

# MAKROMODELLER

- Makromodeller, herhangi bir elemanın veya devrenin lineer ve lineer olmama özelliklerini aslına olabildiğince uygun modellemek üzere, lineer elemanlar, bağımlı ve bağımsız kaynaklar ve az sayıda diyot, tranzistor gibi lineer olmayan elemanlarla oluşturulan eşdeğer devreler.

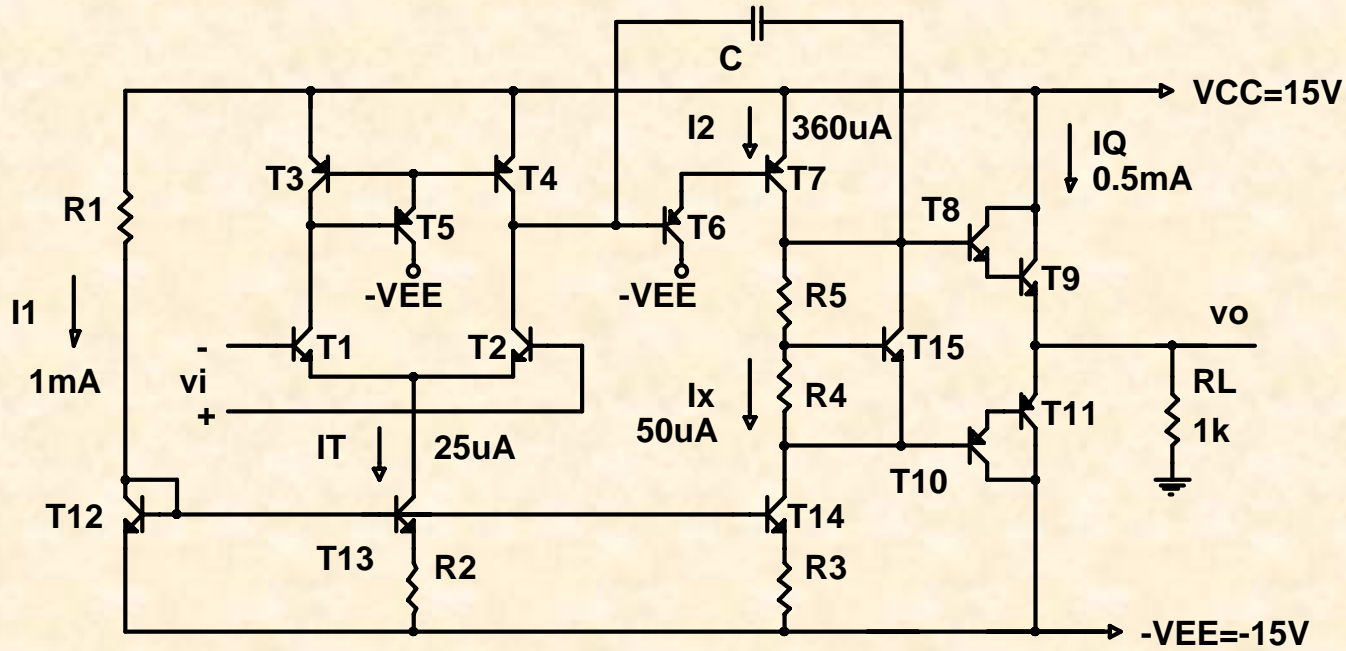
# Makromodellerin amacı:

- Çok tranzistorlu yapılarda benzetim süresini kısaltmak
- Geniş ölçekli yapıların benzetiminde nümerik analiz problemlerinin giderilmesi
- Aktif elemanların idealsizlik analizi

# Günümüzdeki makromodeller üç ana grup altında toplanabilirler:

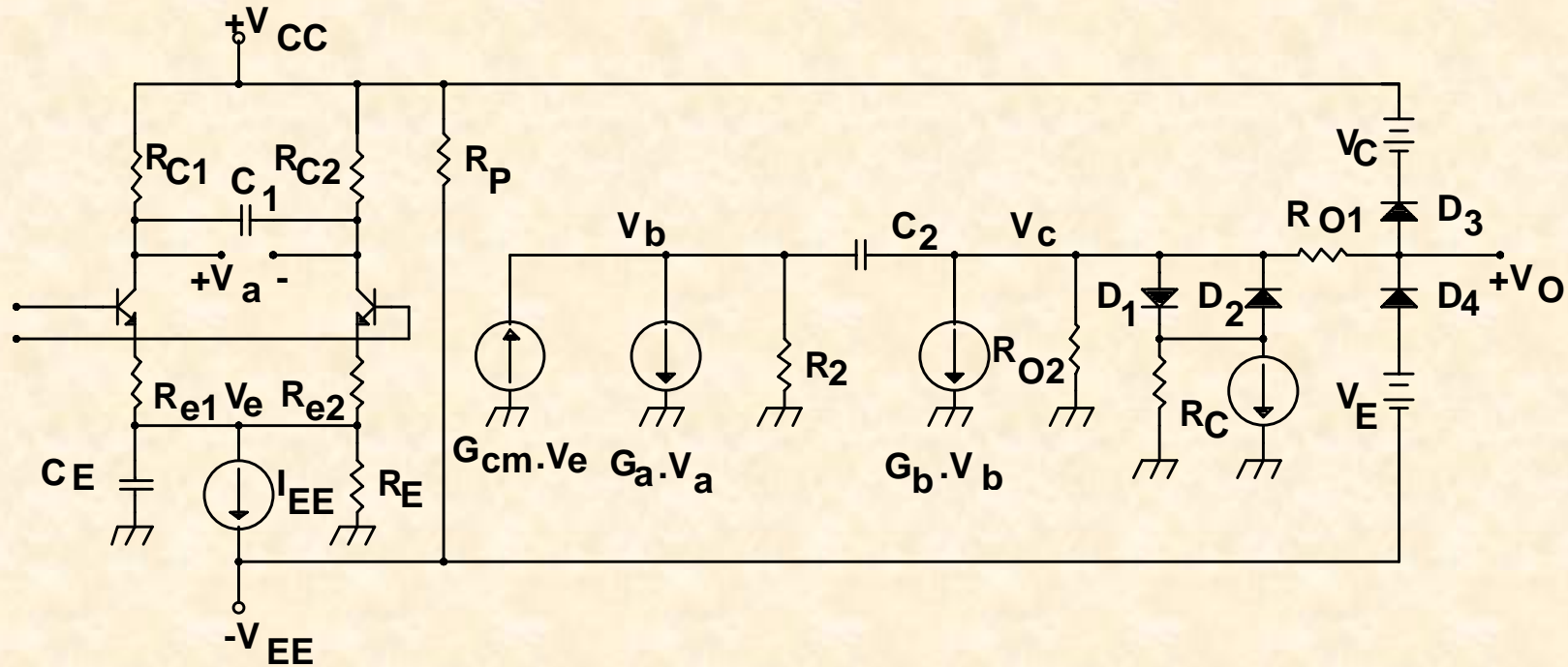
- **1. Lineer olmayan kontrollu kaynaklar içeren modeller**
- Bu tür modellerde, lineer olmama özelliğini temsil eden analitik fonksiyonlar kullanılır.
- **2. Yarıiletken diyot içeren modeller**
- Bu tür modellerde, lineer olmamayı temsil etmek üzere yarıiletken diyotların üstel akım-gerilim ilişkisinden yararlanılmaktadır.
- **3. Yarıiletken tranzistor ve diyot kullanan modeller**
- Lineer olmamanın hem tranzistor, hem de diyot elemanlarının kullanılmasıyla temsil edildiği modeller bu gruba girmektedir.

# Örnek 1: İşlemsel kuvvetlendirici makromodelleri



- İşlemsel Kuvvetlendirici Yapı Örneği

# Örnek 1: İşlemsel kuvvetlendirici makromodelleri



- Tranzistorlar, yarıiletken diyotlar, bağımlı ve bağımsız kaynaklar ve lineer elemanlar kullanılarak kurulan işlemsel kuvvetlendirici makromodeli (Boyle 1974)

- yapıda çok fazla sayıda yer alan fiziksel gerçek elemanlar yerine basit ideal elemanlar
- Basit bir diferensiyel giriş katı yardımıyla lineer olmayan giriş karakteristiğinin modellenmesi.

- T1-T2 tranzistorları ve bunlarla ilişkili diğer elemanlar ile yapının fark ve ortak işaret davranışı.
- CE kondansatörü yükselme eğimi,
- C1 kondansatörü faz yanıtı
- Ara kattaki  $G_{cm}$  ,  $G_a$  ,  $R_2$  ,  $R_{O2}$  elemanları  
Fark ve ortak işaret kazançları

- Çıkış katında D1 , D2 , RC elemanları yapının kısadevre akımının maksimum değeri,
- D3 ,VC ve D4 ,VE elemanları çıkış geriliminin maksimum değerini ve kırılma sınırları



- Yapının ıkış katı devreye tam anlamıyla benzemeyen, ancak devre özelliklerini sağlayan bir topoloji kullanılarak kurulmuştur.
- Tüm makromodeller, bir tümdevre benzetim programı ile birlikte kullanılacakları düşünceci ile tasarlanırlar.

TABLE I  
DESIGN EQUATIONS FOR THE OP AMP MACROMODEL

$$V_T = \frac{kT}{q} = 25.85 \text{ mV for } 300 \text{ K}$$

$$I_{S1} = I_{SD3} = I_{SD4} = 8 \cdot 10^{-16} \text{ A}$$

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{C_2}{2} S_R^+$$

$$C_E = \frac{2I_{C1}}{S_R^-} - C_2$$

$$I_{B1} = I_B + \frac{I_{Bos}}{2}$$

$$I_{B2} = I_B - \frac{I_{Bos}}{2}$$

$$\beta_1 = I_{C1}/I_{B1}$$

$$\beta_2 = I_{C2}/I_{B2}$$

$$I_{EE} = \left( \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} + \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \right) I_{C1}$$

$$R_E = 200/I_{EE}$$

$$I_{S2} = I_{S1} \left( 1 + \frac{V_{os}}{V_T} \right)$$

$$\frac{1}{g_{m1}} = V_T/I_{C1}$$

$$R_{c1} = 1/2\pi f_0 \text{ dB } C_2$$

$$R_{c1} = \left( \frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_1 + \beta_2 + 2} \right) \left( R_{c1} - \frac{1}{g_{m1}} \right)$$

$$C_1 = \frac{C_2}{2} \tan \Delta\phi$$

$$R_p = (V_{CC} + V_{EE})^2 / (P_d - V_{CC}(2I_{C1}) - V_{EE}I_{EE})$$

$$G_a = 1/R_{c1}$$

$$G_{cm} = \frac{1}{R_{c1} (\text{CMRR})}$$

$$R_{01} = R_{0-30}$$

$$R_{02} = R_{out} - R_{01}$$

$$G_b = \frac{a_{VD}R_{c1}}{R_2R_{02}}$$

$$I_X = (2I_{C1})G_bR_2 - I_{SC}$$

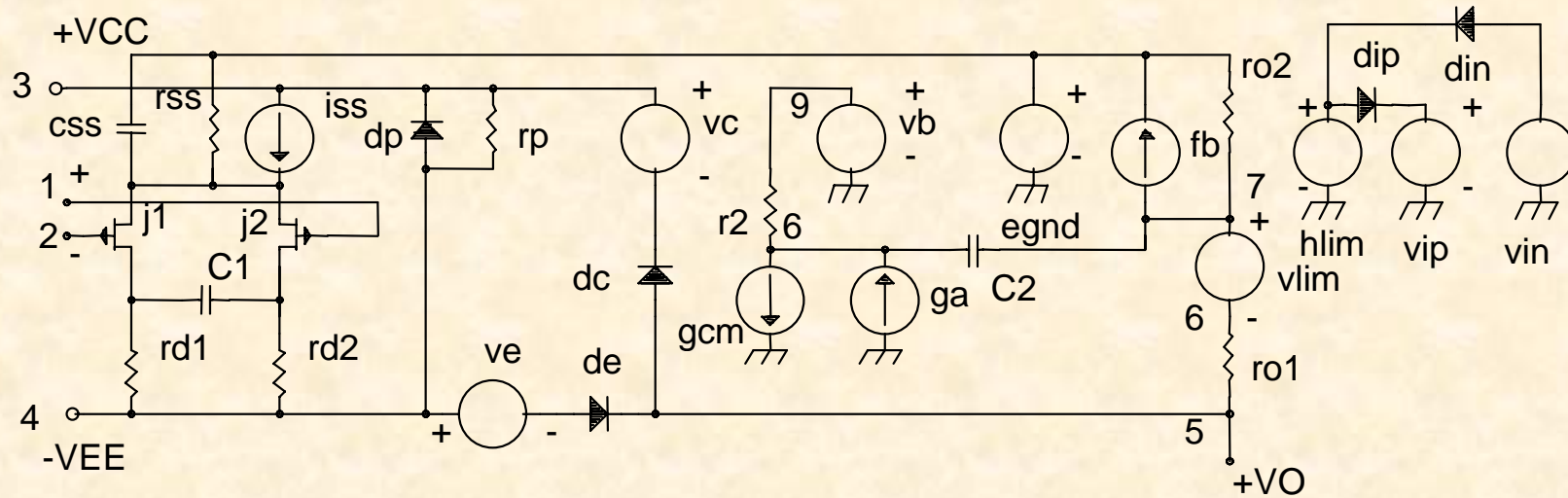
$$I_{SD1} = I_{SD2} = I_X \exp - \frac{R_{01}I_{SC}}{V_T}$$

$$R_C = \frac{V_T}{100I_X} \ln \frac{I_X}{I_{SD1}}$$

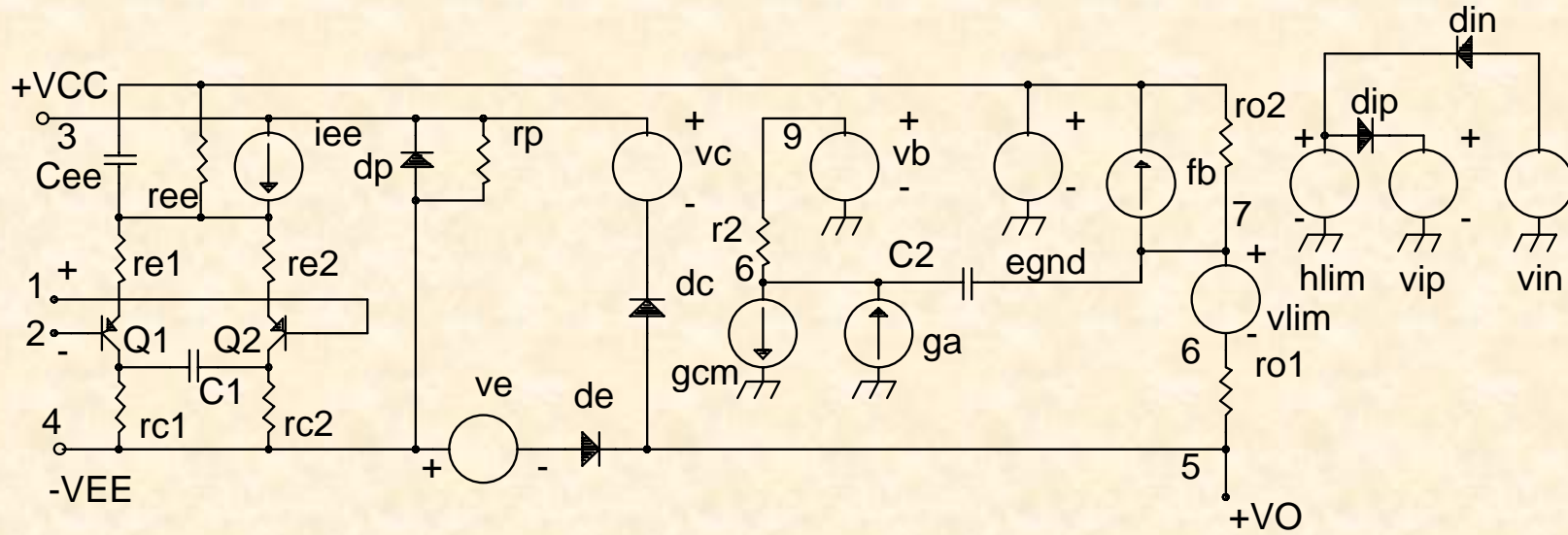
$$G_C = 1/R_C$$

$$V_C = V_{CC} - V_{out}^+ + V_T \ln \frac{I_{SC}^+}{I_{SD3}}$$

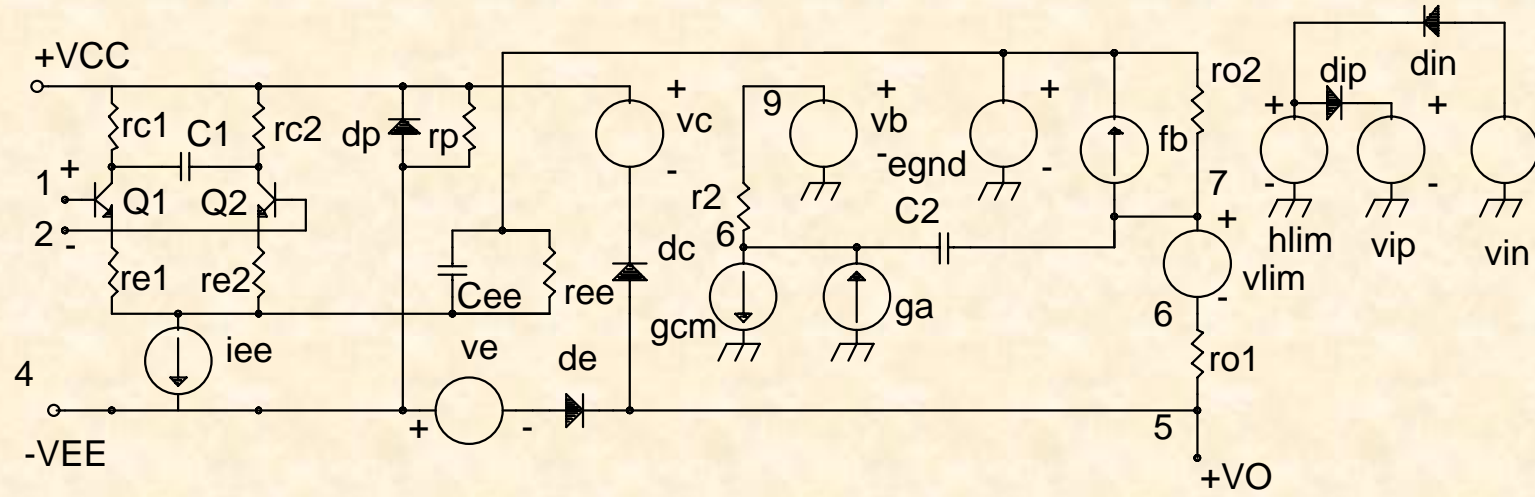
$$V_E = V_{CC} + V_{out}^- + V_T \ln \frac{I_{SC}^-}{I_{SD4}}$$



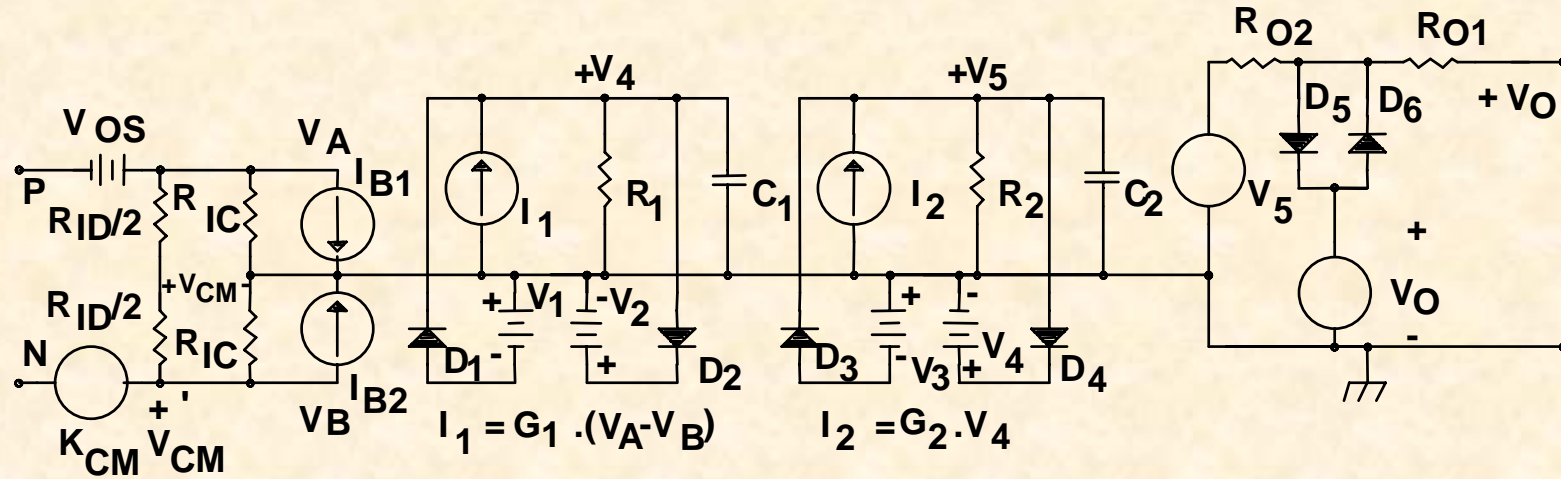
Giriş katı p kanallı JFET'lerle kurulmuş olan işlemsel kuvvetlendiriciler için geliştirilen makromodel (LF351 ).



- Giriş katı pnp tranzistorlarla kurulmuş olan işlemsel kuvvetlendiriciler için geliştirilen makromodel (LM324) .



- Giriş katı npn tranzistorlarla kurulmuş olan işlemsel kuvvetlendiriciler için geliştirilen makromodel (LM301A ).



- Yarıiletken diyotlar, bağımlı ve bağımsız kaynaklar ve lineer elemanlar kullanılarak kurulan işlemsel kuvvetlendirici makromodeli (Peic, 1991).

- Birinci ara katta V1-D1 ve V2-D2 gerilim sınırlama devreleri
- Birinci hücrede C1 ve R1 elemanları yapının transfer fonksiyonunun baskın olmayan ikinci kutbu
- ikinci ara hücrede G2.V4 kontrollü kaynağı C2 kondansatörü üzerindeki gerilimin yükselme hızı
- İkinci kazanç katında R2 ve C2 elemanları kuvvetlendiricinin transfer fonksiyonunun  $f_1$  baskın kutbu

## Model Parametrelerinin belirlenmesi

$$C_2 = 1/2\pi \cdot R \cdot f_1 \quad (4)$$

$$C_1 = 1/2\pi \cdot R \cdot f_2 \quad (5)$$

$$G_1 = G_2 = \sqrt{H_{V0}} / R \quad (6)$$

$$V_2 = \frac{C_2 \cdot SR^+}{G_2} = \frac{SR^+}{2\pi \cdot f_1 \cdot \sqrt{H_{V0}}} \quad (7)$$

$$V_1 = \frac{C_2 \cdot SR^-}{G_2} = \frac{SR^-}{2\pi \cdot f_1 \cdot \sqrt{H_{V0}}} \quad (8)$$

$$V_3 = V_{O \min} \quad (9)$$

$$V_4 = V_{O \max} \quad (10)$$

Burada diyotlar ideal alınmıştır.



- Ortak işaret kazancı ve dengesizlik akımı

$$G_{CM} = \frac{V_{1'} - V_{2'}}{(V_{1'} + V_{2'})/2} = \frac{1}{CMRR}$$

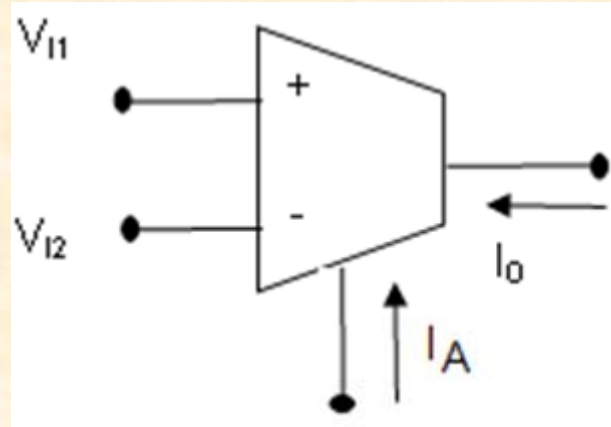
$$I_{B2} = I_{B1} + I_{OF}$$

- Gerçek diyot modeli kullanılırsa, diyot doyuma akımı

$$I_{SD} = I_{SD5} = I_{SD6} = \frac{V_{Omax} - I_{Omax} \cdot R_O}{R_{O2}} \cdot \exp\left(-\frac{I_{Omax} \cdot R_{O1}}{V_T}\right). \quad (11)$$

## **Örnek 2: Geçiş iletkenliđi kuvvetlendiricisi (OTA) makromodeli (Kuntman 1994)**

- İşlemsel kuvvetlendiricilerden daha geniş bandlı olmaları ve eğimlerinin kontrol edilebilir olması nedeniyle OTA'lar da gittikçe yaygınlaşarak kullanım alanı bulmaktadır.



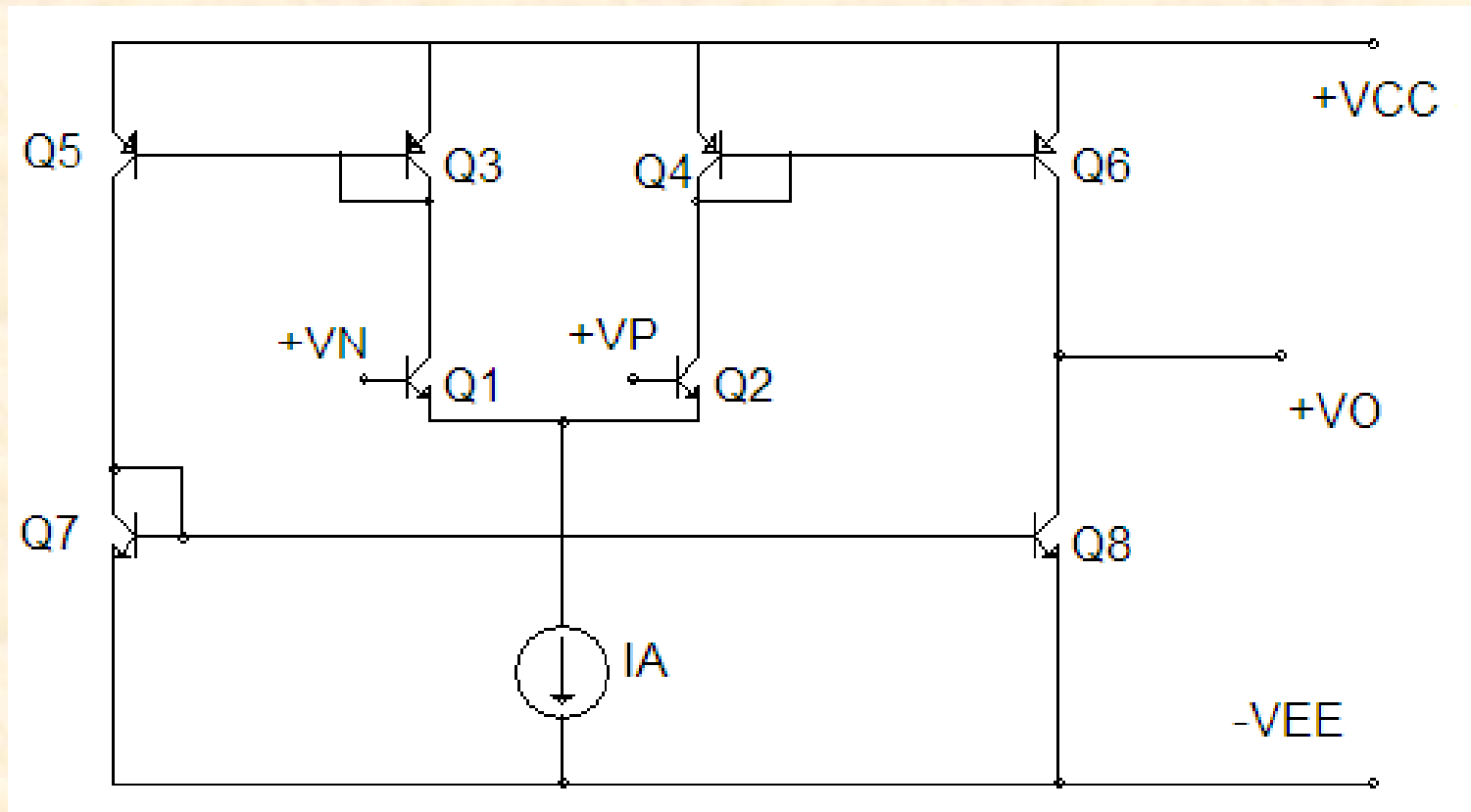
OTA devre sembolü

tanım bağıntısı

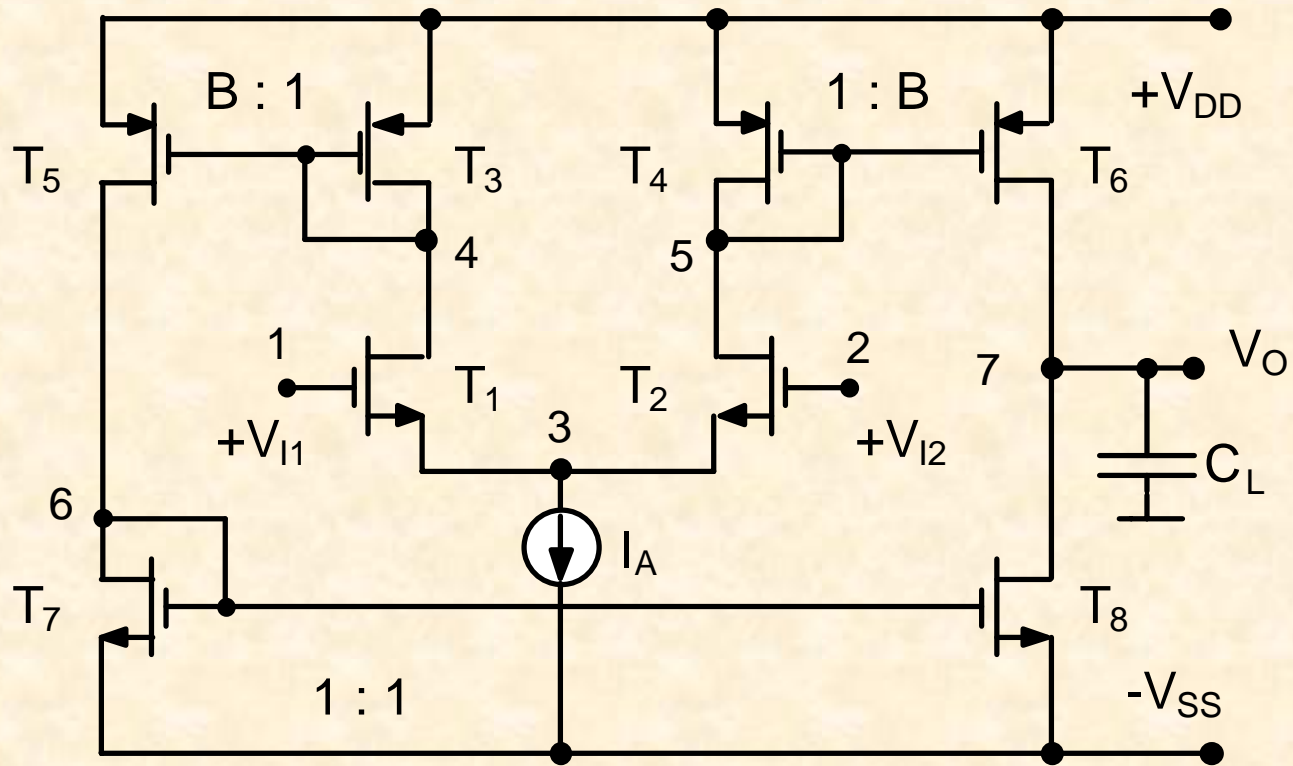
$$G_m = \frac{I_o}{V_{I1} - V_{I2}}, \quad G_m = f(I_A)$$

IA kontrol akımı

- CMOS teknolojisi ile kolayca tümleştirilebilme
- OTA-C aktif süzgeçleri
- Çok sayıda OTA içeren aktif süzgeçlerin benzetim sürelerinin kısaltılması
- Geniş ölçekli devrelerde nümerik sorunların, iraksama sorunlarının giderilmesi



Simetrik BJT OTA Yapısı



- **Simetrik CMOS-OTA yapısı**

# Temel tanım bağıntıları

$$G_m = B \cdot \sqrt{K_n \cdot I_A \cdot (W / L)_1}$$

$$I_{Omaks} = -I_{Omin} = -B \cdot I_A$$

$$K_V = G_m \cdot R_O$$

$$f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_O \cdot (C_{n7} + C_L)}$$

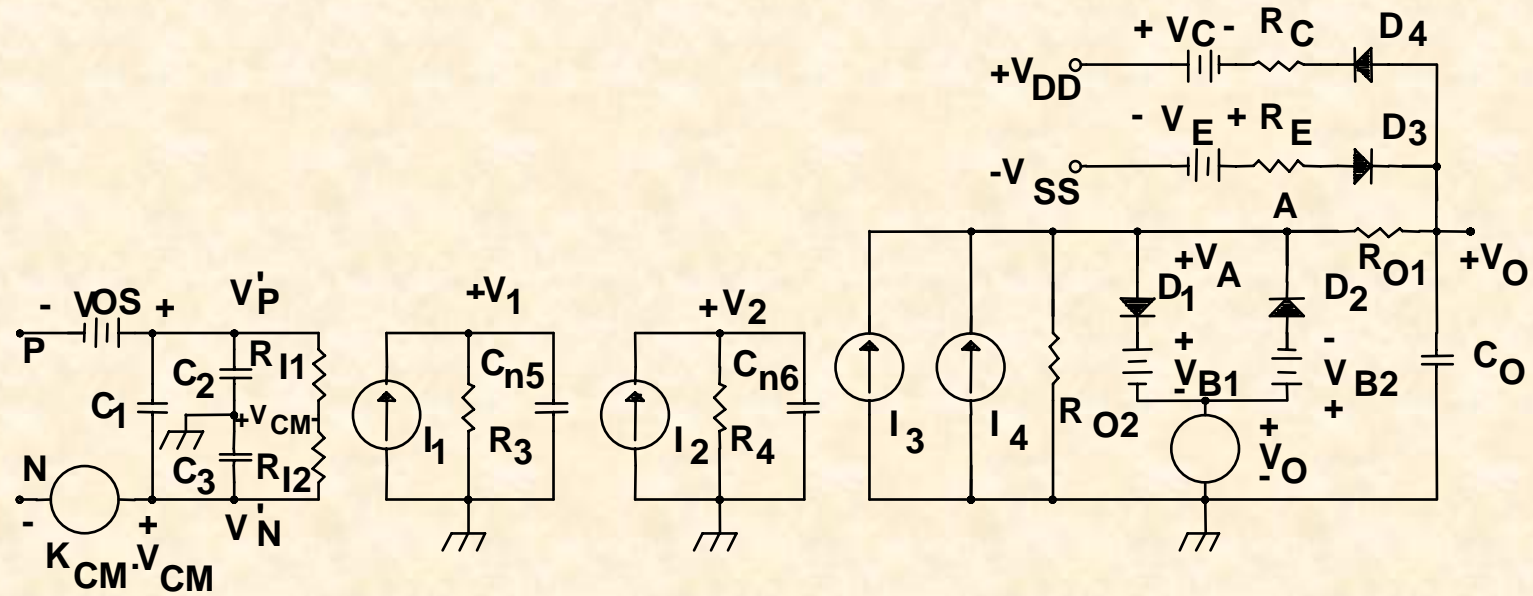
$$f_{nd1} = \frac{g_{m4}}{2 \cdot \pi \cdot C_{n5}}$$

$$f_{nd2} = \frac{g_{m7}}{2 \cdot \pi \cdot C_{n6}} \quad f_z = 2 \cdot f_{nd2}$$

$$GBW = K_V \cdot f_d$$

$$YE = \frac{B \cdot I_A}{C_L + C_{n7}}$$





$$I_1 = g_{m1} \cdot V_{ID}$$

$$V_{ID} = V'_P - V'_N$$

$$I_2 = B \cdot g_{m4} \cdot V_1$$

$$R_3 = 1/g_{m4}$$

$$I_3 = g_{m7} \cdot V_2$$

$$R_4 = 1/g_{m7}$$

$$I_4 = G \cdot (V_A - V_O)$$

- Simetrik CMOS OTA için makromodel.

## Model Parametrelerinin Belirlenmesi

$$V_{B1} = -I_{Omax} R_{01} - V_D$$

$$I_{S1} = -I_{Omax} \exp\left[-\frac{V_D}{V_T}\right]$$

$$V_{B2} = I_{Omin} R_{01} - V_D$$

$$I_{S2} = I_{Omin} \exp\left[-\frac{V_D}{V_T}\right]$$

$$R_C = \frac{V_{Omax} - V_{OM1}}{-I_{Omax}}$$

$$V_C = V_{DD} - V_{OM1} - V_\gamma$$

$$R_E = \frac{|V_{Omin}| - |V_{OM2}|}{I_{Omin}}$$

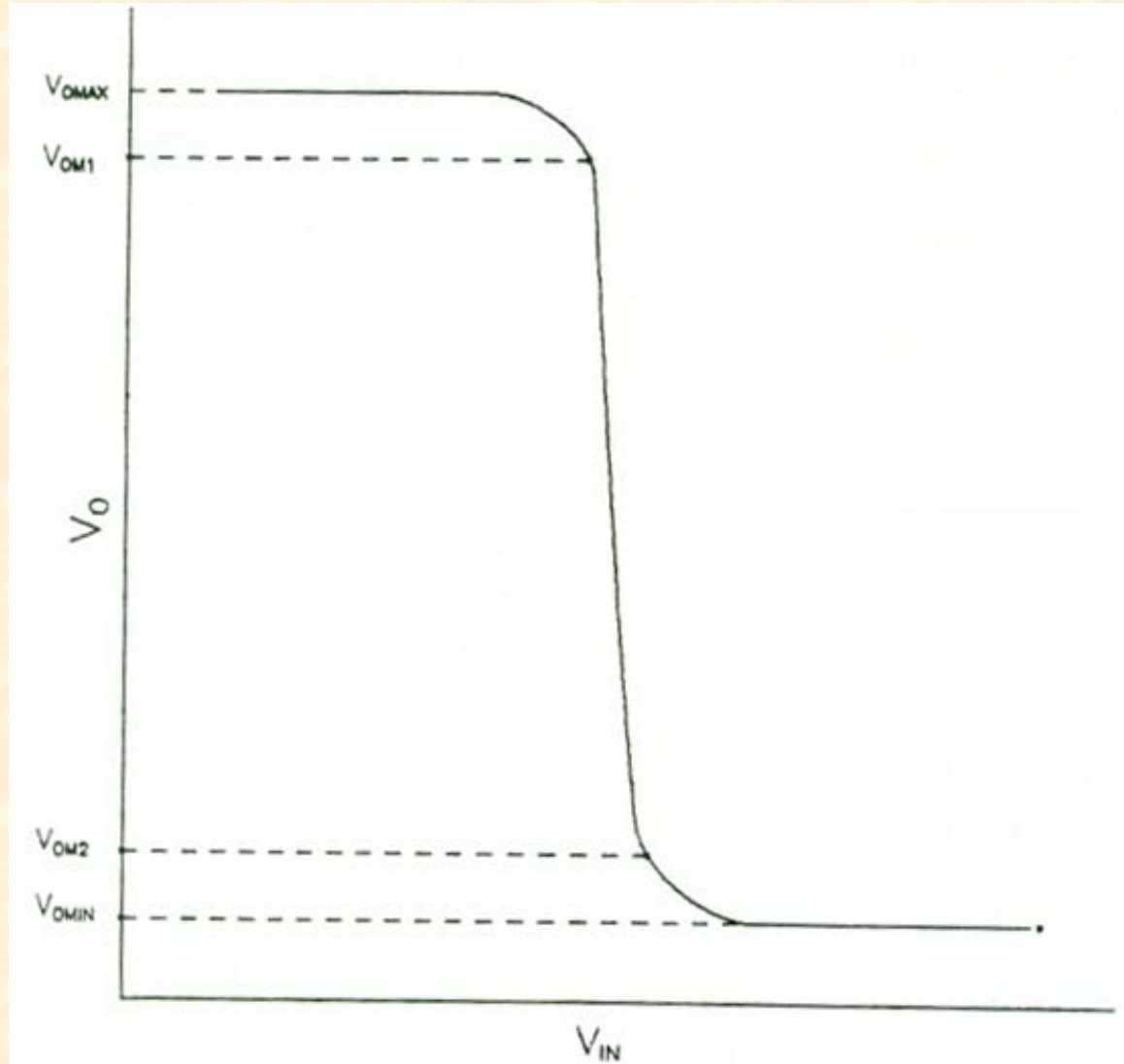
$$V_E = V_{EE} - |V_{OM2}| + V_\gamma$$

$$R_{02} = \frac{A_V}{G_m}$$

$$R_{01} = R_0 - R_{02}$$

$$G = \frac{-G_m(V_P - V_N)_{amax} + |I_{Omax}|}{|I_{Omax}| R_{01}}$$

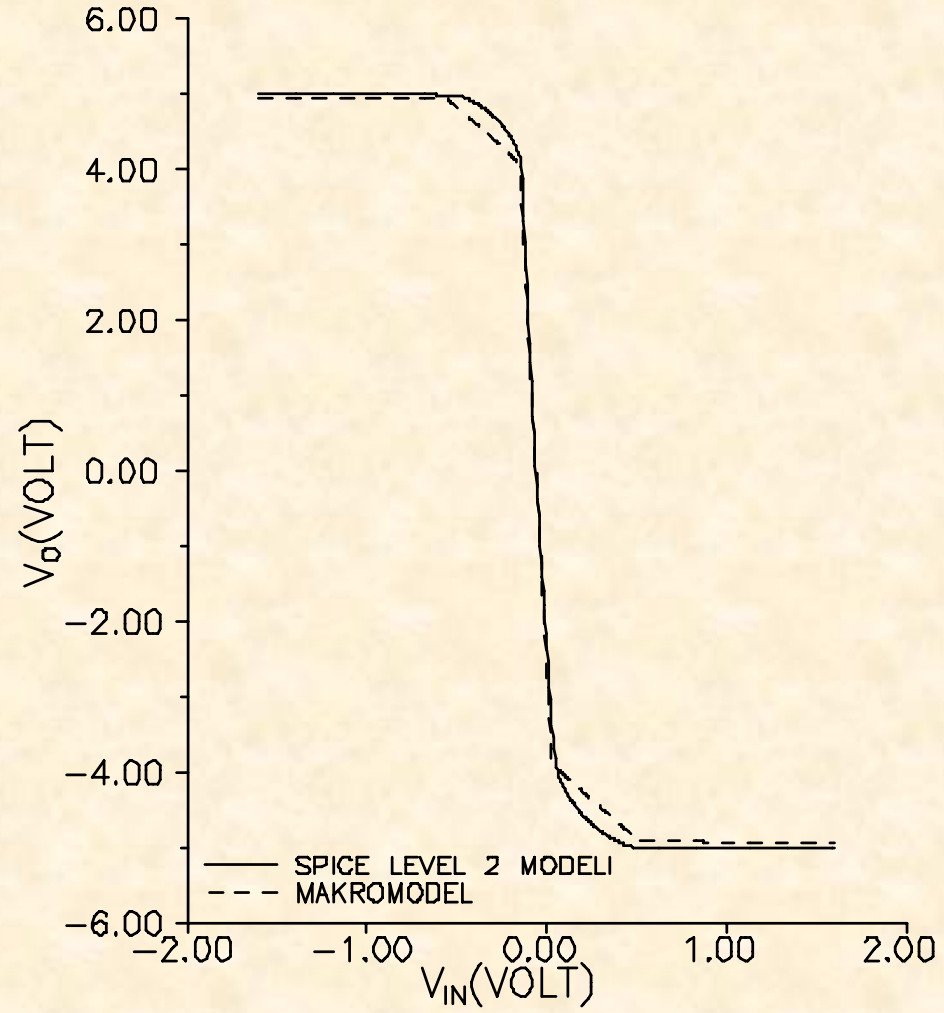
# Model Parametrelerinin Belirlenmesi



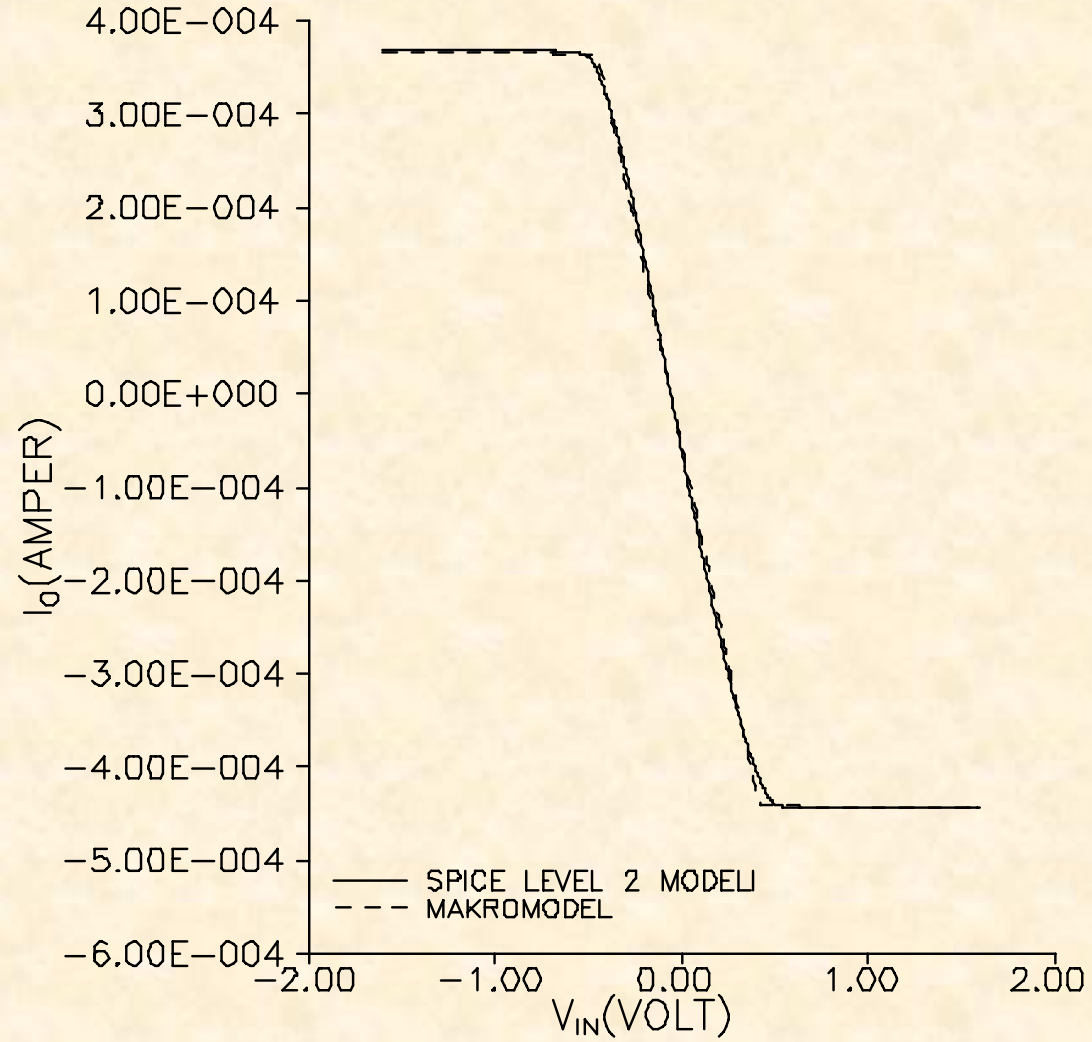
# Benzetim Sonuçları

Model parametreleri,  $I_A = 100 \mu\text{A}$

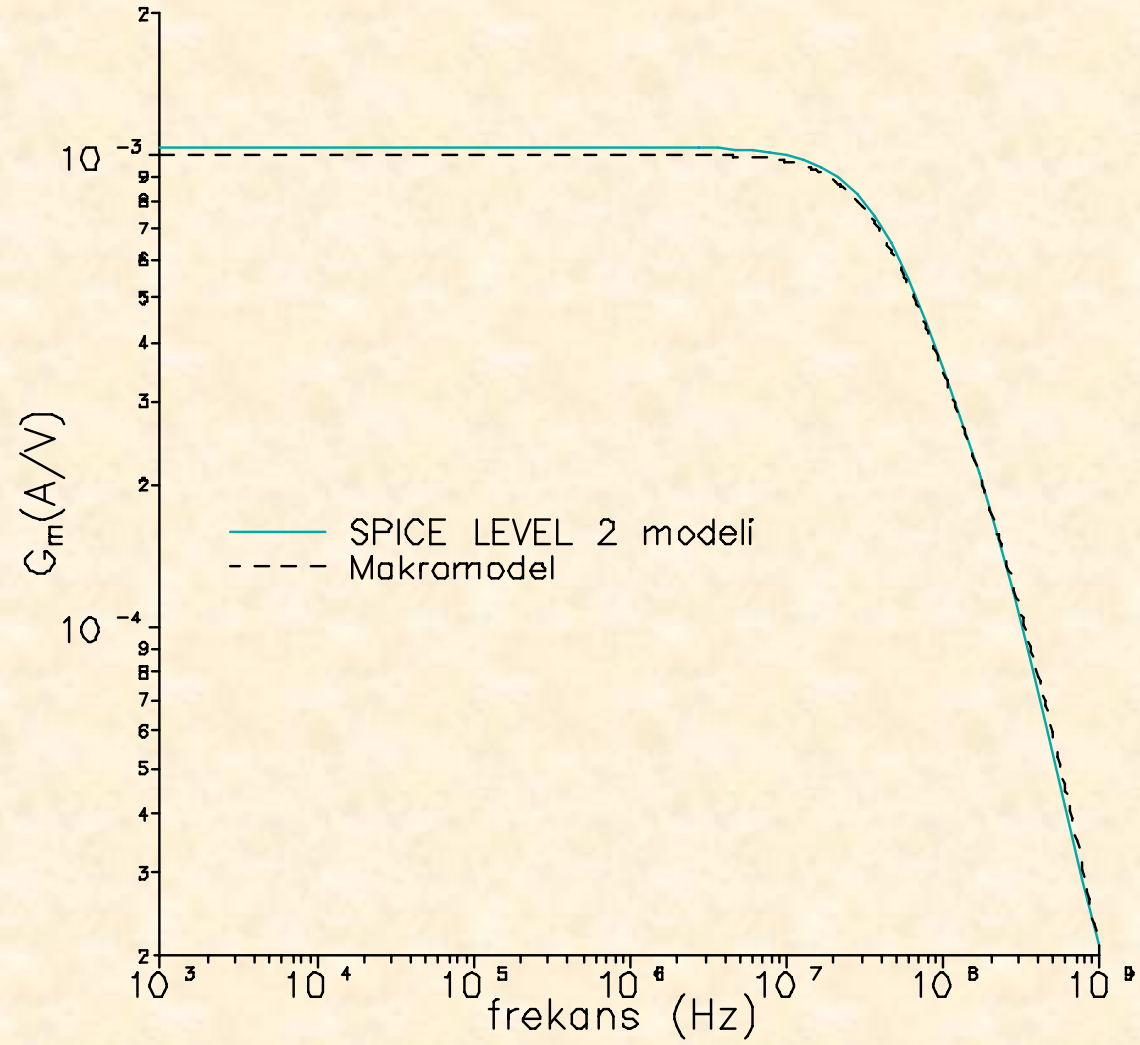
eleman	değer	eleman	değer
$V_{OS}$	59E-3 V	$C_{n6}$	.06018 pF
$V_{B1}$	10.7V	$R_{O2}$	42 k $\Omega$
$V_{B2}$	13.11V	$R_{O1}$	31 k $\Omega$
$V_C$	1.46V	$C_O$	0.15pF
$V_E$	1.673V	$R_C$	2.2 k $\Omega$
$R_{I1}$	12.0E+12 $\Omega$	$R_E$	2.2 k $\Omega$
$R_{I2}$	12.0E+12 $\Omega$	$g_{m1}$	2.72E-4 A/V
$C_2$	0.028pF	$g_{m5}$	3.04E-4 A/V
$C_3$	0.028pF	$g_{m7}$	2.42E-4 A/V
$C_1$	0.153pF	$G$	2.2E-5 A/V
$R_3$	12.626 k $\Omega$	$K_{CM}$	1E-3
$C_{n5}$	0.338pF		
$R_4$	4.132 k $\Omega$		



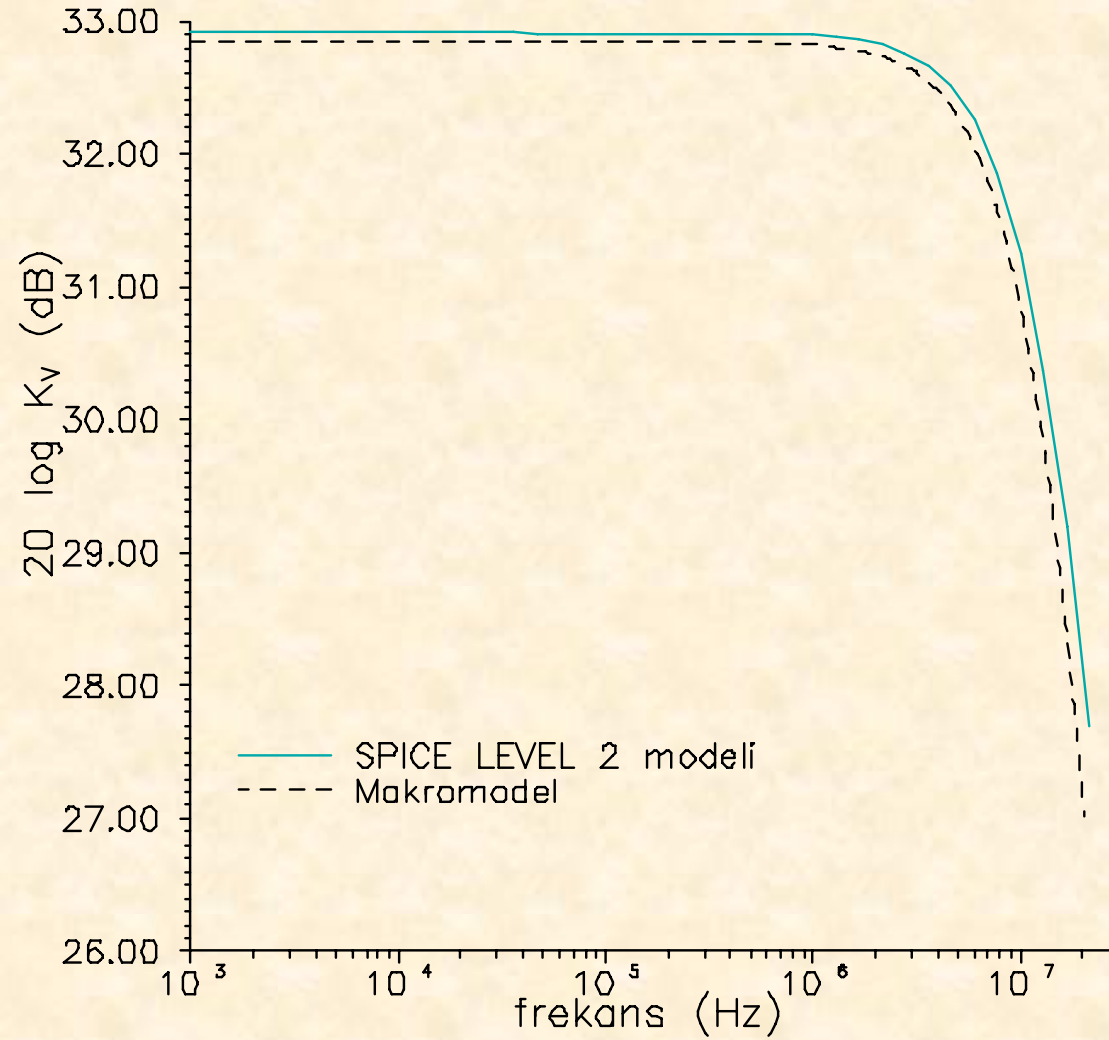
- Simetrik CMOS OTA için  $V_O$ -( $V_P - V_N$ ) geçiş eğrisi



- Simetrik CMOS OTA için  $I_O$ -( $V_P - V_N$ ) geçiş eğrisi



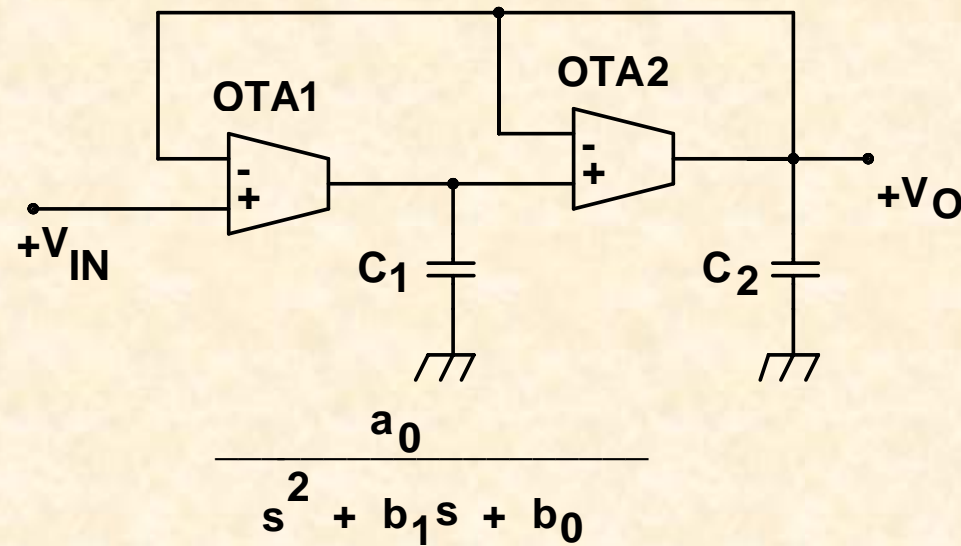
- Simetrik CMOS OTA'da  $G_m$  geçiş iletkenliğinin frekansa bağımlılığı



- Simetrik CMOS OTA'da KV gerilim kazancının frekansa bağımlılığı.



# Tasarım Örneği, 4. derece AG Butterworth süzgeç

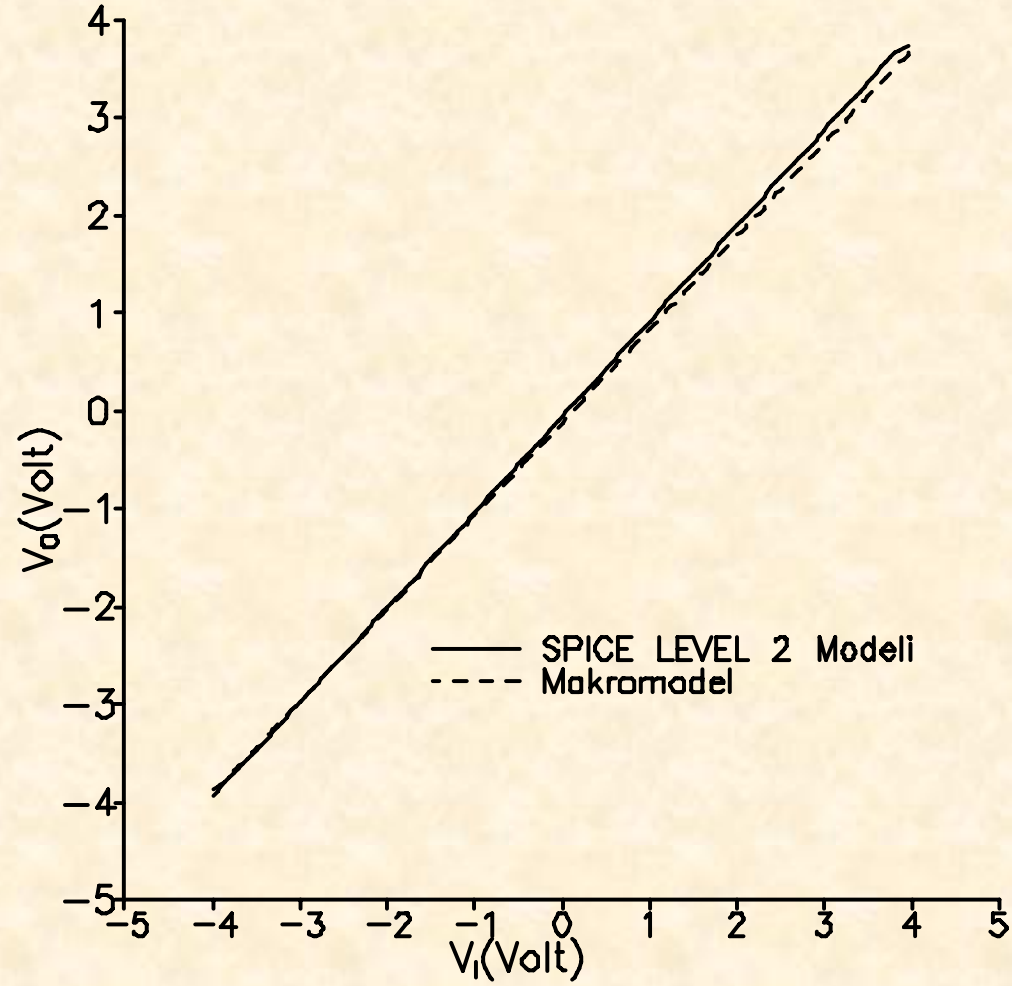


$$g_{m1}/C_1 = b_0/b_1 \quad , \quad a_0 = b_0$$
$$g_{m2}/C_2 = b_1$$

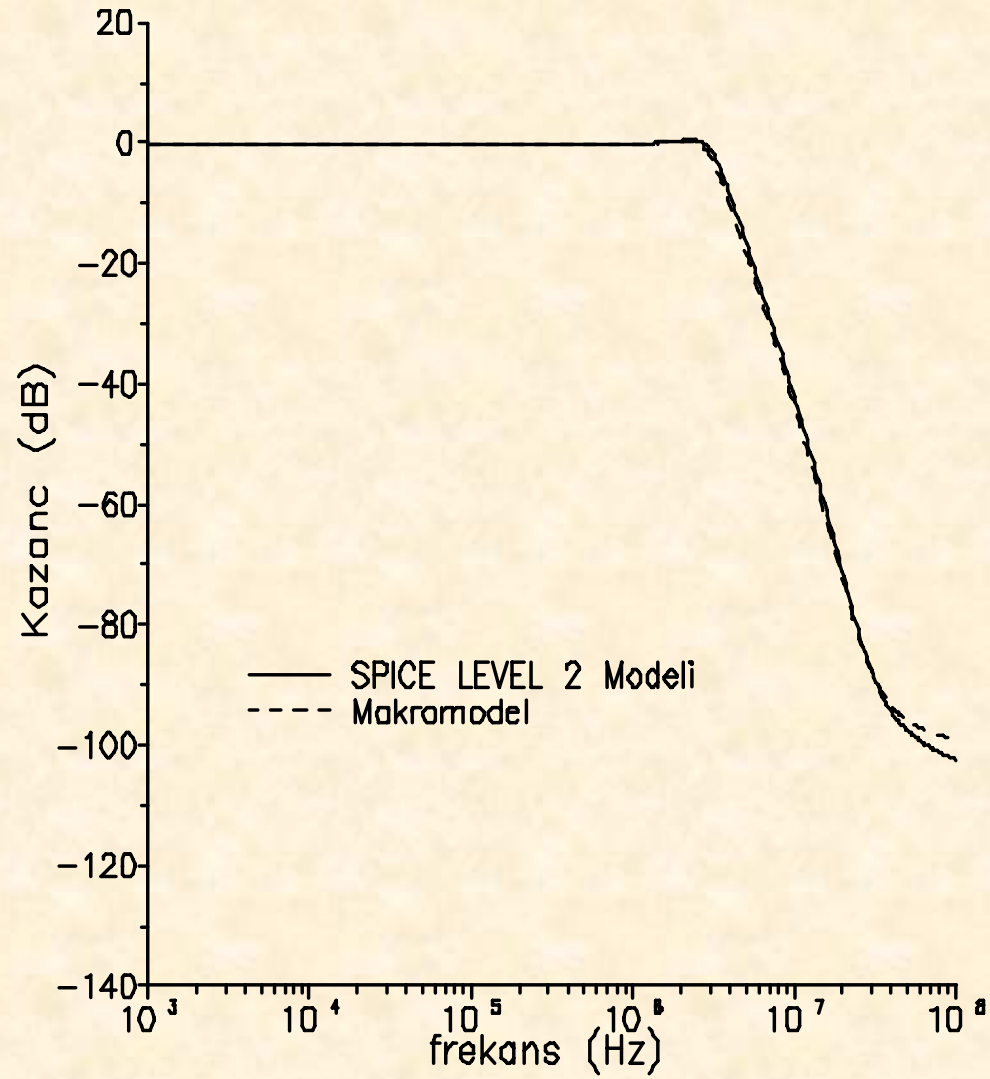
- İkinci dereceden alçak geçiren OTA-C aktif süzgeç devresi.

- Ardarda bağılı iki 2. derece süzgeç
- Bütün OTA'ların eğimleri eşit ve  $G_m = 1.041 \text{ mA/V}$
- İlk hücrenin değer katsayısı  $QP1 = 1.307$ ,
- ikinci hücrenin değer katsayısı  $QP2 = 0.541$
- köşe frekansı  $\omega_P = 2.34 \times 10^6 \text{ rad/sn}$
- normalize geçiş fonksiyonu

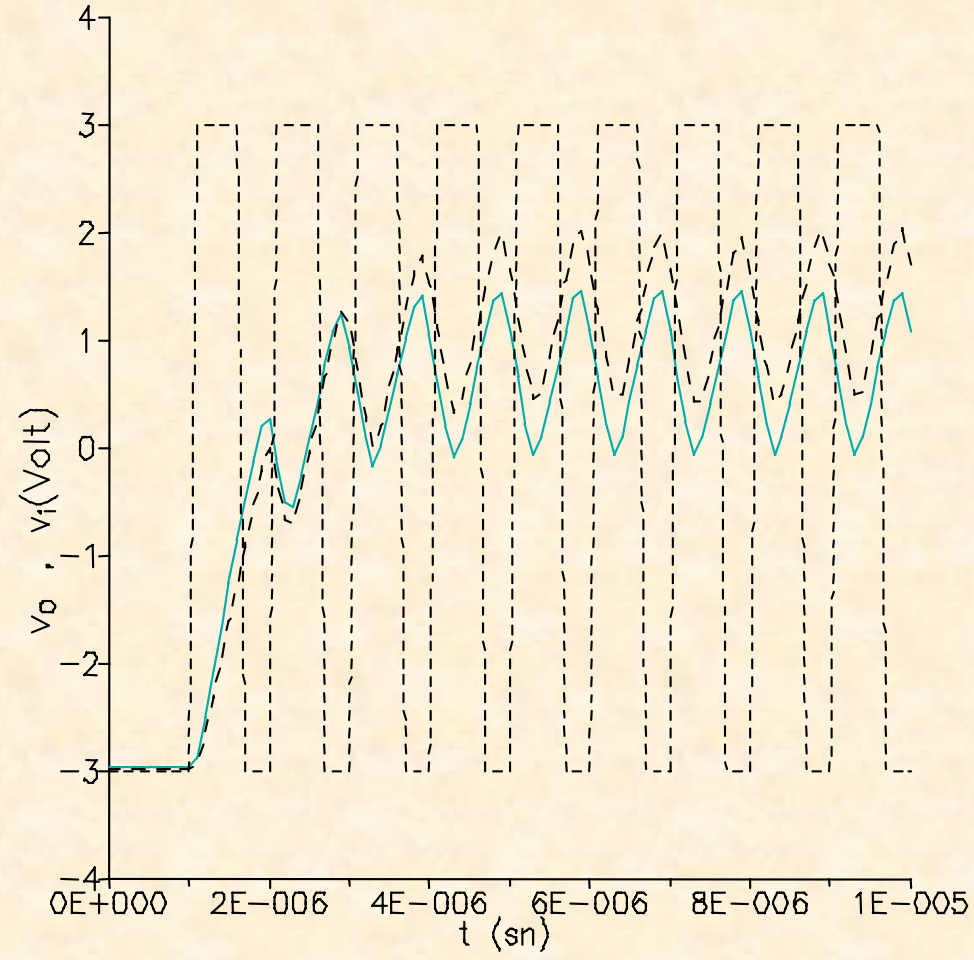
$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + 0,765s + 1).(s^2 + 1,848s + 1)}$$



- Dördüncü dereceden alçak geçiren OTA-C aktif süzgecinin DC gerilim geçiş eğrisi.



Süzgecin frekans eğrisi.



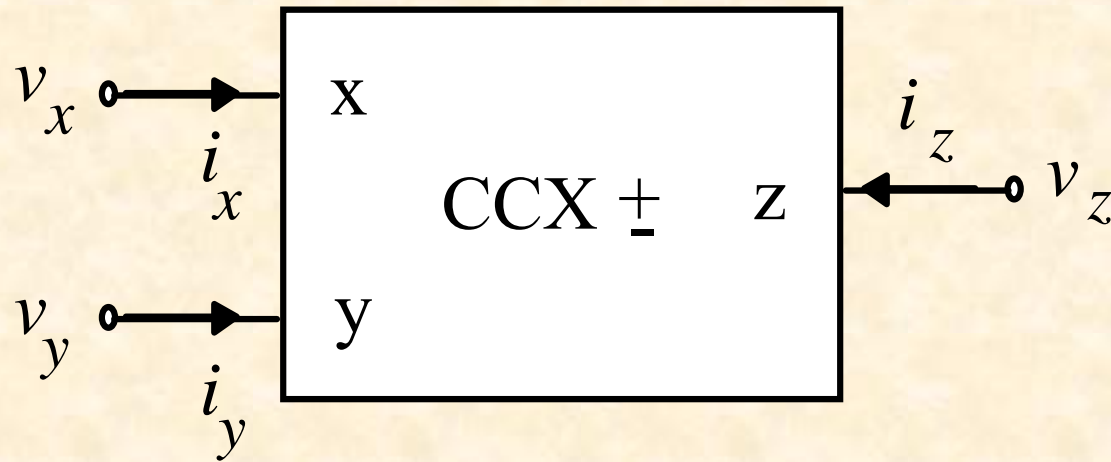
Zaman bölgesi yanıtı

# Benzetim Süresi Kısalma Çarpanı

$$T(\text{makromodel}) = K * T(\text{eleman modeli})$$

- DC Analiz:  $K = 0.35$
- AC Analiz:  $K = 0.644$
- Zaman Bölgesi Analizi (Transient):  
 $K = 0.252$

# Örnek 3: Akım taşıyıcı makromodeli (Tarım, Yenen, Kuntman 1996, 1998)



- Akım Taşıyıcı Devre Sembolü (X=I, II, III)

## Örnek 3: Akım taşıyıcı makromodeli

- CCII, aşağıda verilen bağıntılarla tanımlanan üç uçlu bir devredir:

$$v_X = v_Y$$

$$i_Y = 0$$

$$i_Z = \bar{\mp} i_X$$

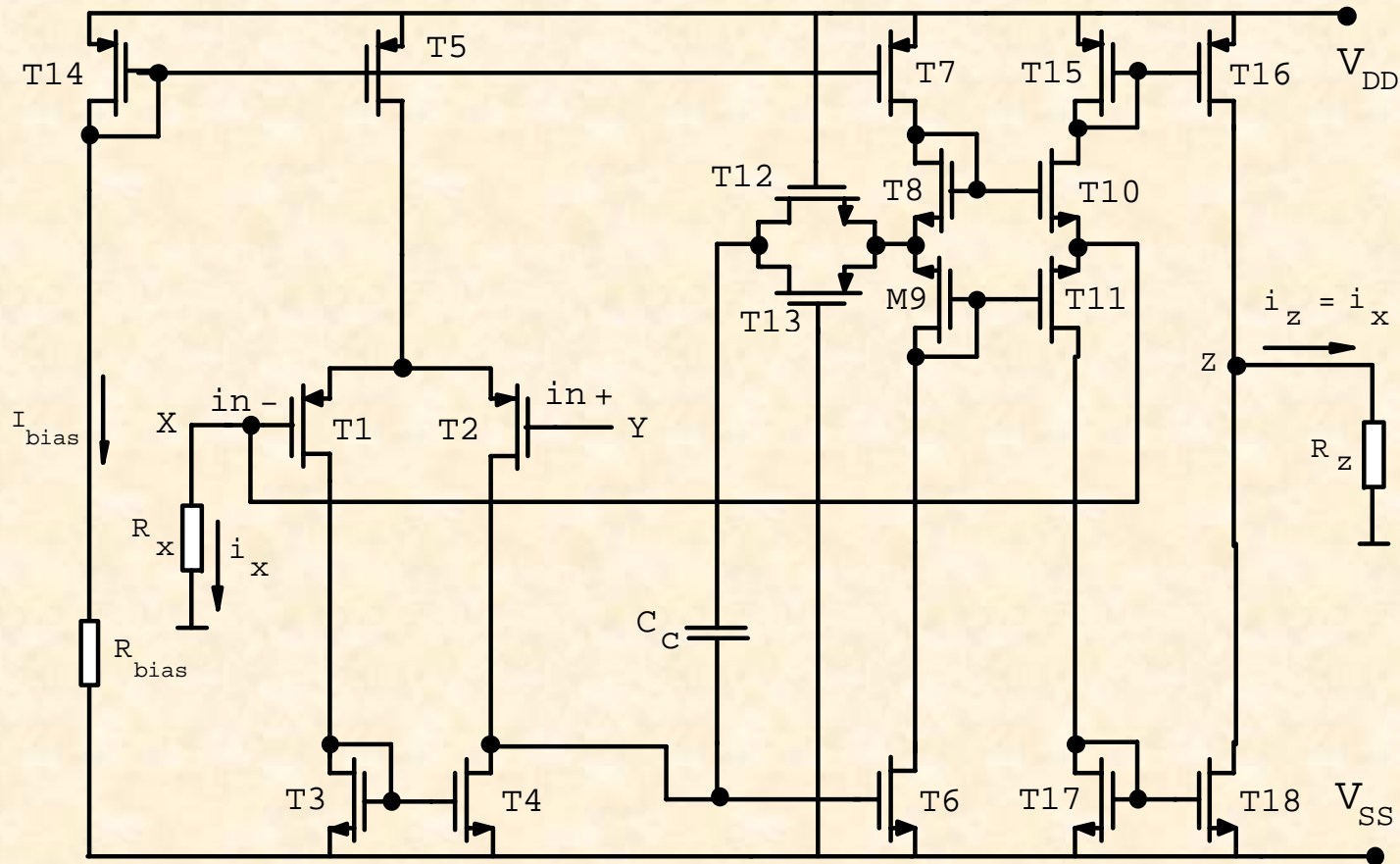


- İdeal bir akım taşıyıcıda, giriş ve çıkış empedansları sonsuz, band genişliği sonsuz,  $X$  ucundan içeriye doğru bakıldığında görülen empedans sıfırdır.
- Uç büyüklüklerinin sınırları

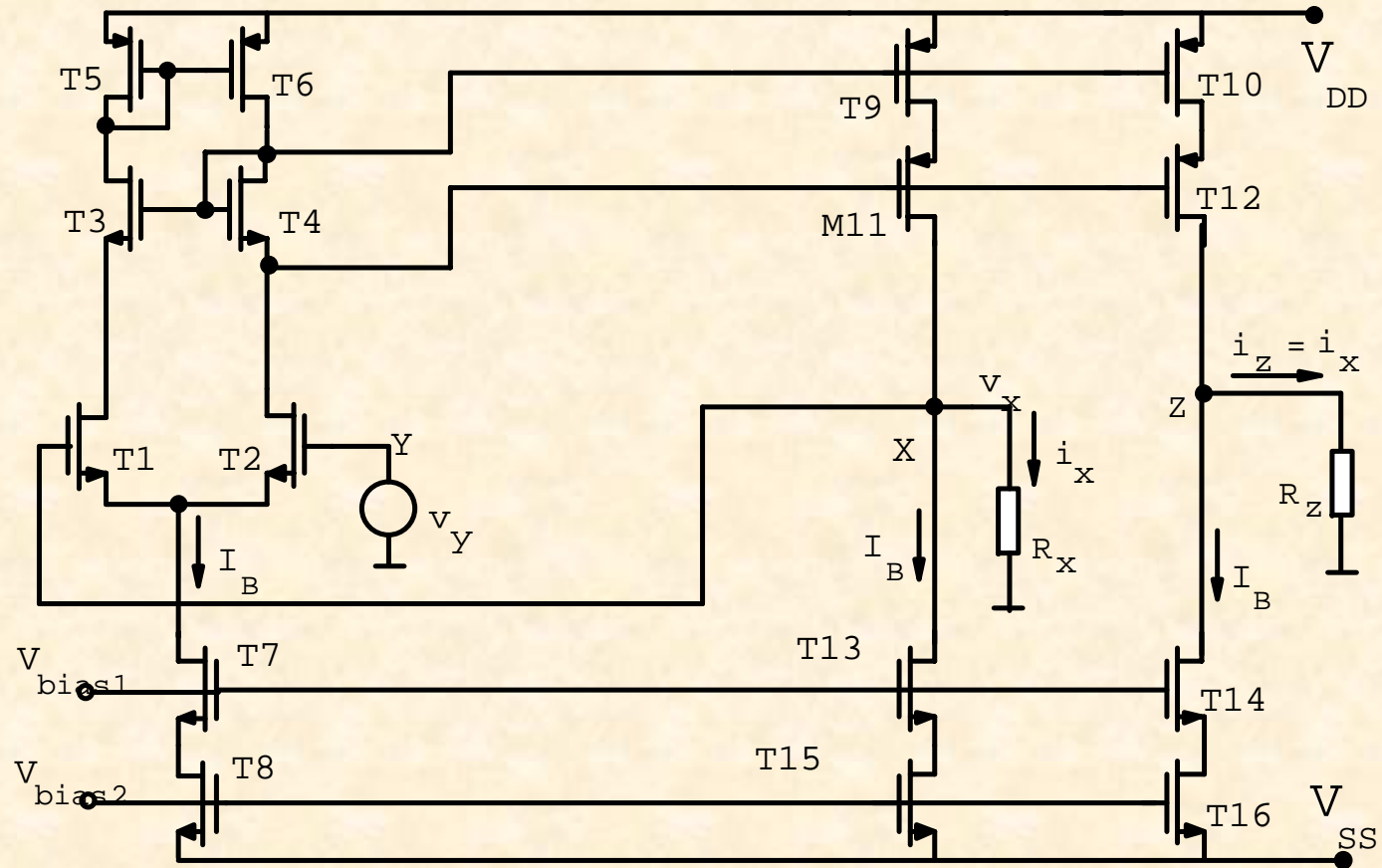
$$I_{X \min} < i_X(t) < I_{Xmaks}$$

$$V_{X \min} < v_X(t) < V_{Xmaks}$$

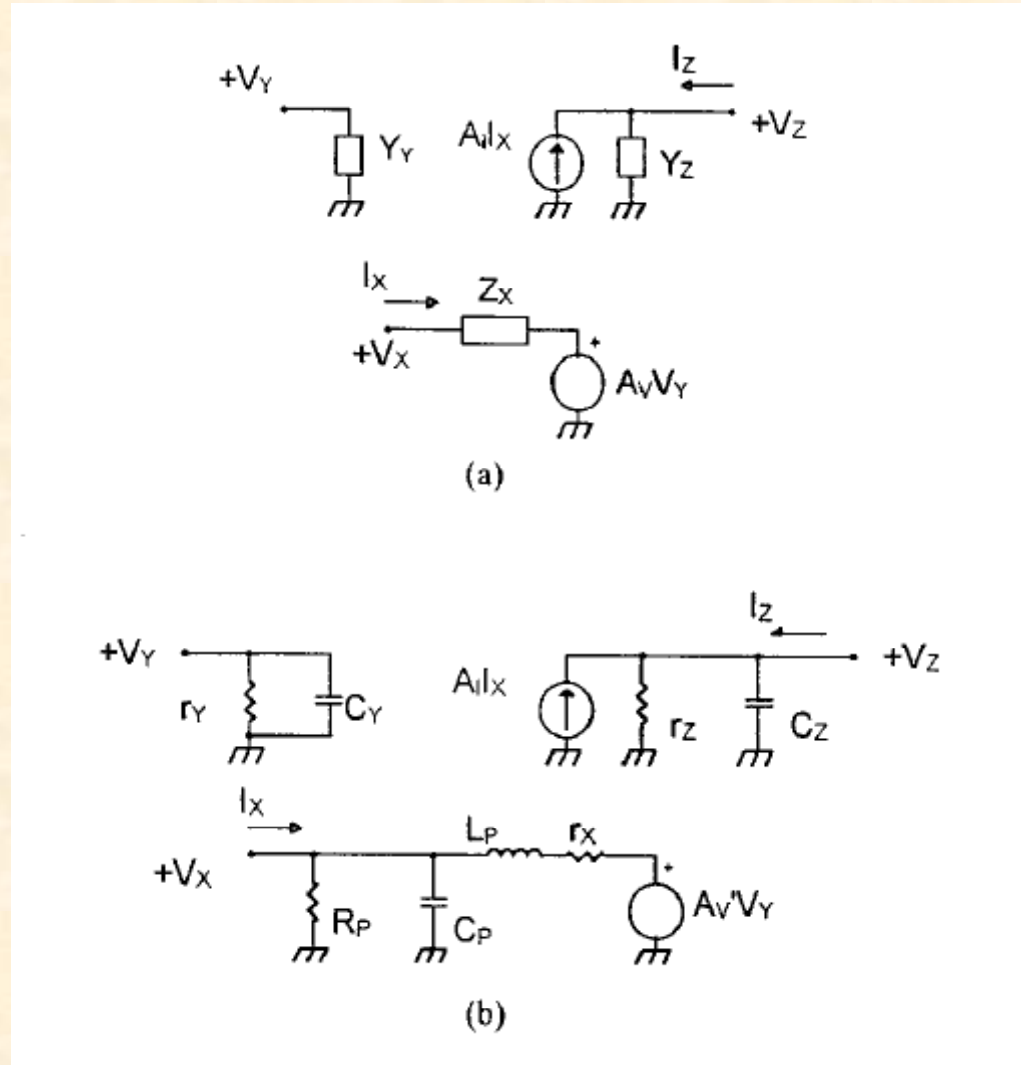
$$V_{Z \min} < v_Z(t) < V_{Zmaks}$$



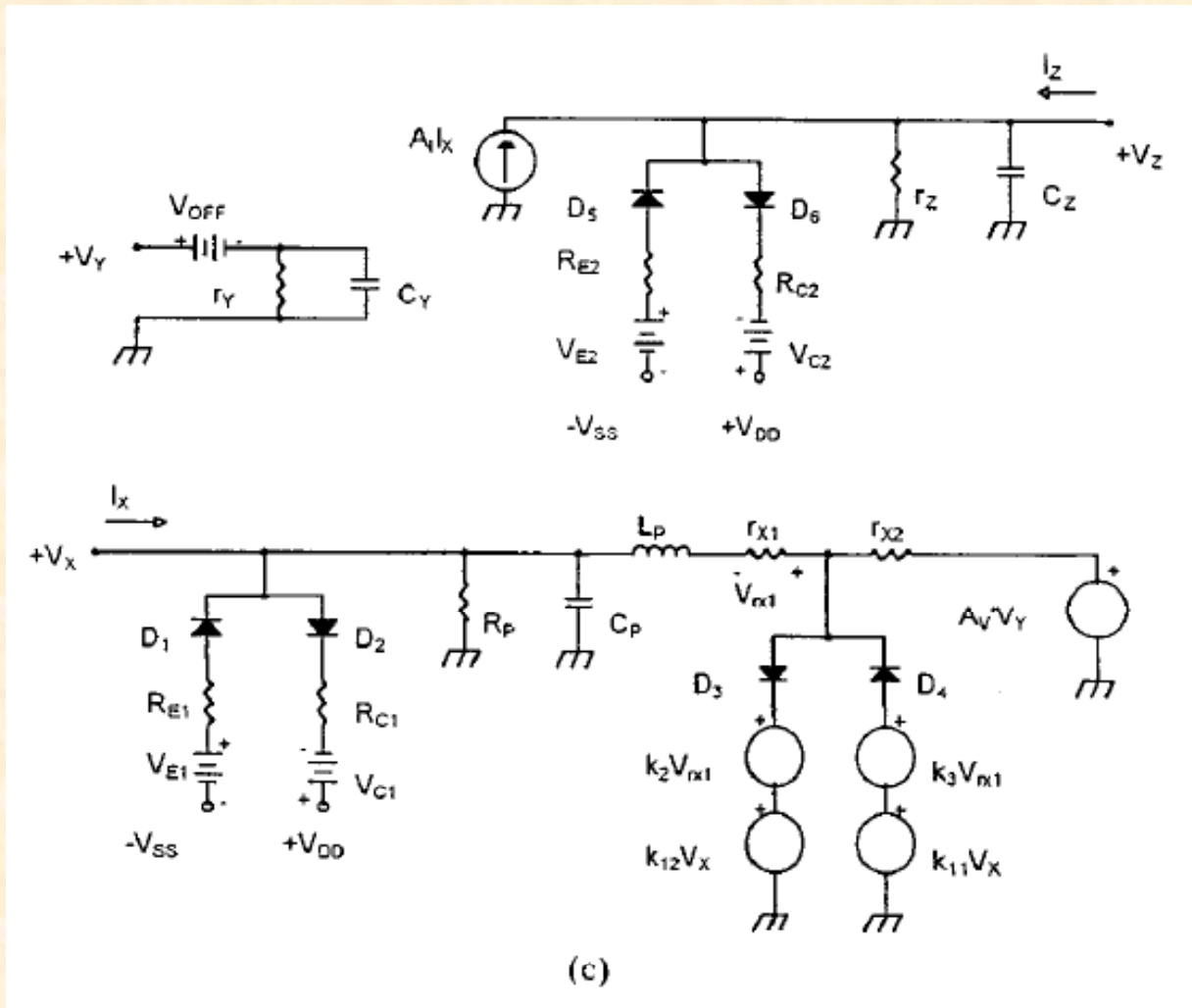
CMOS CCII devresi I



CCII devresi II



İdeal Olmama, Küçük İşaret Eşdeğer devresi



- Akım Taşıyıcı Makromodeli

$$Z_X(s) = \frac{1}{C_P} \frac{s + \frac{r_X}{L_P}}{s^2 + s \left( \frac{C_P R_P r_X}{C_P L_P R_P} + \frac{L_P}{C_P L_P R_P} \right) + \frac{r_X + R_P}{C_P L_P R_P}}$$

$$Z_X(s) = \frac{1}{C_P} \frac{s + \omega_Z}{s^2 + s \frac{\omega_P}{Q_P} + \omega_P^2}$$

$$H(s) = V_X/V_Y$$

$$H(s) = H(0) \frac{\frac{R_E + r_x}{C_P L_P R_E}}{s^2 + s \left( \frac{C_P R_E r_X}{C_P L_P R_E} + \frac{L_P}{C_P L_P R_E} \right) + \frac{R_E + r_x}{C_P L_P R_E}}$$

Makromodel bağıntıları

$$R_E = R_P // R_X,$$

$R_X$  büyüklüğü  $X$  ucuna dışarıdan bağlanan direnç

Table III. Macromodel parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
$r_Y$	1E12 $\Omega$	$k_2$	-9
$C_Y$	0.0489 pF	$k_3$	-0.45
$r_{X1}$	327 $\Omega$	$I_{S1}$	2E-14 A
$r_{X2}$	400 $\Omega$	$I_{S2}$	10E-14 A
$C_P$	0.1 pF	$I_{S3}$	2E-14 A
$L_P$	31.2 $\mu$ H	$I_{S4}$	10E-14 A
$R_P$	26 k $\Omega$	$I_{S5}$	2E-14 A
$A_V$	1	$I_{S6}$	2E-14 A
$k_{11}$	1	$A_I$	1*
$k_{12}$	1	$V_{OFF}$	-63 mV
$r_Z$	805 k $\Omega$	$C_Z$	0.16 pF
$R_{C1}$	833 $\Omega$	$V_{C2}$	2.45 V
$V_{C1}$	3.5 V	$R_{E2}$	1750 $\Omega$
$R_{E1}$	1 $\Omega$	$V_{E2}$	0.9 V
$V_{E1}$	0.5 V	—	—
$R_{C2}$	640 $\Omega$	—	—

\* For inverting current conveyor  $A_I = -1$ .

Table V. Equations to calculate the macromodel parameters

$$R_{C1} = \frac{V_{X_{\max}} - V_{XM1}}{|I_{X_{\max}}|}$$

$$V_{C1} = V_{DD} - V_{XM1} + V_{\gamma}$$

$$I_{S1} = -I_{X_{\max}} \exp(-V_D/V_T)$$

$$R_{E1} = \frac{|V_{X_{\min}}| - |V_{XM2}|}{I_{X_{\min}}}$$

$$V_{E1} = V_{SS} - |V_{ZM2}| + V_{\gamma}$$

$$I_{S2} = I_{X_{\min}} \exp(-V_D/V_T)$$

$$R_{C2} = \frac{V_{Z_{\max}} - V_{ZM1}}{|I_{Z_{\max}}|}$$

$$V_{C2} = V_{DD} - V_{ZM1} + V_{\gamma}$$

$$R_{E2} = \frac{|V_{Z_{\max}}| - |V_{ZM2}|}{|I_{Z_{\min}}|}$$

$$V_{E2} = V_{SS} - |V_{ZM2}| + V_{\gamma}$$

$$k_2 = 1 - \frac{V_D}{r_{X1}|I_{X_{\max}}|}$$

$$k_3 = 1 - \frac{V_D}{r_{X1}I_{X_{\max}}}$$

$$C_Z = \frac{1}{2\pi f_{Z3dB}r_Z}$$

$$L_P = \frac{R_P}{2\pi f_P Q_P}$$

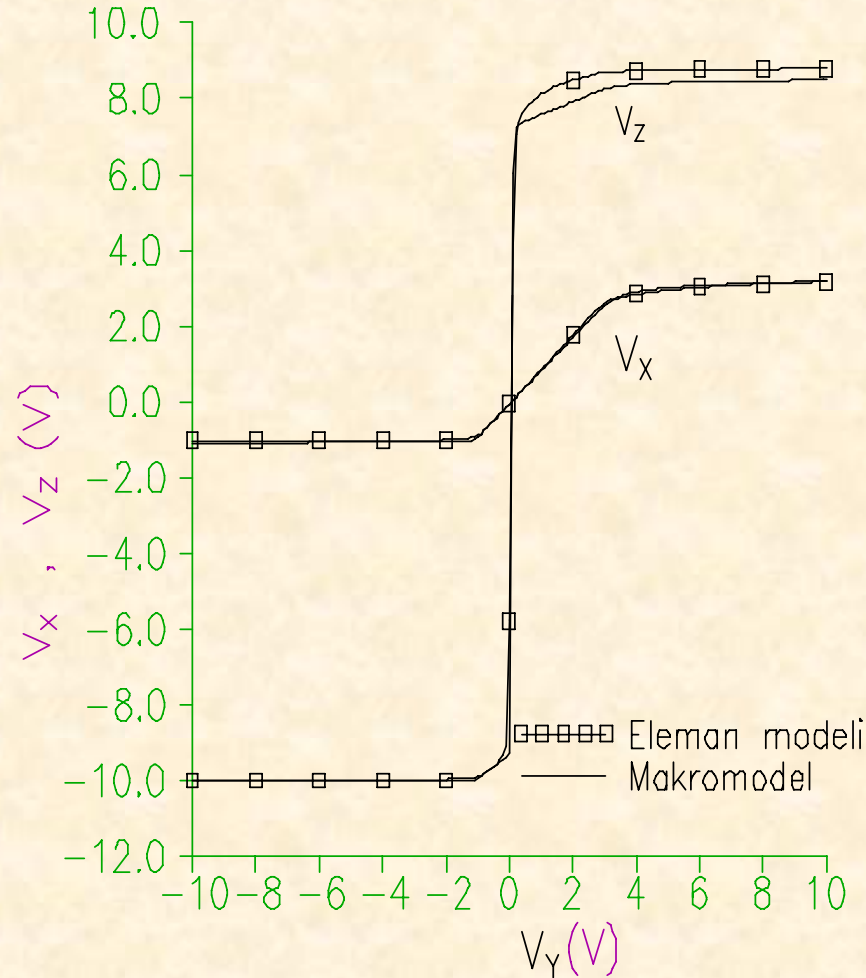
$$Q_P = \frac{f_P}{B}$$

$$C_P = \frac{Q_P}{2\pi f_P R_P}$$

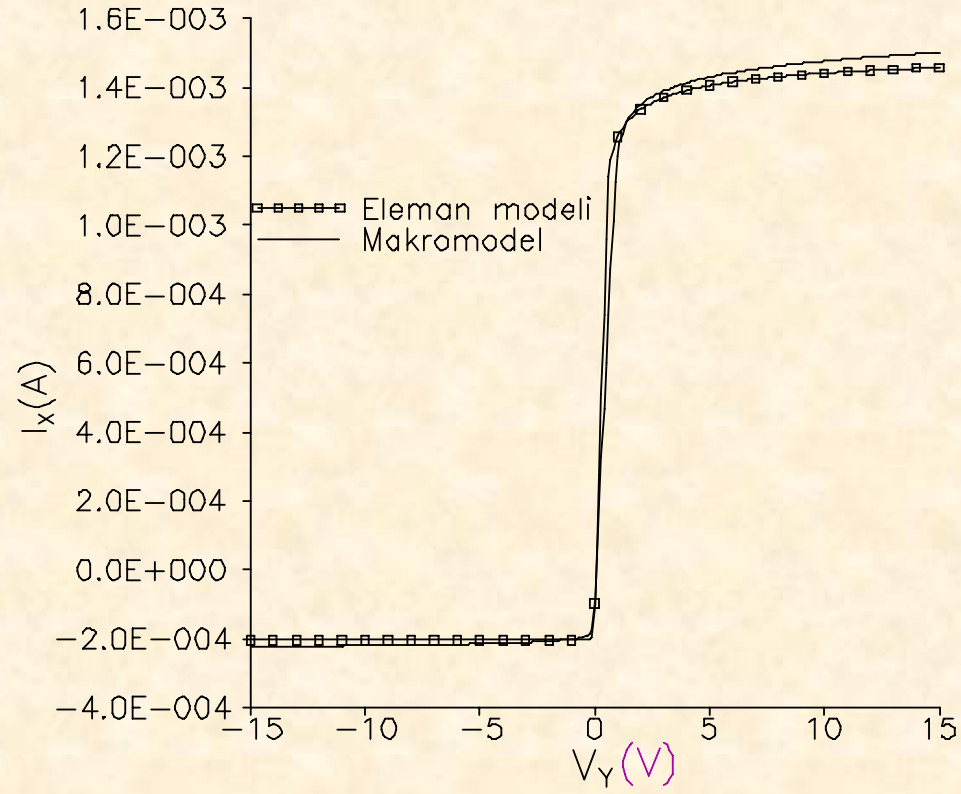
$$C_Y = \frac{1}{2\pi f_{Z3dB}r_Y}$$



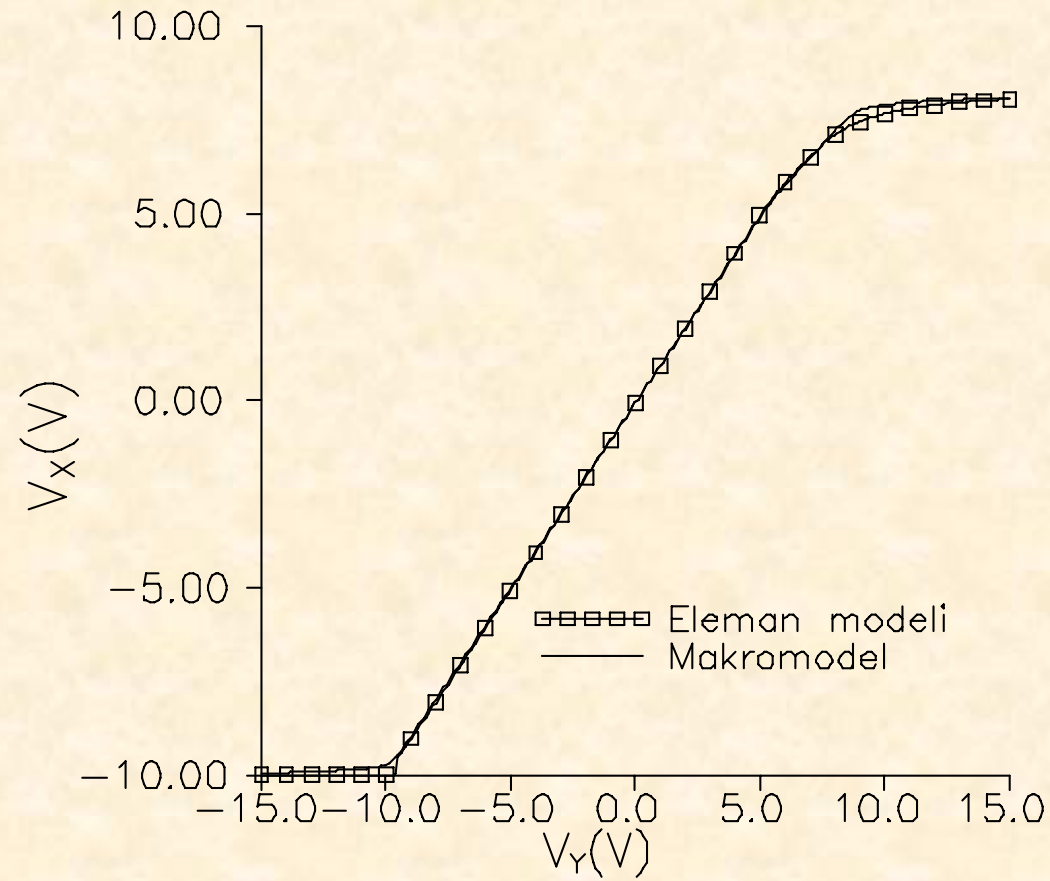
# Benzetim Sonuçları



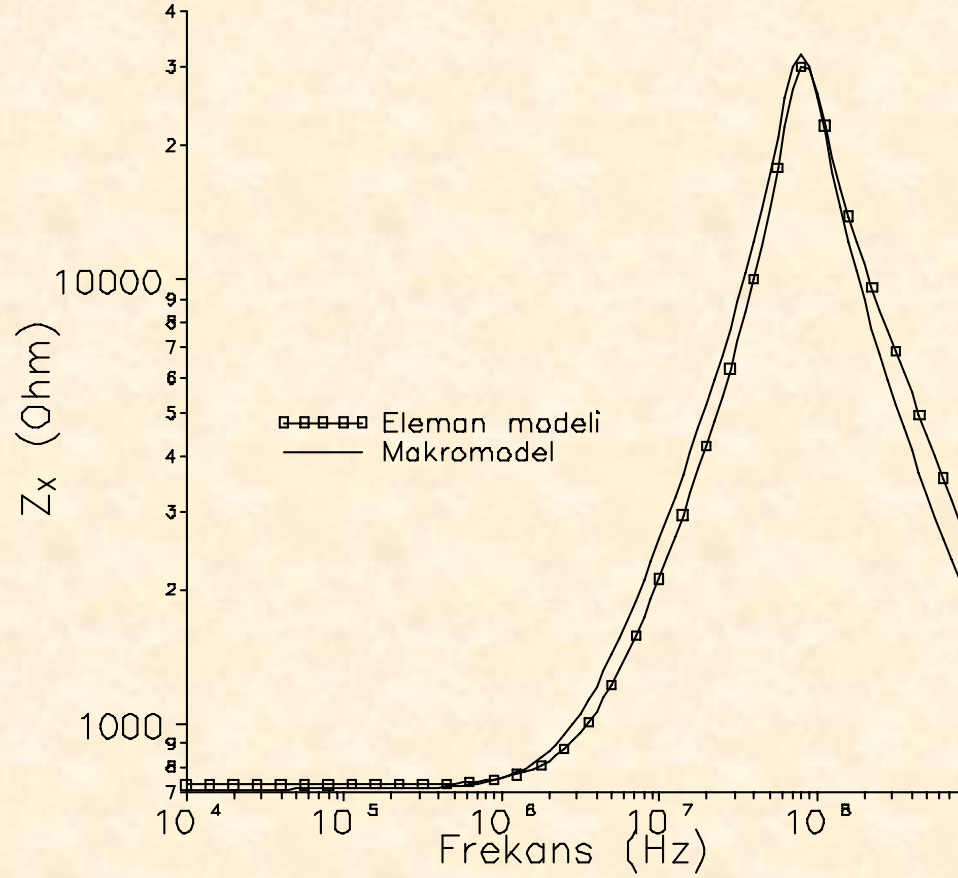
$R_X = 5k$ ,  $R_Z = \infty$  için eleman modeli ve makromodel yardımıyla elde edilen  $V_X-V_Y$  ve  $V_Z-V_Y$  değişimleri.



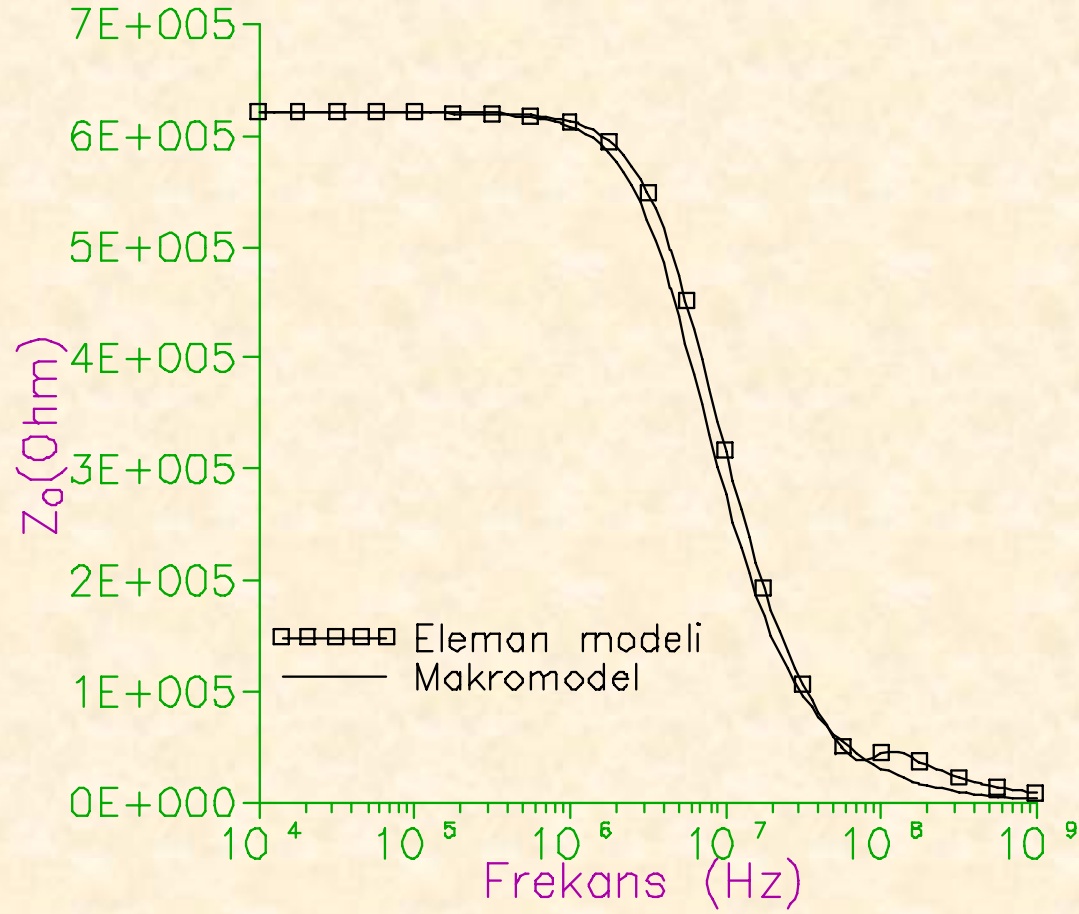
X ucundan içeriye ve dışarıya doğru akıtılan akımın sınırları,  $R_X = 0$ .



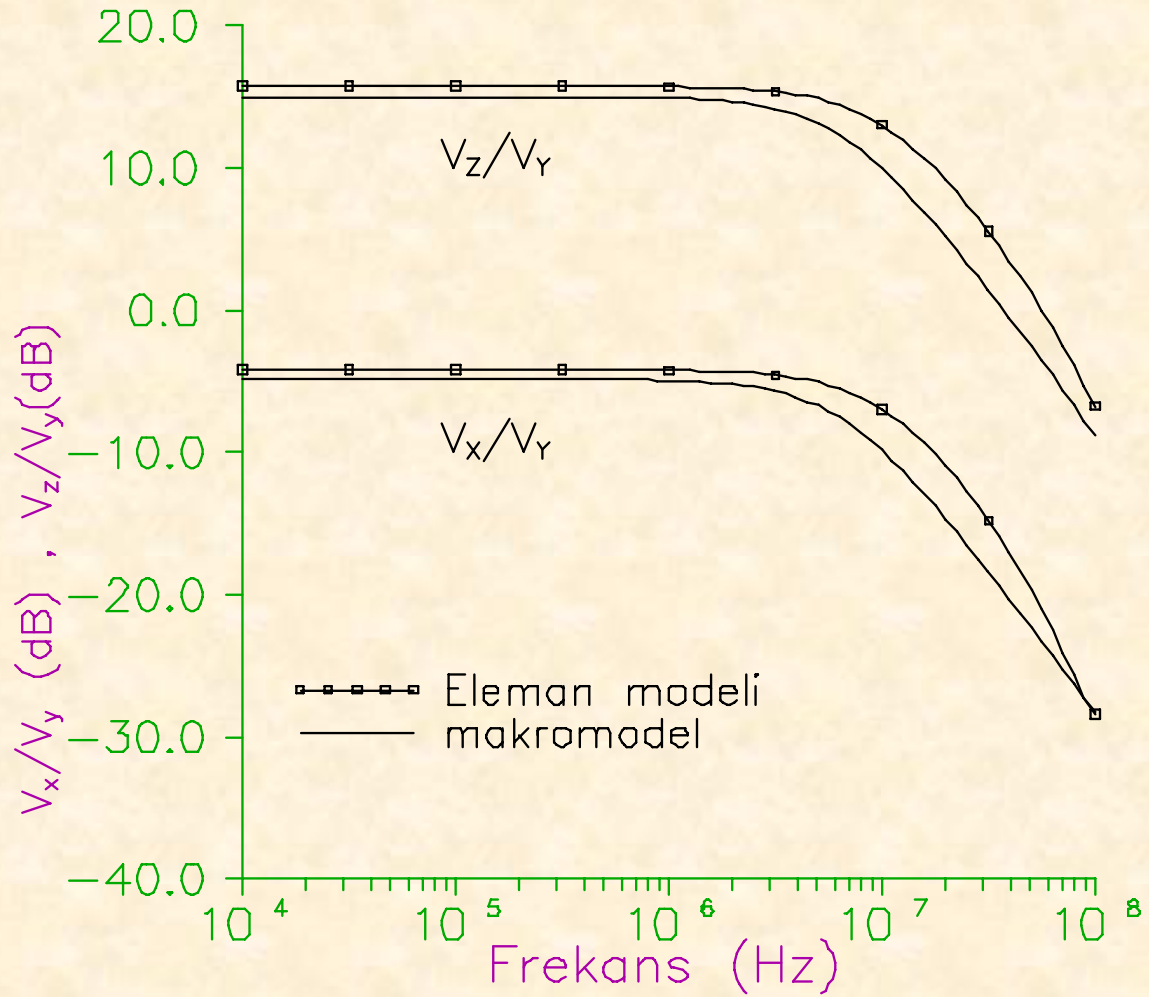
- $R_X = \infty$  için  $V_X - V_Y$  değişimi



X ucundan görülen  $Z_x$  empedansının frekansla değişimi için makromodel ve eleman modeli yardımıyla elde edilen simülasyon sonuçları.

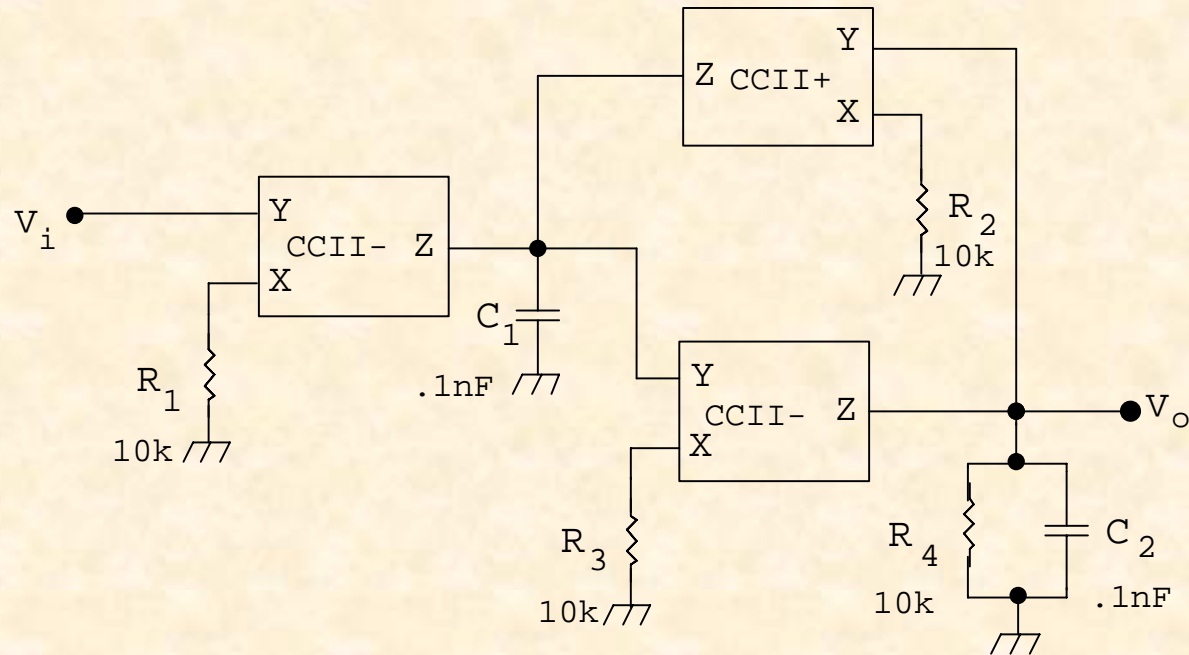


- Z ucundan görülen  $Z_0$  empedansının frekansla değişimi için makromodel ve eleman modeli yardımıyla elde edilen simülasyon sonuçları.

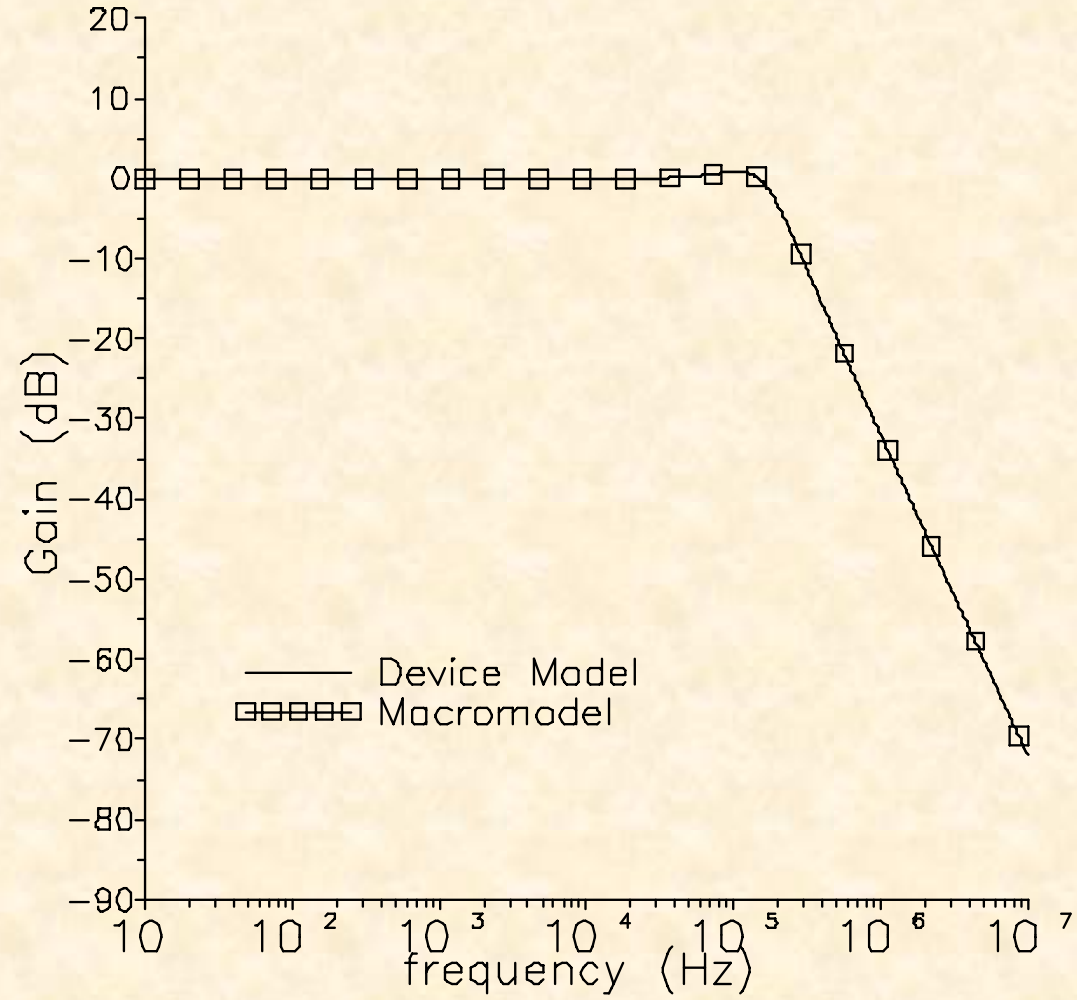


- $v_x/v_y$  ve  $v_z/v_y$  gerilim transfer oranlarının frekansla değişimi için makromodel ve eleman modeli yardımıyla elde edilen simülasyon sonuçları.

# Örnek, CCII+ ve CCII- tabanlı aktif süzgeç

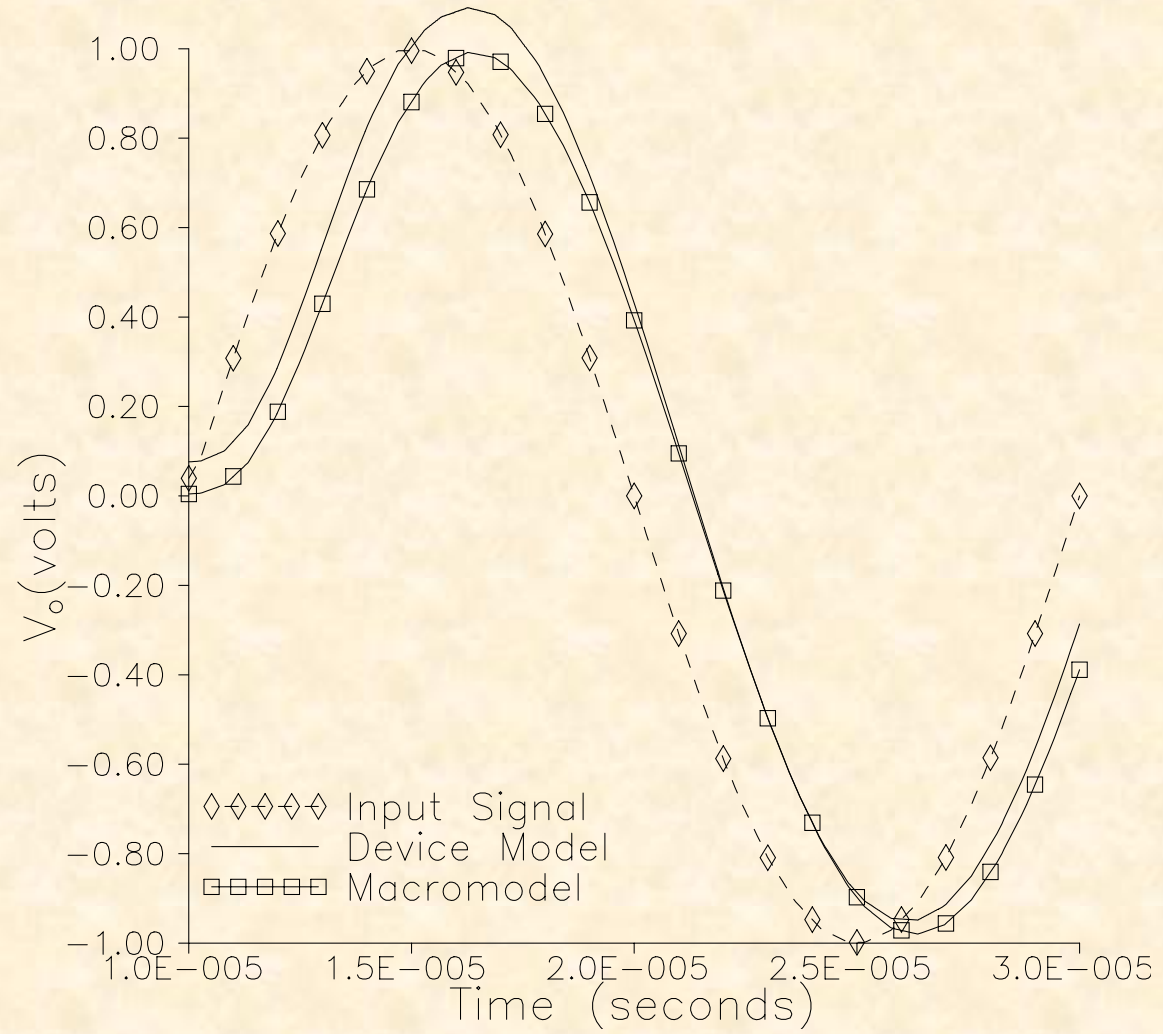


$$f_p = 159\text{kHz}, Q_p = 0.707$$



- Süzgecin Frekans Eğrisi





- Sinüs yanıtı, Giriş işareti  $V_p = 1V$ ,  $f = 100kHz$

# Yükselme eğimi nedeniyle çıkış işaretinde ortaya çıkan bozulma

- THD = %3,4 (Eleman modeli ile)
- THD = %2,8 (Makromodel ile)

# Benzetim Süresi Kısalma Çarpanı

$$T(\text{makromodel}) = K * T(\text{eleman modeli})$$

- AC Analiz:

$$K = 0.093$$

- Zaman Bölgesi Analizi (Transient):
- $K = 0.188$

# Kaynaklar:

- H. Kuntman, Modified Ebers-Moll model, Electronics Letters, Vol.18, No.7, pp.293-294,1982.
- H. Kuntman: Application of modified Ebers-Moll model to nonlinear distortion analysis of transistor amplifiers, Electronics Letters, Vol.19, No.4, pp.126-127,1983.
- H. Kuntman: New Method for modelling high-injection effects in bipolar transistors, Bulletin of The Technical University of İstanbul, Vol.37,No.1,pp.73-79, 1984.

- H. Kuntman, H. Çelik: A nonlinear analysis and simulation program for bipolar transistor circuits, Bulletin of The Technical University of Istanbul, Vol.39, No.1, pp.89-107, 1986.
- H. Kuntman: Novel modification on SPICE BJT model to obtain extended accuracy, IEE Proc. Pt-G, Vol.138, pp.673-678,1991.
- H. Kuntman and S. Özcan: Minimisation of total harmonic distortion in active-loaded differential BJT amplifiers, Electronics Letters, Vol.27, pp.2381-2383, 1991.
- H. Kuntman: On the harmonic distortion coefficients of active-loaded BJT amplifiers, International Journal of Electronics, Vol.72,pp.459-465,1992

- H. Kuntman, S. Özcan: Extraction of SPICE BJT model dynamic parameters from dc measurement data, International Journal of Electronics, Vol.74, No.4,pp.541-551,1992.
- E.İ.Tekdemir, H. Kuntman: Implementation of a novel BJT model into the SPICE simulation program to obtain extended accuracy, International Journal of Electronics, Vol.75, NO.6, pp.1185-1199, 1993.
- H. Kuntman: Improved representation of channel-length modulation in junction field-effect transistors, International Journal of Electronics, Vol.75, No.1,pp.57-64, 1993.
- H. Kuntman: Simple and accurate nonlinear OTA macromodel for simulation of CMOS OTA-C active filters, International Journal of Electronics, Vol.77, No.6, pp.993-1006, 1994.

- N. Tarım, B. Yenen, H. Kuntman: Simple and accurate nonlinear current conveyor macromodel for simulation of active filters using CCIIs, International Journal of Circuit Theory and Applications, 26, pp.27-38, 1998.
- N. Tarım, B. Yenen, H. Kuntman: Simple and accurate nonlinear current conveyor macromodel, Melecon 96: 8th Mediterranean Electrotechnical Conference, Vol.1, pp 447-450, May 13-16, Bari, Italy, 1996.
- M. Yazgı, H. Kuntman, A new approach for parameter extraction of complex models and an application for SPICE MOSFET level-3 static model, Microelectronics Journal, Vol.30, No.2, pp.149-155, 1999

- H. Kuntman and A. Toker, 'Novel nonlinear macromodel suitable for SPICE simulation of analogue multipliers realised with bipolar and CMOS technologies', *Int. Journal of Circuit Theory and Applications*, 27, pp.485-495, 1999.
- U. Cam and H. Kuntman, 'Simple and accurate non-linear macromodel for four terminal floating nullors (FTFNs)' *Int. Journal of Electronics*, Vol. 88, No.4, pp 435-447, 2001.



- U. Çam, H. Kuntman, Simple and accurate non-linear macromodel for four terminal floating nullor (FTFN), Proc. of Int. Conference on Electrical and Electronics Eng. ELECO'99, Electronics: pp. 73-77, Bursa, Turkey, 1-5 December 1999.
- H. Kuntman, A. Dolar: Implementation of a Novel MOSFET Model into SPICE Program to Obtain Extended Accuracy for Simulation of Analogue Circuits, Proc. of the 7th International Conference on OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT: OPTIM 2000, May 11-12, 2000 Brasov, ROMANIA, pp. 765-770.

- G. Düzenli, H. Kuntman, The Basic of an Analytical Model Development for the P-MOS Transistor Degradation, Proc. of OPTIM'2002 (8th International Conference: OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT), pp. 829-834, May 16-17, 2002 Brasov, ROMANIA.
- F. Kaçar, A. Kuntman, H. Kuntman, "A Simple Approach for Modelling The Influence of Hot-Carrier Effect ON Threshold Voltage Of MOS Transistors", Proceedings of the 13th International Conference on Microelectronics (ICM'2001), pp.43-46, Rabat, Morocco, October 29-31, 2001.

- H. Kuntman, Elektronik Elemanların Modellenmesi, İTÜ Kütüphanesi, 1998.
- H. Hakan Kuntman, Analog MOS Tümdevre Tekniği, İTÜ Kütüphanesi, Sayı: 1587, 1997.
- H. H. Kuntman, Analog tümdevre tasarımı, Birsen Yayınevi, İstanbul, 1998.
- P. Antognetti, G. Massobrio, Semiconductor device modeling with SPICE, Mc Graw Hill, 1988.

- BOYLE, G.R., COHN, B.M., PEDERSON, D.O. and SOLOMON, J.E., Macromodeling of integrated circuit operational amplifiers, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 9, 353-363, 1974.
- PEIC, R.V., Simple and accurate nonlinear macromodel for operational amplifiers, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 26, 896-899, 1991.