

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

โปรแกรม PSpice ที่ใช้วิเคราะห์ในการวิจัย

โปรแกรมการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส

.Subckt OTA1 1 3 4 14 15 16 17 18 19 20 21

*Pinouts in+ in- 0+ 0- 0+ 0- 0+ 0- 0+ 0- OTA1

VDD 1 0 dc 1.2

VSS 2 0 dc -1.2

IB 1 26 200u

M1 7 3 25 25 NMOS1 W=5u L=1u

M2 8 4 25 25 NMOS1 W=5u L=1u

M3 7 7 1 1 PMOS1 W=5u L=1u

M4 8 8 1 1 PMOS1 W=5u L=1u

M5 14 7 1 1 PMOS1 W=5.5u L=1u

M6 12 7 1 1 PMOS1 W=5u L=1u

M7 13 8 1 1 PMOS1 W=5u L=1u

M8 15 8 1 1 PMOS1 W=5.5u L=1u

M9 14 13 2 2 NMOS1 W=3u L=1u

M10 12 12 2 2 NMOS1 W=3u L=1u

M11 13 13 2 2 NMOS1 W=3u L=1u

M12 15 12 2 2 NMOS1 W=3u L=1u

MB3 26 26 2 2 NMOS1 W=5u L=1u

MB4 25 26 2 2 NMOS1 W=5u L=1u

*****0.25um*****

* LOT: T14Y MOSIS WAF: 03

* DIE: N_Area_Fring DEV: N3740/10

* Temp= 27

.MODEL NMOS1 NMOS (LEVEL = 3 TOX = 5.7E-9 NSUB = 1E17 GAMMA = 0.4317311

+PHI = 0.7 VTO = 0.4238252 DELTA = 0 UO = 425.6466519 ETA = 0 THETA = 0.1754054

+ KP = 2.501048E-4 VMAX = 8.287851E4 KAPPA = 0.1686779 RSH = 4.062439E-3 +NFS

= 1E12 TPG = 1 XJ = 3E-7 LD = 3.162278E-11 WD = 1.232881E-8 CGDO = 6.2E-10

+CGSO = 6.2E-10 CGBO = 1E-10 CJ = 1.81211E-3 PB = 0.5 MJ = 0.3282553
 +CJSW = 5.341337E-10 MJSW = 0.5)

.MODEL PMOS1 PMOS (LEVEL = 3 TOX = 5.7E-9 NSUB = 1E17 GAMMA = 0.6348369
 +PHI = 0.7 VTO = -0.5536085 DELTA = 0 UO = 250 ETA = 0 THETA = 0.1573195 +KP
 = 5.194153E-5 VMAX = 2.295325E5 KAPPA = 0.7448494 RSH = 30.0776952 +NFS =
 1E12 TPG = -1 XJ = 2E-7 LD = 9.968346E-13 WD = 5.475113E-9 CGDO = 6.66E-10
 +CGSO = 6.66E-10 CGBO = 1E-10 CJ = 1.893569E-3 PB = 0.9906013 MJ = 0.4664287
 +CJSW = 3.625544E-10 MJSW = 0.5)

*****0.25um*****

M52 16 7 1 1 PMOS1 W=5.5u L=1u
 M92 16 13 2 2 NMOS1 W=3u L=1u
 M53 18 7 1 1 PMOS1 W=5.5u L=1u
 M93 18 13 2 2 NMOS1 W=3u L=1u
 M54 20 7 1 1 PMOS1 W=5.5u L=1u
 M94 20 13 2 2 NMOS1 W=3u L=1u
 M82 17 8 1 1 PMOS1 W=5.5u L=1u
 M122 17 12 2 2 NMOS1 W=3u L=1u
 M83 19 8 1 1 PMOS1 W=5.5u L=1u
 M123 19 12 2 2 NMOS1 W=3u L=1u
 M84 21 8 1 1 PMOS1 W=5.5u L=1u
 M124 21 12 2 2 NMOS1 W=3u L=1u

.Ends OTA1

.Subckt OTA2 2 3 4 14 15 16 17 18 19 20 21

*Pinouts in+ in- 0+ 0- 0+ 0- 0+ 0- 0+ 0- OTA2

VDD 1 0 dc 1.2

VSS 2 0 dc -1.2

IB 1 26 200u

M1 7 3 25 25 NMOS1 W=5u L=1u

M2 8 4 25 25 NMOS1 W=5u L=1u

```

M3      7   7   1   1   PMOS1 W=5u L=1u
M4      8   8   1   1   PMOS1 W=5u L=1u
M5     14   7   1   1   PMOS1 W=5.5u L=1u
M6     12   7   1   1   PMOS1 W=5u L=1u
M7     13   8   1   1   PMOS1 W=5u L=1u
M8     15   8   1   1   PMOS1 W=5.5u L=1u
M9     14  13   2   2   NMOS1 W=3u L=1u
M10    12  12   2   2   NMOS1 W=3u L=1u
M11    13  13   2   2   NMOS1 W=3u L=1u
M12    15  12   2   2   NMOS1 W=3u L=1u
MB3    26  26   2   2   NMOS1 W=5u L=1u
MB4    25  26   2   2   NMOS1 W=5u L=1u

```

*****0.25um*****

* LOT: T14Y MOSIS WAF: 03

* DIE: N_Area_Fring DEV: N3740/10

* Temp= 27

```

.MODEL NMOS1 NMOS ( LEVEL = 3 TOX = 5.7E-9 NSUB = 1E17 GAMMA = 0.4317311
+PHI = 0.7 VTO = 0.4238252 DELTA = 0 UO = 425.6466519 ETA = 0 THETA = 0.1754054
+KP = 2.501048E-4 VMAX = 8.287851E4 KAPPA = 0.1686779 RSH = 4.062439E-3 +NFS
= 1E12 TPG = 1 XJ = 3E-7 LD = 3.162278E-11 WD = 1.232881E-8 CGDO = 6.2E-10
+CGSO = 6.2E-10 CGBO = 1E-10 CJ = 1.81211E-3 PB = 0.5 MJ = 0.3282553
+CJSW = 5.341337E-10 MJSW = 0.5)

```

```

.MODEL PMOS1 PMOS ( LEVEL = 3 TOX = 5.7E-9 NSUB = 1E17 GAMMA = 0.6348369
+PHI = 0.7 VTO = -0.5536085 DELTA = 0 UO = 250 ETA = 0 THETA = 0.1573195 +KP
= 5.194153E-5 VMAX = 2.295325E5 KAPPA = 0.7448494 RSH = 30.0776952 +NFS =
1E12 TPG = -1 XJ = 2E-7 LD = 9.968346E-13 WD = 5.475113E-9 CGDO = 6.66E-10
+CGSO = 6.66E-10 CGBO = 1E-10 CJ = 1.893569E-3 PB = 0.9906013 MJ = 0.4664287
+CJSW = 3.625544E-10 MJSW = 0.5 )

```

*****0.25um*****

```

M52  16  7  1  1  PMOS1  W=5.5u  L=1u
M92  16  13 2  2  NMOS1  W=3u    L=1u
M53  18  7  1  1  PMOS1  W=5.5u  L=1u
M93  18  13 2  2  NMOS1  W=3u    L=1u
M54  20  7  1  1  PMOS1  W=5.5u  L=1u
M94  20  13 2  2  NMOS1  W=3u    L=1u
M82  17  8  1  1  PMOS1  W=5.5u  L=1u
M122 17  12 2  2  NMOS1  W=3u    L=1u
M83  19  8  1  1  PMOS1  W=5.5u  L=1u
M123 19  12 2  2  NMOS1  W=3u    L=1u
M84  21  8  1  1  PMOS1  W=5.5u  L=1u
M124 21  12 2  2  NMOS1  W=3u    L=1u

```

```
.Ends OTA2
```

```
*****
```

```

lin1  1  0  ac 1
lin2  2  0  ac 0
lin3  3  0  ac 0

x1  1  0  2  0  3  0  0  0  0  0  0  OTA1
x2  0  2  1  0  0  0  0  0  0  0  0  OTA1
x3  3  0  4  1  0  0  0  0  0  0  0  OTA1
x4  0  4  3  0  0  0  0  0  0  0  0  OTA1
xq  1  0  5  1  0  0  0  0  0  0  0  OTA2

C1  2  0  0.467n
C2  4  0  0.467n

Ro  5  0  1

.ac  dec  100  0.1k  10Meg

.PROBE

.OP

.END

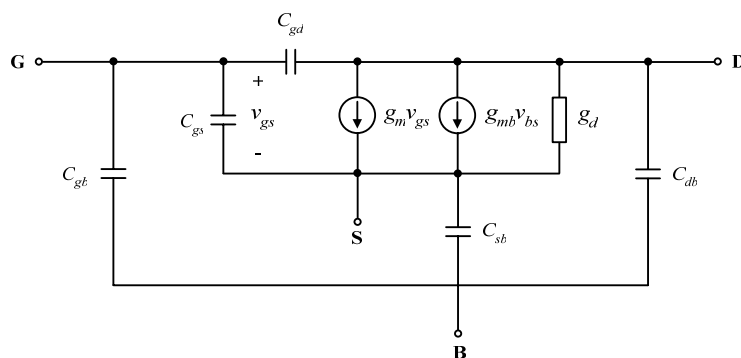
```

ภาคผนวก ข

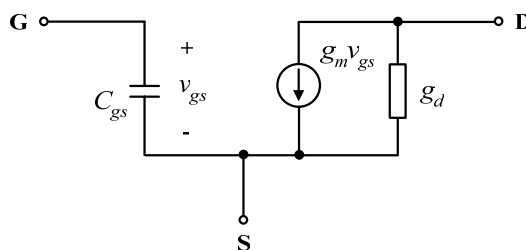
การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกลุ่มย่อย

ข 1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์ เป็นทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติคล้ายกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แต่มีความต่างกัน คือ มอสทรานซิสเตอร์จะมีการทำงานในช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว (Ohmic Region) และในช่วงนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์นี้ปกติจะแสดงดังภาพที่ ข 1.1 (ก) ซึ่งในกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงนำกระแสอิ่มตัว จะเป็นผลทำให้ช่องสนามไฟฟ้า (Channel) ที่ขาเดรนมีความแคบมาก ในช่วงนำกระแสอิ่มตัวนี้แรงดันที่ขาเดรนจะมีผลกระทบกับประจุไฟฟ้าที่ขาเกต และช่องสนามไฟฟ้าน้อยมาก ด้วยเหตุนี้เองอาจกล่าวได้ว่า ตัวเก็บประจุ C_{gd} มีค่าน้อยมากสามารถประมาณได้ว่าเท่ากับศูนย์ ส่วนตัวเก็บประจุ C_{db} และ C_{gb} เป็นตัวเก็บประจุแอบแฝงมีค่าน้อยมาก และในการใช้งานมอส ทรานซิสเตอร์ในช่วงนำกระแสอิ่มตัวในวิทยานิพนธ์จะทำการต่อฐานรอง (Body) เข้ากับขาซอส ทำให้ตัวเก็บประจุ C_{sb} จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอส ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงนำกระแสอิ่มตัว แสดงไว้ดังภาพที่ ข 1.1 (ข)



(ก)



(ข)

ภาพที่ ข 1.1 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ช่วงนำกระแสอิ่มตัว

แบบจำลองที่ใช้สำหรับการเลียนแบบการทำงานด้วย PSpice มีอยู่ 3 แบบที่ใช้กันอย่างกว้างขวาง คือ แบบจำลองระดับหนึ่ง (Level 1 Model), แบบจำลองระดับสอง (Level 2 Model) และแบบจำลองระดับสาม (Level 3 Model)

ข 1.1 แบบจำลองระดับหนึ่ง (Level 1 Model)

เป็นแบบจำลองแบบพื้นฐาน ที่ใช้อ้างอิงเป็นสมการต่าง ๆ แบบพื้นฐาน เหมาะสำหรับการคำนวณพื้นฐานทั่วไปที่ไม่ต้องการวิเคราะห์ค่าความผิดพลาด (Error) ต่าง ๆ ซึ่งถ้าต้องการคำนวณวงจรแบบง่าย ๆ หรือแบบที่ไม่ต้องพิจารณาความผิดพลาดแบบจำลองนี้ก็เพียงพอที่จะใช้งานได้

ข 1.2 แบบจำลองระดับสอง (Level 2 Model)

เป็นแบบจำลองที่ต่างจาก (Level 1 Model) อยู่ 2 ส่วน คือ วิธีการคำนวณค่าผลกระทบของความยาวแขนแนล (Effective Channel Length: λ) และในส่วนของการเปลี่ยนแปลง (Transition) ช่วงนำกระแสการทำงานระหว่างอิ่มตัว และไม่อิ่มตัว ใช้เวลาในการคำนวณการเปลี่ยนแปลง (Transition) ช่วงนำกระแสการทำงานระหว่างอิ่มตัว และไม่อิ่มตัวมาก ในแบบจำลองระดับสองนี้ยังให้ประโยชน์ด้านประสิทธิภาพที่ดีกว่า และสนับสนุนการใช้อุปกรณ์ที่มีแขนแนลแคบ (Short Channel)

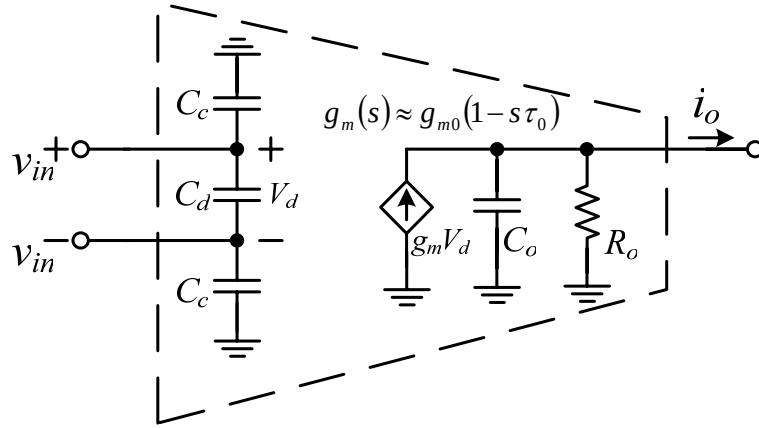
ข 1.3 แบบจำลองระดับสาม (Level 3 Model)

เป็นแบบจำลองที่ผสมผสานตัวแปรจากการสังเกตเข้าไปด้วย (Semi-Empirical Model) โดยที่ตัวแปรต่าง ๆ ที่เพิ่มเติมเข้ามา (จะมีความสัมพันธ์ไม่ชัดเจนว่าส่งผลมาจากคุณสมบัติทางกายภาพของมอสทรานซิสเตอร์) จะทำให้ประสิทธิภาพที่ดีขึ้น ในแบบจำลองระดับสามนี้ยังสามารถลดเวลาในการคำนวณการเปลี่ยนแปลง (Transition) ช่วงนำกระแสการทำงานระหว่างอิ่มตัว และไม่อิ่มตัวมากอีกด้วย

ข 2 การวิเคราะห์คุณสมบัติของ OTAs-C

การวิเคราะห์คุณสมบัติของ OTAs-C ในด้านของผลกระทบเชิงที่ไม่เป็นอุดมคติ ใช้สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่ใช้โครงสร้างดิฟเฟอเรนเชียลสามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ

ทางอิเล็กทรอนิกส์ตามที่ได้มีการนำเสนอ จากการวิเคราะห์โดยใช้รูปแบบทั่วไปของวงจรสัญญาณขนาดเล็กของ OTA แสดงได้ดังภาพที่ ข 2.1



ภาพที่ ข 2.1 วงจรสัญญาณขนาดเล็กของ OTA

จากภาพที่ ข 2.1 คุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจรสัญญาณขนาดเล็กของ OTA คือ มีความแตกต่างระหว่างขั้วของอินพุตทั้งสองจากค่าความจุของ (C_d และ C_c) ส่วนที่เอาต์พุตก็จะเกิดจากค่าความจุ (C_o) ค่าความต้านทาน (R_o) และค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) โดยที่ค่าของทรานสคอนดักแตนซ์จะส่งผลกระทบต่อค่าของความถี่ตอบสนอง โดยผลกระทบดังกล่าวจะส่งผลต่อค่าพารามิเตอร์ที่โพลต่าง ๆ โดยสรุปได้เป็น

$$X_i(s) \approx \frac{g_{mi}\omega_{pi}}{sC_i(s + \omega_{pi})} \approx \frac{g_{mi}}{sC_i(1 + \tau_i s)} ; i = 1, 2, 3... \quad (\text{ข 2.1})$$

เมื่อค่าของ ω_p คือ ค่าพารามิเตอร์โพลอันดับที่สองของ OTAs-C และ $\tau = 1/\omega_p$ ที่ย่านความถี่ $\omega \ll \omega_p$ ดังนั้นค่าพารามิเตอร์โพลของ OTAs-C มีค่าดังสมการที่ (ข 2.2)

$$X_i(s) \approx \frac{g_{mi}}{sC_i}(1 - \tau_i s) \quad (\text{ข 2.2})$$

หรือ

$$g_m(s) \approx g_{m0}(1 - s\tau_0); \quad \omega\tau_0 \ll 1 \quad (\text{ข 2.3})$$

เมื่อ $(\omega\tau_0)$ คือ ค่าพารามิเตอร์โพลอันดับที่สองของ (OTAs-C) และ $(\omega_{0i} = 1/\tau_i)$ ที่ย่านความถี่ $(\omega \ll \omega_0)$ ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอได้เป็น 2 กรณี ดังนี้

- กรณีที่ 1 โดยการกำหนดเงื่อนไข $(g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{mQ} = g_m)$ และ $(C_1 = C_2 = C)$

$$T_{HPn}(s) \cong \frac{s^2}{D_n(s)} \quad (\text{ข 2.4})$$

$$T_{LPn}(s) \cong \frac{\frac{g_m^2}{C^2}(1 - 2s\tau + s^2\tau^2)}{D_n(s)} \quad (\text{ข 2.5})$$

$$T_{APn}(s) \cong \frac{s^2 + \frac{g_m}{C}(s^2\tau - s) + \frac{g_m^2}{C^2}(1 - 2s\tau + s^2\tau^2)}{D_n(s)} \quad (\text{ข 2.6})$$

$$\text{เมื่อ} \quad D_n(s) \cong s^2 \left(1 - \frac{g_m}{C}\tau - \frac{g_m^2}{C^2}\tau^2 \right) + s \left(+ \frac{g_m}{C} - 2\tau \frac{g_m^2}{C^2} \right) + \frac{g_m^2}{C^2} \quad (\text{ข 2.7})$$

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง (ω_{pn}) และ (Q_{pn}) มีค่าเป็น

$$\omega_{pn} \cong \frac{g_m}{C} \quad (\text{ข 2.8})$$

$$\text{และ} \quad Q_{pn} \cong 1 \quad (\text{ข 2.9})$$

จากสมการที่ (ข 2.8) - (ข 2.9) ในการวิเคราะห์เชิงไม่เป็นอุดมคติค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_{pn}) จะไม่มีผลกระทบต่อการปรับค่าความถี่ตอบสนอง (ω_{pn}) ใด ๆ

- กรณีที่ 2 โดยการกำหนดเงื่อนไข ($g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_m$) และ ($C_1 = C_2 = C$)

$$T_{BPn}(s) \cong \frac{\frac{g_{mQ}}{C}(s^2\tau_Q - s)}{D_n(s)} \quad (\text{ข 2.10})$$

$$T_{BRn}(s) \cong \frac{s^2 + \frac{g_m^2}{C^2}[s^2\tau^2 - s(2\tau) + 1]}{D_n(s)} \quad (\text{ข 2.11})$$

$$\text{เมื่อ } D_n(s) \cong s^2 \left(1 - \frac{g_{mQ}}{C}\tau_Q + \frac{g_m^2}{C^2}\tau^2 \right) + s \left(\frac{g_{mQ}}{C} - 2\tau \frac{g_m^2}{C^2} \right) + \frac{g_m^2}{C^2} \quad (\text{ข 2.12})$$

จากสมการที่ (ข 2.10) - (ข 2.12) จะเห็นได้ว่าการวิเคราะห์เชิงที่เป็นอุดมคติจะไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ตอบสนอง (ω_{pn}) ดังสมการที่ (ข 2.13) แต่จะมีผลกระทบต่อค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_{pn}) เป็นดังสมการที่ (ข 2.14)

$$\omega_{pn} \cong \frac{g_m}{C} \quad (\text{ข 2.13})$$

$$Q_{pn} \cong \left(\frac{g_m[s^2\tau^2 - s(2\tau) + 1]}{g_{mQ}[s^2\tau\tau_Q - s(\tau + \tau_Q) + 1]} \right) \quad (\text{ข 2.14})$$

จากสมการที่ (ข 2.10) - (ข 2.12) สำหรับกรณี $Q \gg 1$ ที่ช่วงความถี่ต่ำ โพลตัวที่สองของ OTA_i (แสดงด้วยค่า τ_i) จะไม่มีผลกระทบต่อโพลของวงจร และที่ช่วงความถี่สูง โพลตัวที่สองของ OTA_i จะมีอิทธิพลต่อค่า ตัวประกอบคุณภาพ Q_{pn} ในส่วนของค่า g_{mQ} ตามสมการที่ (ข 2.14) หมายถึงเมื่อต้องการให้ค่า Q_{pn} สูงมาก นั่นคือค่าของ g_{mQ} จะต้องมีย่านน้อยมาก ซึ่งทำให้ค่าของ τ_Q มีค่าสูงขึ้นและที่ช่วงความถี่สูงการปรับค่า Q_{pn} ด้วยค่า g_{mQ} จะมีผลกระทบจาก τ_Q เป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นข้อจำกัดของการปรับค่า Q_{pn} ในส่วน of ค่าความถี่ตอบสนอง ω_{pn} จะไม่มีผลกระทบในกรณีดังกล่าว

ภาคผนวก ก
งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

งานวิจัยนี้นำเสนอในหัวข้อ การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสนิคมสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต ที่ใช้โครงสร้างคิฟเฟอร์เร็นซีเอเตอร์สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระทางอิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการเขียนเป็นบทความวิจัยสำหรับนำเสนอในการประชุมวิชาการนานาชาติ [1] และนำเสนอลงในวารสาร [2] ซึ่งได้มีการตีพิมพ์เป็นที่เรียบร้อยแล้ว คือ

- [1] Montri Somdunayakanok. "Three Inputs Single Output Current Mode Universal Filter." **IEEJ International Analog VLSI Workshop 2009 (12th)**. Chiangmai Thailand. November 18-20, 2009. pp. 113 – 116

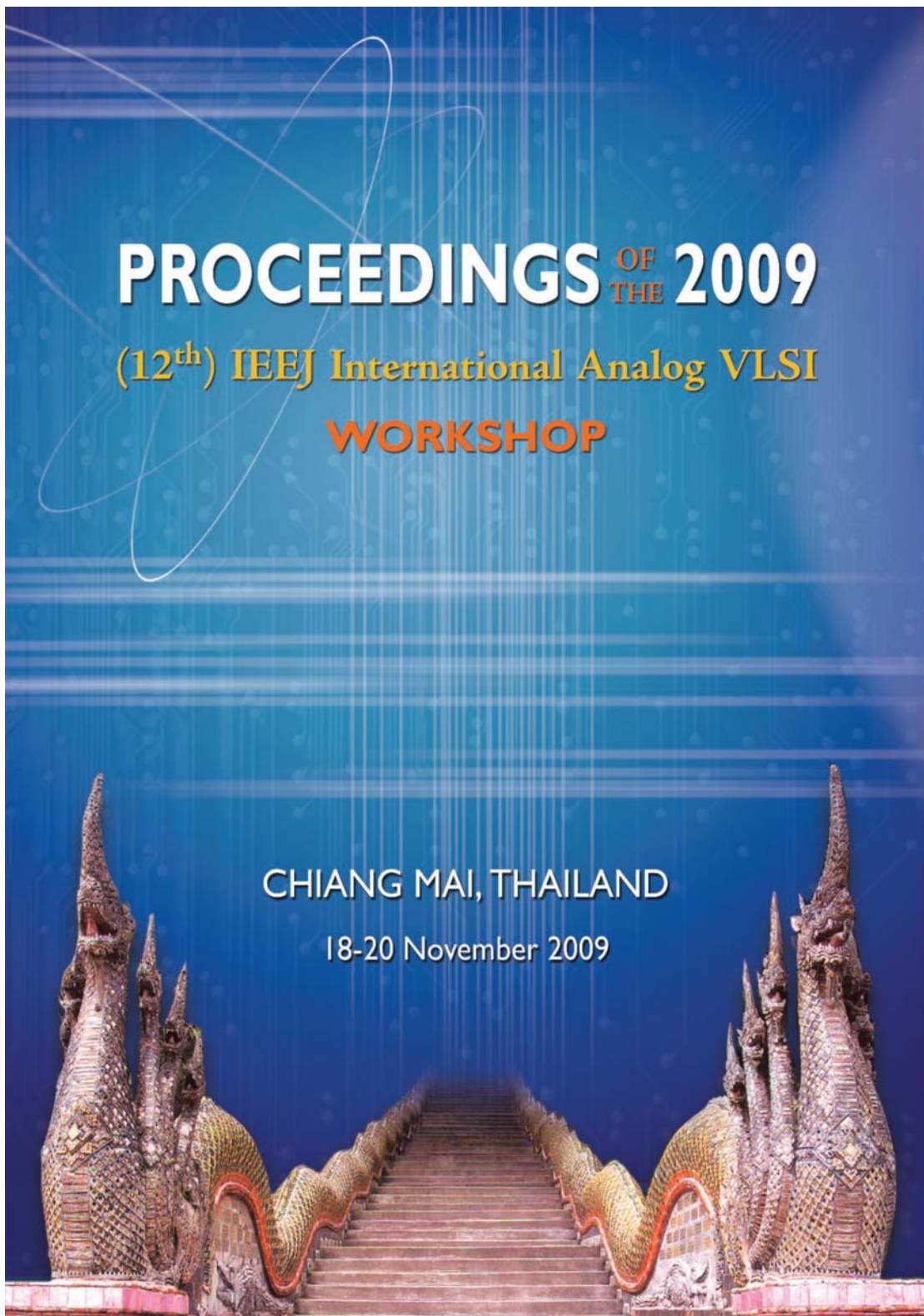
- [2] มนตรี สมดุลยกันก. "วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบซิมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ." **วารสารวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม**. ปีที่ 11 ฉบับที่ 1 เล่มที่ 20. มกราคม-มิถุนายน 2553. หน้า 19-26

PROCEEDINGS OF THE 2009

(12th) IEEEJ International Analog VLSI
WORKSHOP

CHIANG MAI, THAILAND

18-20 November 2009



Three Inputs Single Output Current Mode Universal Filter

Montri Somdunyakanok

Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering,
Siam University, Bangkok 10160, Thailand.

Tel. +66 2 4570068 Ext.123, Fax. +66 2 4573982, Email: monsom@siamu.com

Abstract— This paper presents a new current mode universal filters employing only two lossless differentiators by which the obtained result still achieves the advantages obtained by employing OTAs and two grounded capacitors. The proposed filter consists of three inputs and single output, where either one of five filtering transfer functions (LPF, HPF, BPF, BRF, APF) can be achieved by proposes structure. In addition, parameters orthogonally with frequency response (ω_p) of quality factor (Q_p) can be also electronically tuned. Characteristics of the proposed filter are simulated using PSpice and its results are in agreement with the theory.

Keyword: universal filter, differentiator, OTA

I. INTRODUCTION

In currently analog signal processing area, current mode analog filters are rapidly developed which have more advantages than voltage mode counterpart. Recently current mode filters have been reported which are preferred to use several active devices such as Current Follower (CF), Current Conveyor (CCII) and Operational Transconductance Amplifier (OTA) [1-3].

Biquadratic transfer function is widely used in order to the filters synthesis. Many kinds of filter can be realized based on only integrators building blocks. [4-10]. However, integrator circuit performs as a low-pass filter. In high frequency, stage gain of integrator is decayed due to components bandwidth and integrator characteristic. In order to realization of filter, magnitude response of filter in high-frequency would be unstable according to the mention characteristic. Differentiator circuit performs as high-pass filter that compensated with component bandwidth for stabilized of magnitude response in high frequency.

This paper presents an analysis and design of biquadratic filter based on differentiator realization. Basic MO-OTAs and grounded capacitors are mainly components which pave a way to further integrated circuit production. Low-pass function is supposed and raised up to initial the filter synthesis. Current-mode five types of basic second-order filter functions are obtained by the same topology. Multiple inputs and single output is obtained with its electronically tuning of frequency response (ω_p) and quality factor (Q_p) without disturbed of each others.

II. GENERAL PRINCIPLE

A) Biquadratic function

Biquadratic equation in term of low-pass filter can be expressed as

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{ab}{s^2 + sb + ab} \quad (1)$$

Rearrangement Eq.(1), differentiator forming of Eq.(1) becomes

$$Y(s) = X(s) - \frac{Y(s)s^2}{ab} - \frac{s}{b} \quad (2)$$

It consists of two differentiators, a proportional block and a summing function. The block diagram of Eq.(2) can generally be described in Fig.1.

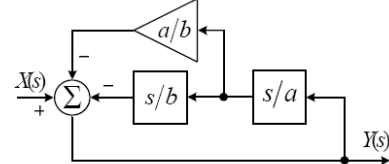


Fig.1 LPF function based on differentiator blocks

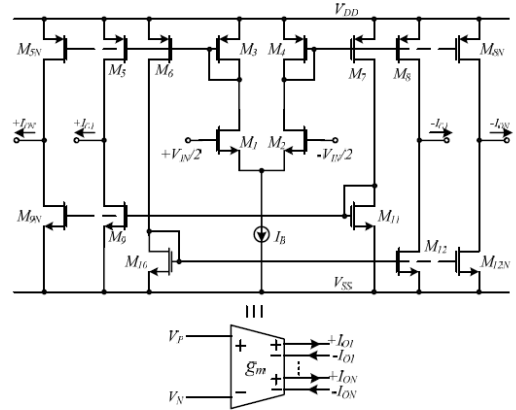


Fig.2 Basic MO-OTA circuit

B) Multiple Outputs OTA

A simple CMOS Multiple Output OTA, (MO-OTA) [10] as shown in Fig.2 is a versatile device that given multiple plus/minus output currents while applying a differential voltage input. The output current and differential input relation named the transconductance is given by

$$\pm \frac{I_O}{V_{in}} = g_m = \sqrt{(I_B)(\mu_0 C_{ox} W/L)_{1,2}} \quad (3)$$

From Eq.(1), where μ_0 , C_{ox} , W and L represent for surface mobility, oxide capacitance, channel width and length of MOS transistor, respectively. Consequently, (g_m) can be tuned electronically by current biased. (I_B)

III. CIRCUIT DESCRIPTION

A) OTA-C Differentiator Circuits

Considering the principle block diagram in Fig.1 the lossless differentiator block needs to realization which preferred to use MO-OTA and grounded capacitor. The realization of OTA based lossless differentiator is depicted in Fig.3 and its equation is expressed in Eq.(4)

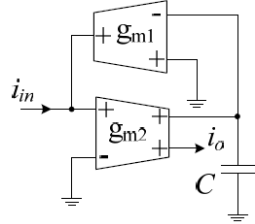


Fig.3 OTA based lossless differentiator

$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{sC}{g_{m1}} \quad (4)$$

B) Current-mode universal filter

From block diagram Fig. 1 and lossless differentiator Fig.3, current-mode biquadratic filter is constructed as shown in Fig.4. It can be seen that g_{m3} is disappeared in Eq.(5) because it is prior cancelled from Eq.(4).

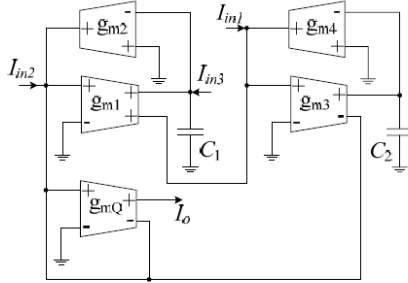


Fig.4 Proposed current mode universal filter

$$I_o(s) = \frac{I_{in1}s^2 \frac{g_{mQ}}{g_{m1}} - I_{in2}s \frac{g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_2} + I_{in3} \frac{g_{m2}g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_1C_2}}{D(s)} \quad (5)$$

Whereas denominator is $D(s) = s^2 + s \frac{g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_2} + \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2}$ which compared to the standard biquadratic equations in Eq.(6) then the parameters are found to be

$$D(s) = s^2 + s \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2 \quad (6)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (7)$$

$$Q_p = \frac{g_{m1}}{g_{mQ}} \sqrt{\frac{g_{m2}C_2}{g_{m4}C_1}} \quad (8)$$

From Eq.(5), it can be seen that five types of filter function can be obtained by applying appropriated inputs by following conditions:

- For LPF, $I_{in1} = I_{in2} = 0$ and $I_{in3} = I_{in}$
- For BPF, $I_{in1} = I_{in3} = 0$ and $I_{in2} = I_{in}$
- For HPF, $I_{in2} = I_{in3} = 0$ and $I_{in1} = I_{in}$
- For BRF, $I_{in2} = 0$ and $I_{in1} = I_{in3} = I_{in}$
- For APF, $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3} = I_{in}$

For LPF, HPF and APF, $g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{mQ} = g_m$ and $C_1 = C_2 = C$ are defined for $Q_p=1$. For BPF and BRF, $g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_m$ and $C_1 = C_2 = C$ are defined that (Q_p) is obviously therefore adjusted by (g_{mQ}) and (g_{m1}) .

IV. CIRCUIT SENSITIVITY

Sensitivity of filter is an important parameter for evaluate its performance. Passive and active components sensitivities with respect to frequency cut-off ($S_x^{\omega_p}$) and quality factor ($S_x^{Q_p}$) are considered which can be expressed in Eq.(9)-(12)

$$S_{g_{m1}}^{\omega_p} = S_{g_{mQ}}^{\omega_p} = 0 \quad (9)$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_p} = S_{g_{m4}}^{\omega_p} = \frac{1}{2}, \quad S_{C_1}^{\omega_p} = S_{C_2}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \quad (10)$$

$$S_{g_{m2}}^{Q_p} = S_{C_1}^{Q_p} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m4}}^{Q_p} = S_{C_2}^{Q_p} = -\frac{1}{2} \quad (11)$$

$$S_{g_{m1}}^{Q_p} = 1, \quad S_{g_{mQ}}^{Q_p} = -1 \quad (12)$$

V. Non-ideal Analysis

In this section we discuss the effects of non-idealities of the OTA-C on the transfer function of the proposed multifunction filter. The schematic and symbol of a basic OTA are shown in Fig.2. The characterization of the OTA plays an important role when dealing with a wide frequency range of operation. An OTA macromodel is desirable to facilitate filter performance characterization. A simple practical small signal OTA macromodel is shown in Fig.5.

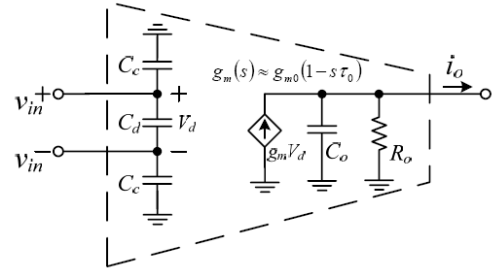


Fig.5 Generic small signal OTA macromodel

The macromodel components are characterized by (i) the differential and common mode input capacitances, C_d

and (C_c), respectively, (ii) the output capacitance and resistance (conductance), (C_o) and (R_o), (g_o), respectively, and (iii) the frequency dependent transconductance.

$$g_m(s) \approx g_{m0}(1 - s\tau_0); \quad \omega\tau_0 \ll 1 \quad (13)$$

Where ($\omega\tau_0$) is denominated the excess phase and is typically evaluated around the operation frequency (ω_b). The ($\omega_b = 1/\tau_i$) denotes the second pole of several OTA-C integrators. In the frequency range ($\omega \ll \omega_b$) of our interest, current mode transfer function of each filter can be described by 2 parts as follows

• **Part 1:** ($g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{m0} = g_m$) and ($C_1 = C_2 = C$)

$$D_n(s) \equiv s^2 \left(1 - \frac{g_m}{C} \tau - \frac{g_m^2}{C^2} \tau^2 \right) + s \left(\frac{g_m}{C} - 2\tau \frac{g_m^2}{C^2} \right) + \frac{g_m^2}{C^2} \quad (14)$$

$$T_{LPn}(s) \equiv \frac{\frac{g_m^2}{C^2} (1 - 2s\tau + s^2\tau^2)}{D_n(s)} \quad (15)$$

$$T_{HPn}(s) \equiv \frac{s^2}{D_n(s)} \quad (16)$$

$$T_{APn}(s) \equiv \frac{s^2 + \frac{g_m}{C} (s^2\tau - s) + \frac{g_m^2}{C^2} (1 - 2s\tau + s^2\tau^2)}{D_n(s)} \quad (17)$$

Parameters (ω_{pn}) and (Q_{pn}) become

$$\omega_{pn} \equiv \frac{g_m}{C} \quad (18)$$

$$\text{and} \quad Q_{pn} \equiv 1 \quad (19)$$

From Eq.(18) and (19), It found that (ω_{pn}) does not affected from parasitic poles but (Q_{pn}) received small effected from parasitic poles.

• **Part 2:** ($g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_m$) and ($C_1 = C_2 = C$)

$$D_n(s) \equiv s^2 \left(1 - \frac{g_m Q}{C} \tau_Q + \frac{g_m^2}{C^2} \tau^2 \right) + s \left(\frac{g_m Q}{C} - 2\tau \frac{g_m^2}{C^2} \right) + \frac{g_m^2}{C^2} \quad (20)$$

$$T_{BPN}(s) \equiv \frac{\frac{g_m Q}{C} (s^2\tau_Q - s)}{D_n(s)} \quad (21)$$

$$T_{BRn}(s) \equiv \frac{s^2 + \frac{g_m^2}{C^2} [s^2\tau^2 - s(2\tau) + 1]}{D_n(s)} \quad (22)$$

From Eq.(20)-(22), it found that parameters (ω_{pn}) does not affected from parasitic poles but (Q_{pn}) received small effected from parasitic poles in high frequency as described in Eq.(23) and (24).

$$\omega_{pn} \equiv \frac{g_m}{C} \quad (23)$$

$$Q_{pn} \equiv \left(\frac{g_m [s^2\tau^2 - s(2\tau) + 1]}{g_m Q [s^2\tau_Q - s(\tau + \tau_Q) + 1]} \right) \quad (24)$$

VI. SIMULATION RESULTS

Proposed OTA universal filter is simulated by PSpice. MO-OTA uses MOSIS TSMC 0.25 μ m model with ± 1.2 V power supplies. The transistor aspect ratios are listed in Table.1

Table1. Aspect ratio of transistor for CMOS MO-OTA

Transistor	W(μ m)	L(μ m)
$M_1, M_2, M_3, M_4, M_6, M_7$	5	1
M_5, M_8	5.5	1
M_9-M_{12}	3	1

Filter characteristics are exhibited in Fig.5 and 6 for confirm the electronically tunable of natural frequency (ω_p). The capacitors C_1 and C_2 are supposed of 10pF while varied the biased current (I_B) at 1 μ A and 100 μ A. Frequency response are respectively illustrated around 200kHz and 4.5MHz.

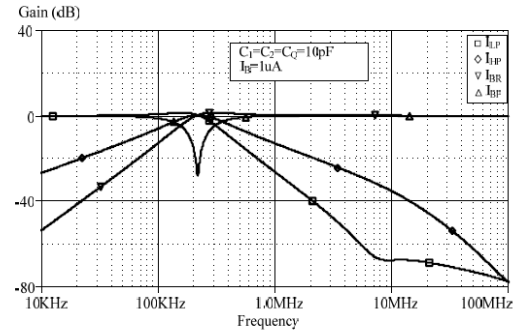


Fig.5 Filter characteristics while ($I_B = 1\mu$ A)

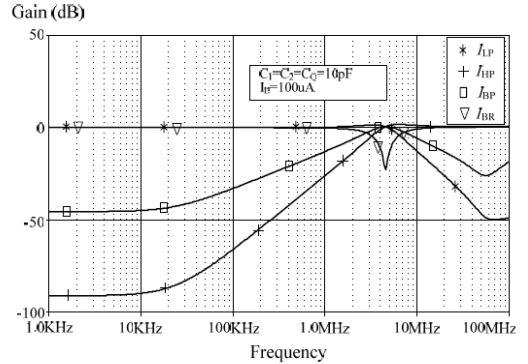


Fig.6 Filter characteristics while ($I_B = 100\mu$ A)

BPF and BRN results are shown in Fig.7 and 8 for confirm the adjusting of quality factor (Q_p) is independent with frequency cut-off (ω_p). Biased current (I_B) and capacitors ($C_1=C_2$) are respectively supposed at 100 μ A and 0.46nF. It found that the adjusting of (Q_p) can be tuned by (I_{BQ}) without any effects to (ω_p).

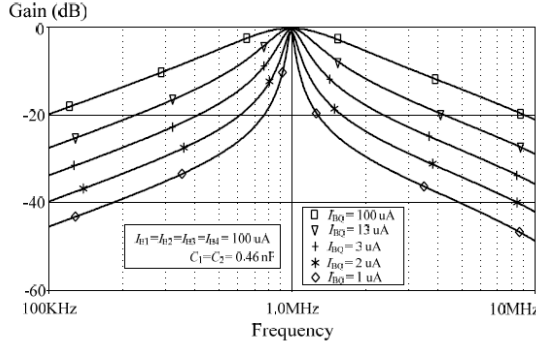
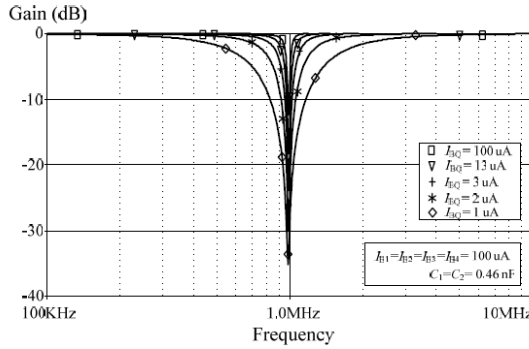
Fig.7 BPF characteristics while I_{BQ} is adjustedFig.8 BRF characteristics while I_{BQ} is adjusted

Fig.9 shows an all-pass response at 1MHz which is obviously seen that low-magnitude fluctuation at center frequency. Fig.10 shows the plots of frequency response against varied (I_B) and C . They are totally in agreement with the theoretical.

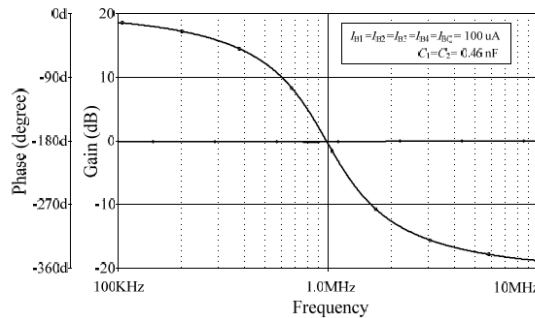
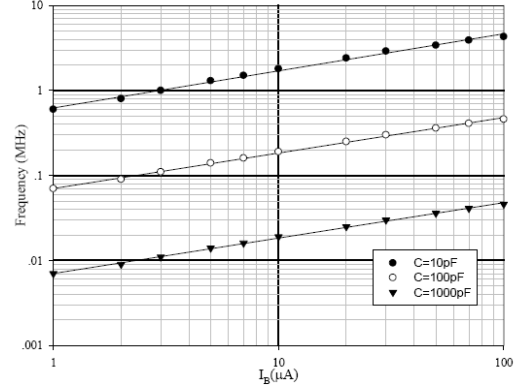


Fig.9 APF characteristics at 1 MHz

VII. CONCLUSION

This paper introduces a current mode universal filter which realizes by biquadratic transfer function. Low-pass biquadratic transfer function is synthesis by using differentiator blocks for taking their benefits. MO-OTAs and two grounded capacitors are supposed for such implementation. Five types standard filter function are obtained with electronically tunable characteristic of orthogonally frequency cut-off (ω_p) and quality factor (Q_p)

Fig.10 Frequency response comparison against various biased current (I_B) with different C

ACKNOWLEDGMENTS

This work is supported by the Grant of the research program of Siam University. The author also would like to thank my colleagues Dr. Sompongse Toomsawasdi and Asst. Prof. Dr. Pipat Prommee for his contributions to improve this paper.

REFERENCES

- [1] S. I. Liu, J. J. Chen, Y. S. Hwang, "New Current mode Biquad filters using current follower," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 42, pp.380-383, July 1995.
- [2] E. O. Gunes, A. Toker and S. Ozoguz, "Insensitive current-mode universal filter with minimum component using dual-output current conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp.524-525, April 1999.
- [3] E. Sanchez-sinencio, R. L. Geiger and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Continuous-Time Two Integrator Loop OTA filter structures," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 35, pp.936-946, Aug. 1988.
- [4] W. J. Kerwin, L. P. Huelsman, and R. W. Newcomb, "State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer function," *IEEE Trans. Solid-state Circuits*, vol. SC-2, pp.87-92, 1967.
- [5] C. Chang, "New multifunction OTA-C biquads," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol.46, pp.820-824, June 1999.
- [6] C. Chang and S. Pai, "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 47, pp.1235-1238, Aug. 2000.
- [7] C. Chang, B. M. Al-Hashimi and J. N. Ross, "Unified active filter biquad structure," *IEE Proc. (part G)*, vol.151, pp.273-277, Aug. 2004.
- [8] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filter," *Int. J. Electron.*, vol. 76, pp.1115-1120, 1994.
- [9] M. T. Abuelma'atti and A. Bentrchia, "New universal current-mode multiple-input multiple-output OTA-C filter," *Proc. of APCCAS*, pp.1037-1039, Dec. 2004.
- [10] P.E. Allen and D.R. Holberg, "CMOS Analog circuit design," Holt Rinehart and Winston, Inc., 1987.



วารสาร วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสกลนคร

ISSN 1513-4652

ปีที่ 11 ฉบับที่ 1 ลำดับที่ 20 มกราคม - มิถุนายน 2553

สารบัญ

- 1 การประยุกต์ใช้เครื่องมือคุณภาพในการหาแนวทางการเพิ่มผลผลิต
และลดปริมาณงานระหว่างทำ
พิมพ์ชนก ไทศาลาณูมาศ และ นภัสสรวงศ์ ไรจนโรวรรณ
- 13 สารไฮโดรคาร์บอนสำหรับศตวรรษที่ 21
ภาระของสถาบันวิจัยสารไฮโดรคาร์บอนโลเคอร์
วันเพ็ญ วสุพงษ์พันธ์
- 19 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถ
ปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ
มนตรี สมดุลยกันก
- 27 การศึกษาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของสมรรถนะเชิงทางความร้อนของ
บ้านจำลองภายใต้สภาวะอากาศแบบร้อนชื้นของกรุงเทพมหานคร
ปรีดา จันทวงษ์
- 41 การทำนายอัตราการเผาไหม้ของเชื้อเพลิงชีวภาพและน้ำมันดีเซล
สุรัชย์ จิระชาคริต
- 51 การพัฒนาวัสดุทดลองขึ้นรูปต้นแบบเพื่อใช้กับเครื่องกัดซีเอ็นซี
พิทักษ์พงษ์ บุญประสม และ พรชัย เปรมไกรสร
- 59 การประยุกต์ใช้แบบจำลองฮิดเดนมาร์คอฟในการรู้จำเสียงพยางค์ระดับภาษาไทย
นลินรัตน์ วิศวภิตติ และ พกกิจ สุวัฒน์ดี
- 67 เปรียบเทียบอัตราการใช้น้ำมันเชื้อเพลิง
ระหว่างเครื่องยนต์แบบคาร์บูเรเตอร์และหัวฉีด
ทวีศักดิ์ ปิยะพัฒน์นันท์
- 73 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในเรโซแนนท์
อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิฟเฟอเรนเชียลที่คำนึงถึงผลของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของมอสเฟต
สำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง
ยุ่งยุทธ นาราชภูมิ
- 86 รูปแบบบทความที่เสนอ
- 92 แบบฟอร์มขอส่งบทความ

จัดพิมพ์โดย คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสกลนคร

ราคา 80 บาท

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าตัวประกอบ
คุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ

CMOS-based Three-Input Single-Output Universal Filter with Independent Tunable Pole-Q

มนตรี สมดุลยกนก

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

235 ถนนเพชรเกษม บางหว้า ภาษีเจริญ กรุงเทพฯ 10160

โทร: 0-2457-0068 ต่อ 123 E-mail: monsom@siamu.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสียที่สังเคราะห์มาจากวงจรโอทีเอชนิดหลายเอาต์พุตที่ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์เป็นอุปกรณ์หลัก วงจรที่นำเสนอสามารถกำหนดฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ได้ห้ารูปแบบ (LPF, HPF, BPF, BRF และ APF) ภายในวงจรเดียวกัน อีกทั้งยังสามารถปรับจูนค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นอิสระจากค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) โดยมีค่าความไวต่ออุปกรณ์ค่อนข้างต่ำ คุณลักษณะของวงจรที่ได้ถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice พบว่ามีความสอดคล้องกับคุณสมบัติในทางทฤษฎีเป็นอย่างดี

Abstract

This paper presents CMOS-based three-input single-output universal filters with independent tunable pole-Q. The structure of circuit based upon lossless differentiator

synthesized from multi-output OTAs, together with grounded capacitors. The proposed universal filter can be realized as five different filtering transfer functions (LPF, HPF, BPF, BRF and APF) within the same circuit. Its quality factor (Q_p) can be adjusted electronically independent of its frequency response (ω_p) and in addition, its sensitivity is relatively low. Characteristics of the obtained circuit are simulated by the PSpice program and they are found to agree well with the theory.

1. บทนำ

การประมวลสัญญาณอนาล็อกในปัจจุบันวงจรกรองความถี่ได้ถูกออกแบบ และมีการพัฒนามาอย่างต่อเนื่องสำหรับการทำงานในรูปแบบของกระแส เป็นที่ทราบกันเป็นอย่างดี มีข้อดีกว่าวงจรที่ทำงานในรูปแบบแรงดัน จากงานวิจัยในอดีตพบว่าได้มีการออกแบบวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแส ซึ่งใช้อุปกรณ์แอคทีฟ เช่น วงจรตามกระแส (Current follower: CF) [1] วงจรขยายพิกัดกระแส (CCII) [2] และวงจรขยายความนำ (Operational transconductance amplifier: OTA) [3-8] เป็นต้น

สมการไบควอดเรติก (Biquadratic) นับเป็นหลักการที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง และมีการนำมาวิเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากหลักการดังกล่าวสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ได้หลายรูปแบบ ซึ่งการทำงานของวงจรที่กล่าวมาส่วนใหญ่จะใช้โครงสร้างแบบวงจรอินทิเกรเตอร์เป็นหลัก [3-9] โดยจะมีการทำงานลักษณะคล้ายกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งขณะทำงานในช่วงความถี่สูงจะทำให้อัตราขยายมีการลดลงและเมื่อถูกสร้างให้เป็นวงจรกรองความถี่ จะทำให้เกิดการลดลงของอัตราขยายที่ความถี่สูงขึ้น ประกอบกับแบนด์วิดท์ของอุปกรณ์ในวงจรประเภทแอกทีฟก็จะมีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านด้วยเช่นกัน จึงทำให้อัตราขยายมักจะไม่ใช่ที่ช่วงความถี่ที่สูงขึ้น แต่ในกรณีของโครงสร้างแบบดิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์ จะมีคุณสมบัติในการทำงานลักษณะคล้ายกันกับวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ซึ่งขณะทำงานในช่วงความถี่สูงจะทำให้อัตราขยายมีค่าสูงขึ้น เพื่อทำการชดเชยให้กับการตอบสนองความถี่ของอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟในวงจร และเมื่อมีการนำไปสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ จึงทำให้มีความเสถียรในช่วงความถี่ที่สูงขึ้น เพื่อให้สำหรับการชดเชยให้กับแบนด์วิดท์ของอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟด้วยเช่นกัน

บทความนี้เป็นการนำเสนอ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบซิมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ โดยใช้สมการไบควอดเรติกจากสมการของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) เพื่อใช้เป็นสมการตั้งต้นที่สังเคราะห์โครงสร้างจากวงจรดิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์โดยมีโอทีเอและตัวเก็บประจุแบบต่อ

กราวด์เป็นอุปกรณ์หลัก เพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่ชนิดหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (Multiple-input single-output: MISO) รูปแบบกระแสที่สามารถปรับค่าความถี่ตอบสนองและค่าตัวประกอบคุณภาพโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นอิสระ อีกทั้งยังให้คุณสมบัติของวงจรกรองอื่น ๆ ได้อย่างครบถ้วน

2. ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ไบควอดเรติก (Biquadratic)

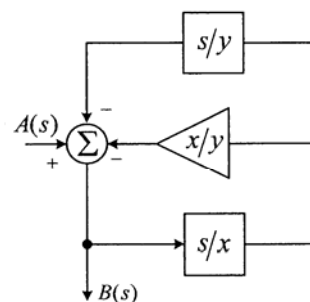
สมการที่ (1) เป็นสมการตั้งต้นของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF: Low-pass filter) อาศัยหลักการของฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดเรติกมาช่วยในการวิเคราะห์สมการตั้งต้นดังกล่าว สำหรับฟังก์ชันการถ่ายโอนสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) มีค่าเป็นดังสมการที่ (1)

$$\frac{B(s)}{A(s)} = \frac{xy}{s^2 + sy + xy} \quad (1)$$

ทำการปรับสมการที่ (1) ให้อยู่ในรูปโครงสร้างของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์ ดังสมการที่ (2)

$$B(s) = A(s) - \frac{B(s)s^2}{xy} - \frac{s}{y} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2) นำมาออกแบบเป็นบล็อกไดอะแกรมตามหลักการที่นำเสนอ ดังรูปที่ 1



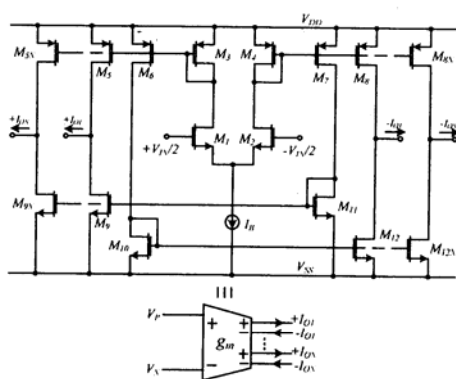
รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมตามหลักการที่นำเสนอ

2.2 วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซีมอส (CMOS MO-OTA)

วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซีมอส (CMOS Multiple output operational transconductance amplifier: CMOS MO-OTA) ดังรูปที่ 2 มีคุณสมบัติเอาต์พุตเป็นกระแสอินพุตเป็นแรงดัน [10] ซึ่งสมการความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตมีค่าเป็น

$$\pm \frac{I_o}{V_{in}} = g_m = \sqrt{(I_B)(\mu_o C_{ox} W/L)_{1,2}} \quad (3)$$

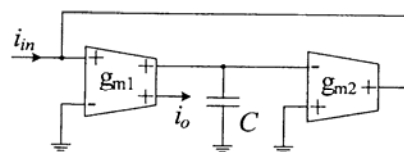
จากสมการที่ (3) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่าของกระแสไบอัส (I_B) ที่โอทีเอ



รูปที่ 2 วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซีมอส

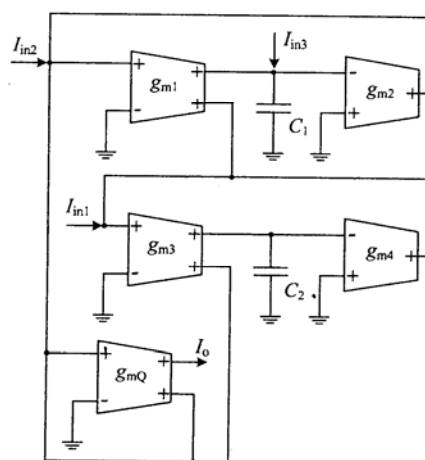
2.3. วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสีย (Lossless differentiator)

จากบล็อกไดอะแกรมตามหลักการในรูปที่ 1 เป็นการสังเคราะห์จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสีย (Lossless differentiator) ที่สร้างจากวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซีมอสและตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ แสดงได้ดังรูปที่ 3 โดยมีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็นดังสมการที่ (4)



รูปที่ 3 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสีย

$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{sC}{g_{m2}} \quad (4)$$



รูปที่ 4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ได้นำเสนอ

3. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ได้นำเสนอ

จากบล็อกไดอะแกรมตามหลักการในรูปที่ 1 และวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสียในรูปที่ 3 ถูกสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสที่ได้นำเสนอ แสดงดังรูปที่ 4 โดยมีฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ทั้ง 5 รูปแบบ คือ (LPF, HPF, BPF, BRF และ APF) แสดงได้ดังสมการที่ (5) – (9) ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าของ (g_{m3}) ไม่มีผลต่อสมการที่ (5) – (9) แต่อย่างไรก็ตามจากการจะถูกหักล้างค่าของ (g_{m3}) กันหมดตามสมการที่ (4)

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{in3} \frac{g_{m2} g_{m4} g_{mQ}}{g_{m1} C_1 C_2}}{D(s)} \quad (5)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{in1}s^2 \frac{g_{mQ}}{g_{m1}}}{D(s)} \quad (6)$$

$$T_{BP}(s) = -\frac{I_{in2}s \frac{g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_2}}{D(s)} \quad (7)$$

$$T_{BR}(s) = \frac{I_{in1}s^2 \frac{g_{mQ}}{g_{m1}} + I_{in3} \frac{g_{m2}g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_1C_2}}{D(s)} \quad (8)$$

$$T_{AP}(s) = \frac{I_{in1}s^2 \frac{g_{mQ}}{g_{m1}} - I_{in2}s \frac{g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_2} + I_{in3} \frac{g_{m2}g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_1C_2}}{D(s)} \quad (9)$$

$$\text{โดยที่ } D(s) = s^2 + s \frac{g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_2} + \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} \quad (10)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (10) เปรียบเทียบได้กับรูปแบบของสมการไบควอดเรติกได้คือ

$$D(s) = s^2 + s \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2 \quad (11)$$

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง (ω_p) และ (Q_p) มีค่าเป็น

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (12)$$

$$\text{และ } Q_p = \frac{g_{m1}}{g_{mQ}} \sqrt{\frac{g_{m2}C_2}{g_{m4}C_1}} \quad (13)$$

จากสมการที่ (5) – (9) สามารถสรุปเป็นเงื่อนไขของการกรองความถี่ในรูปแบบ คือ (HPF, LPF, BPF, BRF และ APF) ได้เป็น

การกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass filter: HPF) กำหนดโดย $I_{in2} = I_{in3} = 0$ และ $I_{in1} = I_{in}$

การกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter: LPF) กำหนดโดย $I_{in1} = I_{in2} = 0$ และ $I_{in3} = I_{in}$

การกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (Band-pass filter: BPF) กำหนดโดย $I_{in1} = I_{in3} = 0$ และ $I_{in2} = I_{in}$

การกรองความถี่ที่ต้องการออก (Band-reject filter: BRF) กำหนดโดย $I_{in2} = 0$ และ $I_{in1} = I_{in3} = I_{in}$

การกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass filter: APF) กำหนดโดย $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3} = I_{in}$

กรณีของ (HPF, LPF และ APF) ต้องกำหนดให้ ($g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{mQ} = g_m$) และ ($C_1 = C_2 = C$) เมื่อ ($Q_p = 1$) ในกรณีของ (BPF และ BRF) นั้นต้องกำหนดให้ ($g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_m$) และ ($C_1 = C_2 = C$) และจากสมการที่ (12) ในการปรับค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) สามารถทำได้โดยการปรับค่าเกนของโอทีเอทั้งสอง ซึ่งถ้าโอทีเอทั้งสองมีค่าเท่ากันจะเห็นได้ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนองจะมีความเสถียร

ส่วนกรณีการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) จากสมการที่ (13) นั้น สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระโดยไม่มีผลต่อค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) ทำได้จากการปรับค่ากระแสไบอัสของโอทีเอที (I_{BT}) หรือ (I_{BQ}) ดังกล่าว

4. ค่าความไวของวงจร (Circuit sensitivity)

สิ่งที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ คือ ค่าความไวต่ออุปกรณ์แอคทีฟหรือพาสซีฟที่มีผลต่อความถี่ตอบสนอง ($S_x^{\omega_p}$) และค่าตัวประกอบคุณภาพ ($S_x^{Q_p}$) เมื่อ (x) คือ อุปกรณ์แอคทีฟหรือพาสซีฟของแต่ละตัว ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_p} = S_{g_{mQ}}^{\omega_p} = 0 \quad (14)$$

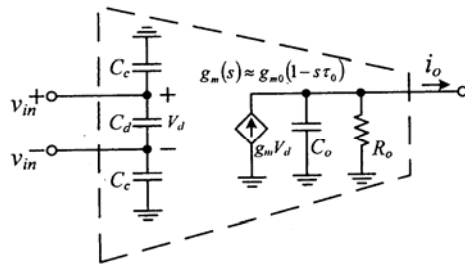
$$S_{g_{m2}}^{\omega_p} = S_{g_{m4}}^{\omega_p} = \frac{1}{2}, \quad S_{C_1}^{\omega_p} = S_{C_2}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \quad (15)$$

$$S_{g_{m2}}^{Q_p} = S_{C_2}^{Q_p} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m4}}^{Q_p} = S_{C_1}^{Q_p} = -\frac{1}{2} \quad (16)$$

$$S_{g_{m1}}^{Q_p} = 1, \quad S_{g_{mQ}}^{Q_p} = -1 \quad (17)$$

5. การวิเคราะห์คุณสมบัติของ OTAs-C

การวิเคราะห์ผลกระทบในเชิงที่ไม่เป็นอุดมคติของ (OTAs-C) สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรของความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ จากการวิเคราะห์โดยใช้รูปแบบทั่วไปของวงจรสัญญาณขนาดเล็กของโอทีเอ แสดงได้ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 รูปแบบทั่วไปของวงจรสัญญาณขนาดเล็กของโอทีเอ

จากรูปที่ 5 คุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจรสัญญาณขนาดเล็กของโอทีเอ คือ มีความแตกต่างระหว่างขั้วของอินพุตทั้งสองจากค่าความจุของ (C_d และ C_o) ส่วนที่เอาต์พุตก็จะเกิดจากค่าความจุ (C_o) ค่าความต้านทาน (R_o) และค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) โดยที่ค่าของทรานสคอนดักแตนซ์จะส่งผลกระทบต่อค่าของความถี่ โดยผลกระทบดังกล่าวจะส่งผลต่อค่าพารามิเตอร์ที่โพลต่าง ๆ โดยสรุปได้เป็น

$$g_m(s) \approx g_{m0}(1 - s\tau_0); \quad \omega\tau_0 \ll 1 \quad (18)$$

เมื่อ ($\omega\tau_0$) คือ ค่าพารามิเตอร์โพลอันดับที่สองของ (OTAs-C) และ ($\omega_0 = 1/\tau_0$) ที่ย่านความถี่ ($\omega \ll \omega_0$) ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอได้เป็น 2 กรณี ดังนี้

● กรณีที่ 1 โดยการกำหนดเงื่อนไข ($g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{mQ} = g_m$) และ ($C_1 = C_2 = C$)

$$T_{HPn}(s) \approx \frac{s^2}{D_n(s)} \quad (19)$$

$$T_{LPn}(s) \approx \frac{\frac{g_m^2}{C^2}(1 - 2s\tau + s^2\tau^2)}{D_n(s)} \quad (20)$$

$$T_{APn}(s) \approx \frac{s^2 + \frac{g_m}{C}(s^2\tau - s) + \frac{g_m^2}{C^2}(1 - 2s\tau + s^2\tau^2)}{D_n(s)} \quad (21)$$

$$D_n(s) \approx s^2 \left(1 - \frac{g_m}{C}\tau - \frac{g_m^2}{C^2}\tau^2 \right) + s \left(\frac{g_m}{C} - 2\tau \frac{g_m^2}{C^2} \right) + \frac{g_m^2}{C^2} \quad (22)$$

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง (ω_{pn}) และ (Q_{pn}) มีค่าเป็น

$$\omega_{pn} \approx \frac{g_m}{C} \quad (23)$$

$$\text{และ} \quad Q_{pn} \approx 1 \quad (24)$$

จากสมการที่ (23) - (24) ในการวิเคราะห์เชิงไม่เป็นอุดมคติค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_{pn}) จะไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ตอบสนอง (ω_{pn}) ใด ๆ

● กรณีที่ 2 โดยการกำหนดเงื่อนไข ($g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_m$) และ ($C_1 = C_2 = C$)

$$T_{BPn}(s) \approx \frac{\frac{g_m Q}{C}(s^2\tau_0 - s)}{D_n(s)} \quad (25)$$

$$T_{BRn}(s) \approx \frac{s^2 + \frac{g_m^2}{C^2}[s^2\tau^2 - s(2\tau) + 1]}{D_n(s)} \quad (26)$$

$$D_n(s) \approx s^2 \left(1 - \frac{g_m Q}{C}\tau_0 + \frac{g_m^2}{C^2}\tau^2 \right) + s \left(\frac{g_m Q}{C} - 2\tau \frac{g_m^2}{C^2} \right) + \frac{g_m^2}{C^2} \quad (27)$$

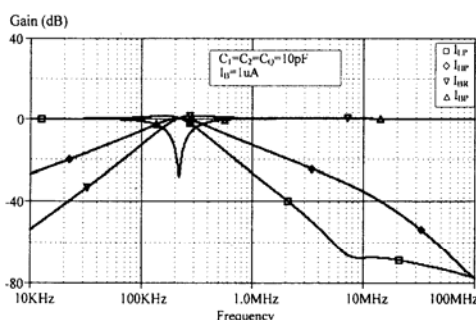
จากสมการที่ (25) - (27) จะเห็นได้ว่าในการวิเคราะห์เชิงที่เป็นอุดมคติจะไม่มีผลต่อกระทบต่อค่าความถี่ตอบสนอง (ω_{pn}) ดังสมการที่ (28) แต่จะมีผลกระทบต่อการค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_{pn}) เป็นดังสมการที่ (29)

$$\omega_{pn} \approx \frac{g_m}{C} \quad (28)$$

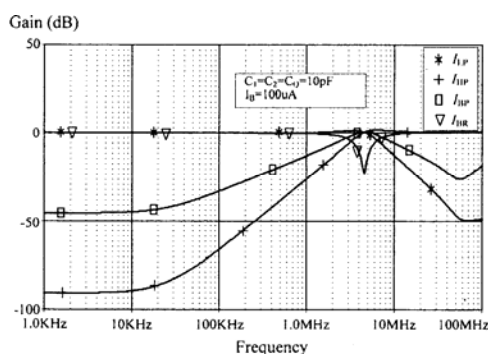
$$Q_{pn} \approx \left(\frac{g_m [s^2\tau^2 - s(2\tau) + 1]}{g_m Q [s^2\tau_0 - s(\tau + \tau_0) + 1]} \right) \quad (29)$$

6. การจำลองผลการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถยืนยันคุณสมบัติและประสิทธิภาพด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้แบบจำลองของ (MOSIS TSMC 0.25 μm) ซึ่งถูกออกแบบเป็นวงจร (CMOS MO-OTA) ดังรูปที่ 2 โดยใช้แรงดันไฟเลี้ยง ± 1.2 โวลต์ โดยที่มีขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 1



รูปที่ 5 คุณสมบัติของวงจรกรองเมื่อปรับค่า $I_B = 1 \mu\text{A}$



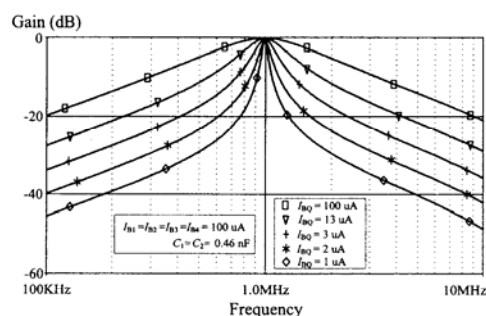
รูปที่ 6 คุณสมบัติของวงจรกรองเมื่อปรับค่า $I_B = 100 \mu\text{A}$

จากรูปที่ 5 - 6 จำลองหาคุณสมบัติในการปรับค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) โดยปรับกระแสไบอัส (I_B) ให้มีค่าเป็น $1 \mu\text{A}$ และ $100 \mu\text{A}$ ตามลำดับ ตัวเก็บประจุที่ใช้มีขนาดเป็น 10 pF โดยวงจรสามารถให้ค่าความถี่ตอบสนองอยู่ที่ 200 kHz และ 4.5 MHz ตามลำดับ

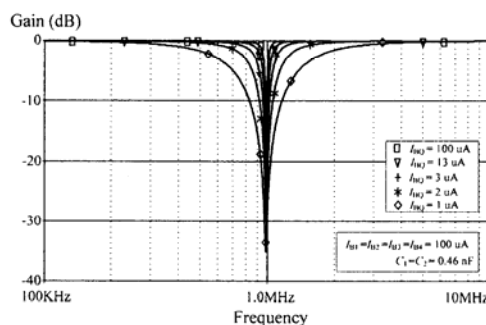
ตารางที่ 1 Aspect Ratio ทรานซิสเตอร์ CMOS MO-OTA

Transistor	$W(\mu\text{m})$	$L(\mu\text{m})$
$M_1, M_2, M_3, M_4, M_5, M_7$	5	1
M_6, M_8	5.5	1
M_9-M_{12}	3	1

เพื่อยืนยันหลักการจากสมการที่ (13) เมื่อกำหนดความถี่ตอบสนองที่ 1 MHz ทดลองปรับค่า (Q_p) โดยการปรับค่า (I_{BQ}) ผลของความถี่ตอบสนองแสดงดังรูปที่ 7-8 ตามลำดับ ในผลการจำลองกรณีของ (BPF และ BRF) โดยปรับค่า (Q_p) ด้วยวิธีการข้างต้น แสดงดังรูปที่ 7-8 พบว่าการปรับค่า (Q_p) สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยปรับจากกระแสไบอัสของโอทีเอซึ่งไม่มีผลต่อค่าของ (ω_p)

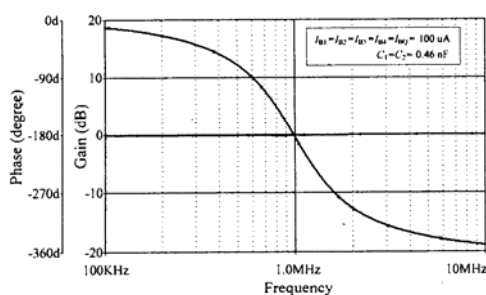


รูปที่ 7 คุณสมบัติของวงจรกรองแบบ BPF เมื่อปรับค่า I_{BQ}

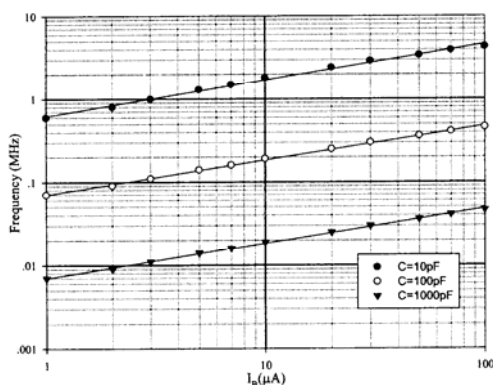


รูปที่ 8 คุณสมบัติของวงจรกรองแบบ BRF เมื่อปรับค่า I_{BQ}

จากรูปที่ 9 แสดงคุณสมบัติส่วนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (APF) โดยมีค่าความถี่ตอบสนองอยู่ที่ 1 MHz และจากรูปที่ 10 แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรกรองที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของโอทีเอและค่าตัวเก็บประจุ พบว่ามีความสอดคล้องกับทฤษฎีข้างต้นเป็นอย่างดี



รูปที่ 9 คุณสมบัติของวงจร APF ที่ความถี่ 1 MHz



รูปที่ 10 ค่าความถี่ตอบสนองจากการปรับค่าของ I_B และ C

7. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระด้วยหลักการของคิฟเฟอเรนเชียลเอมพลีฟายเออร์แบบไม่สูญเสียสมการตั้งต้นที่นำมาสังเคราะห์ คือ สมการวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและใช้โอทีเอและตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์เป็นอุปกรณ์หลัก สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพโดยวิธีอเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นอิสระจากค่าความถี่ตอบสนอง อีกทั้งยังสามารถกำหนดฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ได้ห้ารูปแบบ (LPF, HPF, BPF, BRF และ APF) ภายในวงจรเดียวกัน จากการออกแบบด้วยคุณสมบัติของซีมอสและไม่ใช้ตัวต้านทานจึงทำให้วงจรที่นำเสนอเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ต่อไป

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบคุณ มหาวิทยาลัยสยามและคณะผู้บริหารที่ให้โอกาส และการสนับสนุนจัดสรรทุนเพื่อทำการวิจัยในครั้งนี้ พล.ท.ดร.สมพงษ์ ตุ่มสวัสดิ์ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ผู้ให้คำแนะนำและส่งเสริมในการทำวิจัย และ ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ผู้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำ ทำให้บทความวิจัยนี้สำเร็จลงได้เป็นอย่างดี

เอกสารอ้างอิง

- [1] E. O. Gunes, A. Toker and S. Ozoguz, "Insensitive current-mode universal filter with minimum component using dual-output current conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp.524-525, April 1999.
- [2] C. Chang, "New multifunction OTA-C biquads," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol.46, pp.820-824, June 1999.
- [3] C. Chang and S. Pai, "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 47, pp.1235-1238, Aug. 2000.
- [4] C. Chang, B. M. Al-Hashimi and J. N. Ross, "Unified active filter biquad structure," *IEE Proc. (part G)*, vol.151, pp.273-277, Aug. 2004.
- [5] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filter," *Int. J. Electron.*, vol. 76, pp.1115-1120, 1994.
- [6] M. T. Abuelma'atti and A. Bentrucia, "New universal current-mode multiple-input multiple-output OTA-C filter," *Proc. of APCCAS*, pp.1037-1039, Dec. 2004.
- [7] E. Sanchez-sinencio, R. L. Geiger and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Continuous-Time Two Integrator Loop OTA filter structures," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 35, pp.936-946, Aug. 1988.
- [8] A. Fabre, O. Saaïd, F. Wiest and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp.1727-1728, 1995.
- [9] W. J. Kerwin, L. P. Huelsman, and R. W. Newcomb, "State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer function," *IEEE Trans. Solid-state Circuits*, vol. SC-2, pp.87-92, 1967.
- [10] P.E. Allen and D.R. Holberg, "CMOS Analog circuit design," Holt Rinehart and Winston, Inc., 1987.

- 1 Application of Quality Tools to Determine Approach for Increasing Output
and Reducing Work-in-Process
Pimchanok Paisanpanumat and Napassavong Rojanarawan
- 13 Hydrocarbon for the 21st Century –
The Work of the Loker Hydrocarbon Research Institute
Wanpen Wasupongpun
- 19 CMOS-based Three-Input Single-Output Universal Filter with Independent Tunable Pole-Q
Montri Somdunyanok
- 27 Study of Mathematical Model on Thermal Performance of House Model Under
Hot Humid Climate of Bangkok
Preeda Chantawong
- 41 The Prediction Combustion Rate of Biofuel and Diesel Oil
Surachai Chirachakrit
- 51 Development of Machinable Wax to be used with CNC Machine
Pitappong Bungprasom and Pornchai Premkaisorn
- 59 Automatic Speech Recognition of Thai Initial Consonant Using Hidden Markov Model
Nalinrat Witsawakitti and Pakit Suwat
- 67 Comparison of fuel consumptions of an engine using carburetor and injector
Taweesak Piyatuchsananon
- 73 Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions
in a Duty Cycle Control Resonant Inverter Taking into Account Drain-Source
Capacitance for the Load of High-Frequency Induction Heating
Yongyoot Naras
- 86 Format Of Papers To Be Submitted
- 92 Request Form To Submit Paper

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม
235 ถนนเพชรเกษม เขตภาษีเจริญ กรุงเทพมหานคร 10160
โทร 0-2457-0068 ต่อ 326 โทรสาร 0-2867-8027
<http://mtasc.siam.edu>