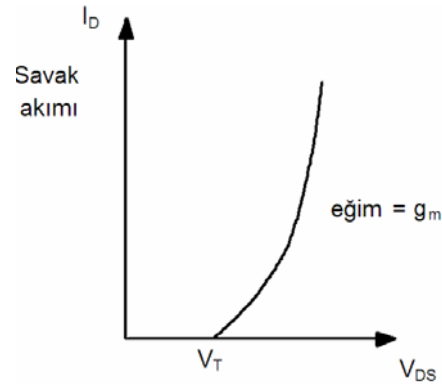
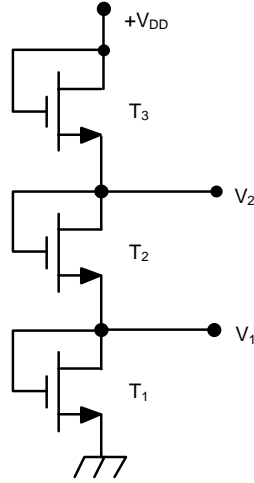


$$r_o = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\mu \cdot C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)} = \frac{1}{\beta (V_{GS} - V_T)} \quad (2.2)$$

bağıntısıyla hesaplanabilir. Görülebileceği gibi, dinamik direnç (W/L) ile ters orantılıdır. Yapının geniş bir uygulama alanı bulunmaktadır. Bunlardan biri olan gerilim bölücü Şekil-2.3'de gösterilmiştir. Yapıda, her bir tranzistor bir direnç gibi kullanılmaktadır. Bunun yanısıra, diyot bağlı tranzistor, kutuplama elemanı ve aktif yük olarak da uygulama alanı bulmaktadır.



Şekil-2.2. Diyot bağlı NMOS tranzistorun akım-gerilim karakteristiği.



Şekil-2.3. Diyotlu gerilim bölücü.

şeklinde ortalama ve fark büyüklükler tanımlansın. Bunların akım-gerilim bağıntılarında yerlerine konması halinde, yüksek dereceden terimler ihmal edilirse, dengesizlikler nedeniyle akımın nominal değerinde ortaya çıkacak bağıl hata

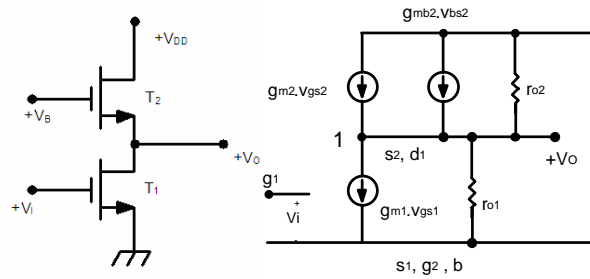
$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta \frac{W}{L}}{\frac{W}{L}} - 2 \frac{\Delta V_T}{V_{GS} - V_T} \quad (2.15)$$

olur. Bağıntıdan görülebileceği gibi, akım dengesizliğinin iki bileşeni bulunmaktadır. Bunlardan birincisi geometriye bağlıdır ve kutuplamadan bağımsızdır. İkinci bileşen ise eşik dengesizliğinden kaynaklanmaktadır ve kutuplamaya bağlıdır, diğer bir deyişle  $V_{GS} - V_T$  azaldıkça artmaktadır.

### 2.3. Kuvvetlendirici Yapıları

Bu bölümde, NMOS ve CMOS aktif yüklü kuvvetlendirici yapıları ele alınacaktır. İlk başta, sadece kanal oluşturmali NMOS yapılar incelenecek, daha sonra kanal oluşturmali ve kanal ayarlamali tranzistorların birlikte kullanıldıkları yapılara yer verilecek, en sonda ise CMOS yapılara değinilecektir.

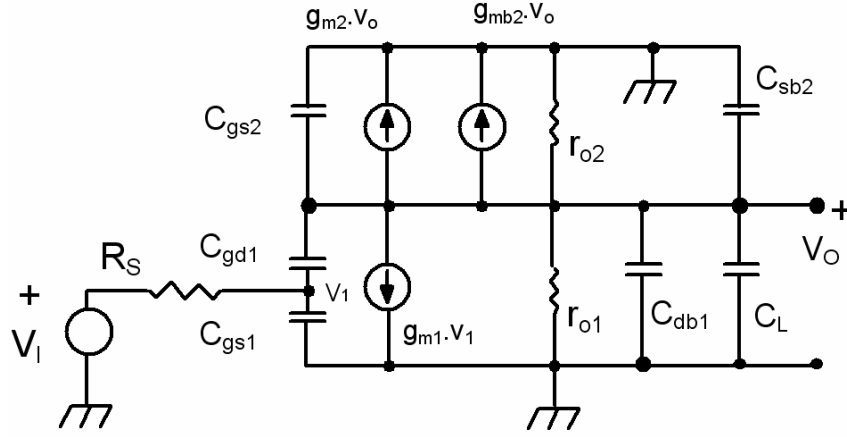
#### Aktif yüklü savak çıkışlı kuvvetlendirici yapısı



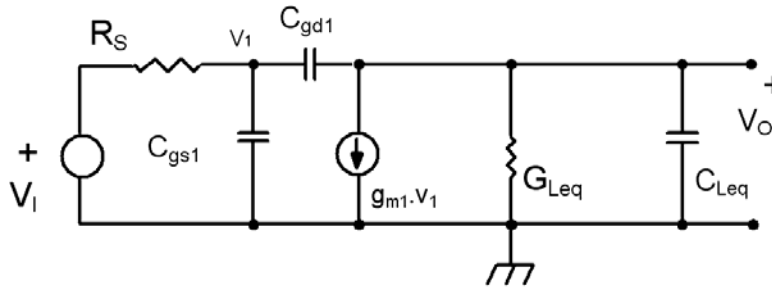
Şekil-2.11. Savak çıkışlı kuvvetlendirici ve bu yapının eşdeğer devresi.

Aktif yüklü savak çıkışlı bir kuvvetlendirici devresi Şekil-2.11'de gösterilmiştir. Yine, yapının eşdeğer devresi şekil üzerinde yer almaktadır. Devrenin gerilim kazancı eşdeğer devre yardımıyla hesaplanabilir. Devre

## Diyot yüklü NMOS kuvvetlendiricinin frekans cevabı



(a)



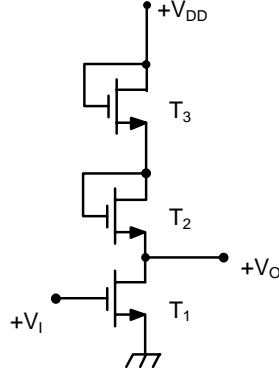
(b)

Şekil-2.14. Diyot yüklü kuvvetlendiricinin küçük işaret eşdeğer devresi.

Diyot yüklü NMOS kuvvetlendiricinin frekans cevabı eşdeğer devre yardımıyla incelenebilir. Eşdeğer devre Şekil-2.14'de görülmektedir. Eşdeğer devredeki büyüklükler

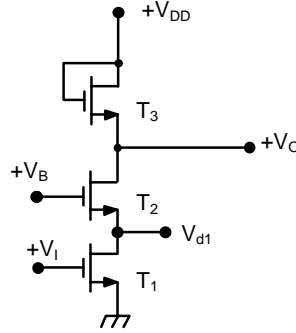
$$G_{Leq} = (1/r_{o1}) + (1/r_{o2}) + g_{m2} + g_{mb2} \quad (2.25)$$

tek bir yük elemanına göre yarı geçit alanına gereksinme göstermekte, böylece etkin yük kapasitesi  $C_{L,eq}$  azalmaktadır. Buna karşılık, iki diyot seri bağlanarak yük oluşturulduğundan, alçak frekanslardaki kazanç önceki devreyle aynı olur.



Şekil-2.15. Parçalı yüklü kuvvetlendirici.

### Kaskod devre



Şekil-2.16a. Kaskod yüklü kuvvetlendirici.

Aktif yüklü kuvvetlendiricilerde yük transistörleri kendilerini süren kata önemli bir kapasitif yük oluşturabilirler.  $C_{gs}$  ve  $C_{gd}$  kapasiteleri sorun yaratmaya başlarlar, özellikle  $C_{gd}$  kapasitesi Miller etkisi nedeniyle sorun çıkarır. Bu problem kaskod devre yardımıyla çözülebilir. Kaskod devre Şekil-2.16a'da verilmiştir. Kaskod yapıda,  $T_1$  transistörünün savak ucuna ortak geçitli olarak

çalışan  $T_2$  tranzistoru bağlanmıştır. Devrenin gerilim kazancı eşdeğer devre yardımıyla hesaplanabilir. Girişten ilk tranzistorun savak ucuna kadar olan kazanç

$$\frac{v_{d1}}{v_i} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \alpha_{b2} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \alpha_{b2} \quad (2.33)$$

ikinci tranzistorun kaynak ucundan savak ucuna kadar olan kazanç da

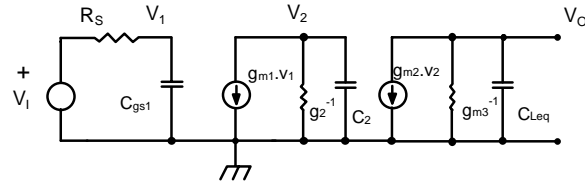
$$\frac{v_o}{v_{d1}} = \alpha_{b3} \frac{g_{m2}}{g_{m3}} \frac{1}{\alpha_{b2}}$$

bağıntısıyla verilir. Buradan hareketle toplam kazanç hesaplanırsa

$$\frac{v_o}{v_i} = -\alpha_{b3} \frac{g_{m1}}{g_{m3}} \frac{1}{\alpha_{b2}} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_3}} \quad (2.34)$$

bulunur. Miller etkisi nedeniyle  $C_{gd1}$  kapasitesi  $v_{d1}/v_i$  ile çarpılarak girişe yansır. Bu etkiyi minimum düzeyde tutabilmek üzere,  $(W/L)_1 = (W/L)_2$  seçilerek  $v_{d1}/v_i = 1$  olması sağlanır.  $(W/L)_3$  oranı küçük tutularak da istenilen kazanç değeri sağlanır.

### Kaskod devrenin frekans cevabı



Şekil-2.16b Kaskod devrenin küçük işaret eşdeğer devresi.

Kaskod devrenin frekans cevabı eşdeğer devre kullanılarak incelenebilir. Kaskod devrenin eşdeğer devresi Şekil-2.16b'de görülmektedir. Eşdeğer devrede görülen büyüklükler

$$\begin{aligned}
g_2 &= g_{m2} + \frac{1}{r_{o1}} \\
C_1 &= C_{gs1} + (1 + g_{m1} / g_{m2}) \cdot C_{gd1} \\
C_2 &= C_{gd1} + C_{db1} + C_{gs2} + C_{sb2} \\
C_{Leq} &= C_{gd2} + C_{db2} + C_{sb3} + C_{gs3} + C_L
\end{aligned} \tag{2.35}$$

şeklinde. Miller teoreminin uygulanmasıyla devrenin transfer fonksiyonu

$$K_V(s) = \frac{G_S g_{m2} (sC_{gd1} - g_{m1})}{(sC_1 + G_S) \cdot (sC_2 + g_2) \cdot (sC_{Leq} + g_{m3})} \tag{2.36}$$

olur. Bu transfer fonksiyonunun sıfır ve kutupları

$$s_z = \frac{g_{m1}}{C_{gd1}} \tag{2.37}$$

$$s_{p1} = -\frac{G_S}{C_1} \tag{2.38}$$

$$s_{p2} = -\frac{g_2}{C_2} \tag{2.39}$$

$$s_{p3} = -\frac{g_{m3}}{C_{Leq}} \tag{2.40}$$

şeklinde. Pratikte karşılaşılan değerler ele alınırsa,  $|s_{p1}| \ll s_z$ ,  $|s_{p2}|$ ,  $|s_{p3}|$  ve böylece  $s_{p1}$  baskın kutup olur. Buna göre, kazanç fonksiyonunun 3 dB düşme frekansı

$$f_{3dB} = \frac{G_S}{2\pi \cdot C_1} \tag{2.41}$$

olur. Tipik olarak  $g_{m1} = g_{m2}$  olduğundan, kaskod devrede  $C_{in}$  giriş kapasitesi

$$C_{in} = C_1 = C_{gs1} + 2C_{gd1} \tag{2.42}$$

değerindedir. Böylece, 3 dB frekansı da

$$f_{3dB} = \frac{G_S}{2\pi \cdot (C_{gs1} + 2 \cdot C_{gd1})} \tag{2.43}$$

olur. (2.28) ve (2.30) bağıntılarıyla karşılaştırılırsa, giriş kapasitesinin küçülmesi nedeniyle band genişliğinin artacağı kolayca görülebilir.