed M. M., Sanchez-Sinencio E., "A Low THD, Low Power, High Output-Swing Time-Mode-Based Tunable Oscillator Via Digital Harmonic-Cancellation Technique", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, May 2010, Vol. 45, Issue 5, pages: 1061-1071, ISSN: 0018-9200.
- [75] Leelasantitham A., Srisuchinwong B., "A high-frequency low-power all-NMOS all-current-mirror sinusoidal quadrature oscillator", *IEEE Region 10 Conference TENCON 2004*, 21-24 Nov, Vol. D, pages 364 – 367. ISBN: 0-7803-8560-8.
- [76] Yuce E., "Negative Impedance Converter With Reduced Nonideal Gain and Parasitic Impedance Effects", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Feb. 2008, Vol. 55, Issue 1, pages: 276-283, ISSN : 1549-8328.
- [77] Kaur J., Prakas, N., Rajput S.S., "Low voltage high performance self cascode CCII", *IEEE International Multitopic Conference, INMIC 2008*, 23-24 Dec., pages: 7-11, Karachi, ISBN: 978-1-4244-2823-6.
- [78] Minch B.A., "Low-Voltage Wilson Current Mirrors in CMOS", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2007*, 27-30 May, pages: 2220-2223, New Orleans, ISBN: 1-4244-0920-9.
- [79] Ramirez-Angulo J., Carvajal R.G., Torralba A., "Low supply voltage high-performance CMOS current mirror with low input and output voltage requirements", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, March 2004, Vol. 51, Issue 3, pages: 124-129, ISSN : 1549-7747.
- [80] Sendi M.S.E., Gatabi I.R., "Improved low voltage all cascode mirror current source using the DC level shifter", *50th Midwest Symposium on Circuits and Systems, MWSCAS 2007*, 5-8 Aug., pages: 171-172, Montreal, ISSN : 1548-3746.
- [81] Kuo-Hsing Cheng, Tsung-Shen Chen, Ching-Wen Kuo, "High accuracy current mirror with low settling time", *IEEE International Symposium on Micro-NanoMechatronics and Human Science*, 2003, 30-30 Dec., Vol. 1, pages: 189-192, Cairo, ISSN : 1548-3746.
- [82] Gianni C., Scotti G., Trifiletti A., Pennisi S., "CMOS body-enhanced cascode current mirror", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2009*, 24-27 May, pages: 1593-1596, Taipei, ISBN: 978-1-4244-3827-3.