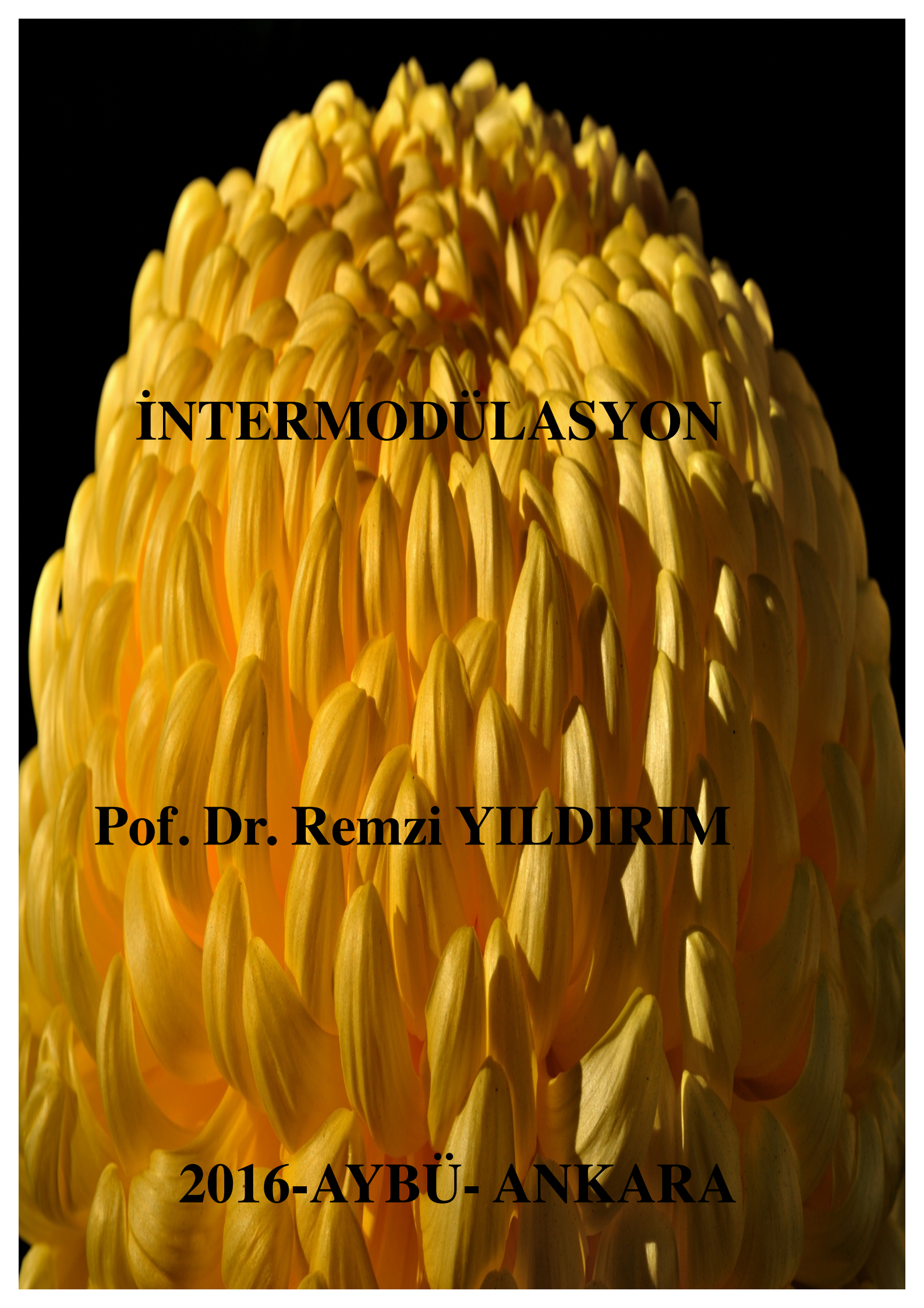




İNTERMODÜLASYON

Pof. Dr. Remzi YILDIRIM

2016-AYBÜ- ANKARA

İNTERMODÜLASYON

(DERS NOTU

Prof.Dr. Remzi YILDIRIM

AYBÜ-2016-ANKARA

HARMONİKLERİN HESAPLANMASI VE İNTERMODÜLASYON ÜRÜNLERİ

5.1 GİRİŞ

Bu bölümde harmoniklerin hesaplanması konusunda çeşitli yöntemler anlatılacaktır. Harmoniklerin ve intermodülasyon ürünlerinin hesaplanması konusuna daha önce değinilmişti. Harmonikler ve modülasyon ürünleri için hesaplama yöntemleri Volterra serisine dayalı olarak anlatılmıştır. Volterra çekirdekleri ancak orijinal devrenin doğrusallaştırılmış eşdeğer başka bir lineer şebeke çözerek hesaplanır. Bu lineer şebeke birinci dereceden çekirdekleri hesaplar. İkinci dereceden çekirdekler bu dış uyarımları farklı girişleri olan lineer şebeke tarafından hesaplanır. Yeni girişler birinci sırada Volterra çekirdeklerine bağlıdır. Üçüncü sırada çekirdekleri benzer, ancak daha farklı girişler ile hesaplanır. Bu girişlerin birinci ve ikinci dereceden çekirdeklerin fonksiyonu vardır. Üst düzey tepkiler benzer şekilde hesaplanır. Bu yaklaşım daha da Bölüm 5.2 'de açıklanmıştır.

Genel olarak birden fazla girişi olan sistemler, Volterra serisinin kullanımı olarak gösterilir. Örneğin, bir gerilim ikinci sırada çekirdek boyutta bir matris ($\# \text{girişler} \times \# \text{girişleri}$), üçüncü sırada bir çekirdek ($\# \text{giriş} \times \# \text{girişler} \times \# \text{girişleri}$ ise), tensor ve böylece olduğunu [Sale 82, sche 80, Chua 79B]. Tensörleri ile hesaplamalar oldukça zordur. tensör manipülasyon ve Kronecker ürünü [Sale 82], ve hesaplama yönteminin bir uzantısı [Buss 74,

Chua 79B] kullanılarak birden fazla giriş sistemleri için Volterra serisi açısından karmaşıktır. Bölüm 5,3 bir yöntem olarak doğrudan veya bir modülasyon ürünü olan harmonik bir tepkiyi hesaplar. Volterra serisi yaklaşımın iki artıklık ve birden fazla giriş sistemleri vardır. Volterra serisinin kullanımı circumvents yöntemi kullanılır. Tabii ki, bu yöntem ile elde edilen sonuçlar harmonikler veya modülasyon ürünleri sonuçları ile Volterra serisi yaklaşımıyla elde edilenle aynıdır. Volterra serisi yaklaşımı yöntemi ile de art arda bir doğrusallaştırılmış ağ çözerek yanıtlar hesaplanır. Yöntemin Türev Detayları Bu yöntemde bir örnekle açıklanmıştır Ek C. Kısım 5.3. üçüncü bir hesaplama yöntemi tarif edilmiştir [Kuo 73, chis 73, Chua 75]. Bu yöntem bir pertürbasyon yöntemi olarak kabul edilebilir. Çünkü bu yöntem aynı sonuçları getiriyor.

Farklı yöntem olarak yukarıda belirtilenlerden farklı olarak, bir harmonik veya intermodülasyon ürününün katkılarının toplamı olarak, temel bir nonlineariteler veya bir modülasyon ürününün harmonikleri için katkı verdiği düşünülebilir.. Baskın katkı verimlerinin ekstraksiyonu değerli bilgileri içerir. İlk olarak, hangi temel nonlinearitenin esas devrenin çıkışında gözlenen doğrusal olmayan davranıştan sorumlu olduğunu gösterir. Sonra, baskın katkıları frekans alanında analiz edilebilir, aynı şekilde bir doğrusallaştırılmış devrenin AC analizinde olduğu gibi. Bu analiz sonuçları, çok sayıda ticari devre simülatörleri tarafından gerçekleştirilen, genellikle bir komplo şeklinde, bu frekansın bir fonksiyonu olarak tepki gösterir . Bölüm 8 de aynı yaklaşım kullanılır.

Eğer harmonik veya intermodülasyon ürün olan temel nonlineariteler ve katkıları için oluşturulmuş olan sembolik ifadeler kapalıdır ancak, devre doğrusal olmayan operasyonda oldukça

gelişmiş olacaktır. Çünkü bu tür ifadeler doğrusal ağları çözme yoluyla elde edilebilir, en azından teorik olarak, elle hesaplamalar ile elde edilebilir. Ancak pratik boyutu devreler için bu bölüm, elle hesaplamalar ile çok karmaşık halde olacaktır. Burada sembolik ağ analizi programları hızlandırmak için veya kısmen hesaplamaları otomatikleştirmek için yararlı olabilir. Bu tür programlar oluşturabilen bir kapalı analog devrenin AC özellikleri için ifadeleri içerir [Giel 91, Giel 94a]. sembolik ağ analizi programları kullanıcı küçük koşulları kaldırarak yaklaşık ifadeler oluşturabilirsiniz.

Simgesel ağ analizi programları, gerçekte ifadeleri hesaplamak için geliştirilmiştir. Volterra çekirdekleri veya harmonikleri ve modülasyon ürünlerinin hesaplamalarda doğrusal denklem setleri, sembolik bir ağ analizi programının da çekirdek kullanılabilir. Bu konu Bölüm 5.4 'de açıklanmıştır. Bu kitapta doğrusal olmayan tepkiler hesaplamak için kullanılan simgesel analiz programı ISAAC [Giel 89, Giel 91].

Hesaplama yöntemleri bu bölümde çeşitli örneklerle örneklendirilmiştir. Bu Volterra serisi yaklaşım ortak bir emitör amplifikatörü hesaplamaları ile gösterilmektedir. Bölüm 5.2 'de açıklanmıştır. Doğrusal olmayan yanıtların doğrudan hesaplama, Kısım 5,3, bir basit mikser, hem bipolar ve CMOS gösterilmektedir . Sonraki Bölüm 5,5 basit devrelerde, yani bir direnç gerilim bölücü ve kapasitif akım analiz edilmektedir. Sonuçları Bölüm 8 analizler için faydalı olan bu devreleri verim elde edilir.

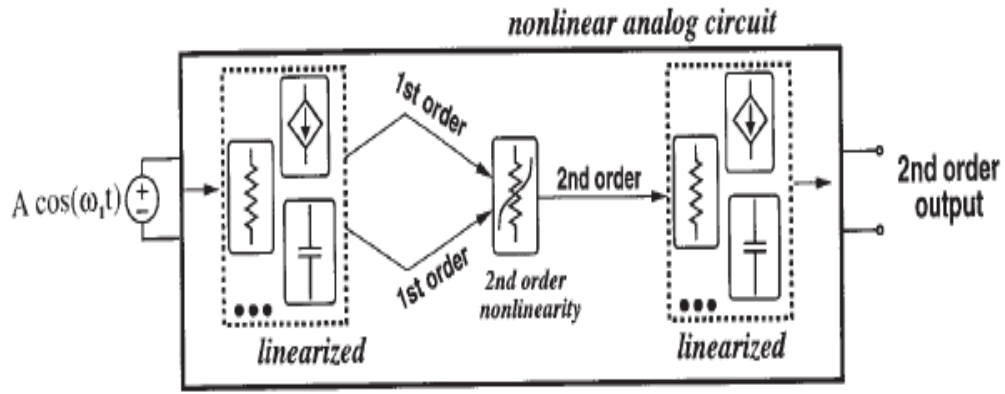
Yukarıda belirtildiği gibi,. Pratikte her zaman sinyal amplitüdü sınırı tahmini zayıf nonlinear yaklaşım için geçerli olduğunda kolay değildir.

Varsayım geçerliliğini denetlemek için yinelemeli sayısal simülasyon tekniklerinin kullanılması gerekir devre zayıf doğrusal olmayan biçimde davranır. Bazı teknikler Bölüm 5,6 tartışılmıştır.

Zayıf doğrusal olmayan devre çıkışındaki ikinci dereceden harmonik ikinci öncelikle belirlenir . Bu tür davranış, sadece birinci sırada sinyalleri birleştiren ikinci dereceden nonlineariteye neden olabilir. Dolayısıyla, bir ikinci dereceden nonlinear katkısını harmonik olarak hesaplanabilir genel şunlardır: gerilim veya nonlinear kontrol akım ilk sırada tepki hesaplanır. Üst düzey tepkilerde daha yüksek zaman ikinci dereceden nonlinear besleyen ve başka bir sinyal ile birlikte bir sinyal sonuçlanan hesaplamalar gerekmez. Bu birinci sırada yanıt basit lineer ağ analizi kullanılarak hesaplanır.

Bu tepki sonra ikinci sırada nonlinearlik- ki bu durumda bu nonlinearlik ve çıkan sinyal ikinci dereceden sinyali üretmek için iki özdeş sinyalleri birleştirir. Nitekim, bu diğer sinyalleri ile bir sinyal üretimi için ikinci dereceden daha yüksek sinyali birleştirmek istiyorsunuz. Diğer bir deyişle, hangi satırları tekrar ağ analizi ile yapılabilir doğrusallaştırılmış ağ aracılığıyla ikinci dereceden sinyal yayılımı hesaplamak gerekir. Hesaplama yöntemi şematik olarak Şekil 5.1 'de gösterilmiştir.

Benzer bir mantık bir üçüncü sırada nonlinearlik için takip edilebilir!



Şekil 5.1: ikinci dereceden çekirdek dönüşümünün veya harmoniklerin veya intermodülasyon ürünlerinin hesaplanmasının gösterimi

Volterra serisi yaklaşımı ve harmonikler ve modülasyon ürünlerinin doğrudan hesaplama farklı temel nonlinearlık güç serisi tanımı, ilk birkaç terimler olmadan bölünebilir. Hesaplama yöntemleri için önşart önemli bir kayıp olmadan doğru varsayımlarda bulunmaktadır. Her gerilim ve devre için mevcut bir yakınsak Volterra dizisi tanımlanabilir. Son olarak, her devre düğümü veya voltaj ve akım için benzersiz bir çözüm olmalıdır.

Hesaplama yöntemi ile gerilim devreleri için kontrollü nonlinearlık açıklanmıştır. Current-nonlinear dirençler gibi genellikle doğrusal olmayan kontrollü nonlinearlık iletkenlikler olarak Bölüm 3.2.2.1 açıklandığı gibi tanımlanabilir. Diğer cari kontrollü nonlinearlıkler nadiren analog entegre devre tasarımında kullanılır.

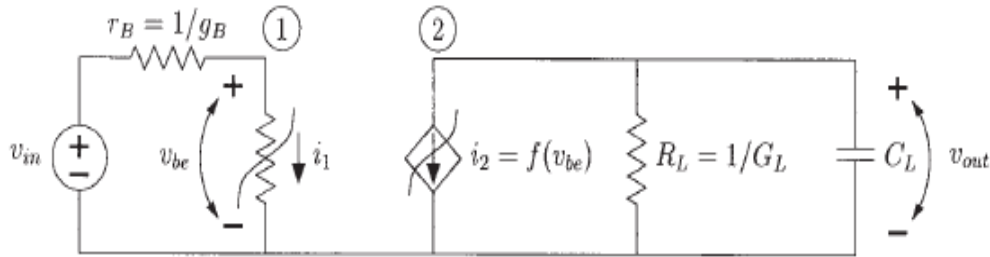
Ayrıca, doğrusal olmayan gerilim kontrollü gerilim kaynakları bu bölümde kabul edilmemektedir. Ancak, hesaplama yöntemleri bir uzantısı tüm bu öğeleri bu bölümde herhangi bir sorunla verim gelmediğini de belirtti.

5.1 VOLTERA ÇEKİRDEKLERİNİN HESAPLANMASI

Volterra çekirdekleri, iki ve üç gerilim ve akımları bir zayıf doğrusal olmayan devre ile hesaplanabilir olduğu açıklanmıştır. Bu bölümde, yöntem örnek devre kullanılarak açıklanmıştır. Detaylı matematik literatüründe bulunabilir [Buss 74, Chua 79B].

Yöntem ile art arda doğrusal bir ağ çözümü tarafından arttırılan Volterra çekirdekleri veya yanıtları hesaplanır. İlk, doğrusallaştırılmış devre (ler) uygulanan dış uyarılma ile analiz edilir. Aynı doğrusallaştırılmış devre yüksek dereceler için diğer girişler ile çözülmüştür.

Örneğin devre Şekil 5.2 gösterilmiştir. Bu bir tek transistör için eşdeğer bir düzeni (BJT) amfi bir direnç ve kapasitans ve gerilim kaynağı tarafından yüklenir. Bu akımların nonlinearlikleri



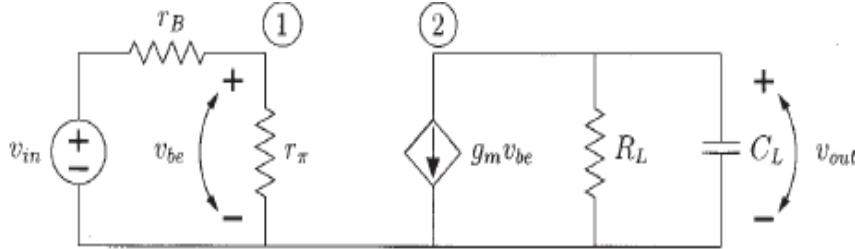
5.2: Eşdeğer devre

hesaplamalarda dikkate alınacaktır.

5.1 VOLTERA ÇEKİRDEKLERİNİN HESAPLANMASI

İlk adım olarak, harici girişler için doğrusallaştırılmış devrenin frekans yanıtı, bir fonksiyon olarak hesaplanır. Her nonlinearlik onun doğrusallaştırılmış çıkış gerilimi eşdeğeri yerine

bu hesaplama için, tüm gerilimi kontrol eden bir nonlinearlikde hesaplanır. Bu ekstra hesaplamalar için zaman üst düzey cevapların hesaplanması tartışılmıştır. Şekil 5.2 Örneğin ilk sırada tepkilerin hesaplanması Şekil 5.3 gösterilmiştir.



aşağıda matris denkleminin çözümü:

$$\mathbf{Y}(s) \cdot \mathbf{H}_1(s) = \mathbf{I} \mathbf{N}_1$$

$\mathbf{Y}(s)$ devrenin kabul matris, $\mathbf{H}_1(s)$ birinci sırada Volterra çekirdek vektörü olan düğüm voltaj dönüşümü ve $\mathbf{I} \mathbf{N}_1$ uyarımları bir vektör olduğunu belirtelim. Her düğüm geriliminde Kirchoff mevcut kuralları uygulamasından başvurularak matris sonuçlanır. Ağ denklemleri yazmak bu şekilde düğüm analizi olarak belirtilir [Chua 75]. Bilinmeyenli bu formül sonucu düğüm gerilimi hesaplanır. Eğer bir ağ, daha sonra ekstra bir bilinmeyen için, yani bu sıfır empedans elemanı üzerinden akım ihtiyacı sıfır gerilim kaynakları gibi empedans unsurları içerir. Ayrıca, fazladan bir denklem sıfır empedans elemanı ile de sağlanır. Sonuç formülasyon düğüm analizi (MNA) olarak adlandırılır. Denklem formülasyonlu bu tür ağ analizi birçok ders kitaplarında açıklanmıştır [Chua 75, Chua 87]. Nonlinear devre ve çıkış gerilimi kontrol eden vektör olabilir $\mathbf{H}(s)$ elemanların doğrusal bir kombinasyonu olarak yazılabilir.

Birçok durumda bilinmeyen akımların sıfır varlığı-empedans elemanları önceden elemine edilebilir. Sonra denklem formülasyonu için bu yöntemle sıkıştırılmış MNA yöntemi (CMNA) denir [Giel 89, Giel 91]. Bu formülasyon yöntemi Şekil 5.3 örnek devresi ile resimli olacak.

Düğüm 1 Şekil olarak 5,3 verimleri Kirchhoff akım kanunu Uygularsak:

$$g_B(V_1 - V_{in}) + g_\pi V_1 = 0$$

Biz aynı şekilde 2 düğüm elde ederiz

$$g_m V_{be} + (G_L + sC_L)V_2 = 0$$

Denklemlerde voltaj (5.2) ve (5.3) Laplace dönüşümleri vardır. Eğer ağ denklemlerini formüle etmek istersek, o zaman gerilim kaynağının pozitif düğümü de ekstra bir denklem yazmak gerekir. Ayrıca, gerilim kaynağının pozitif düğümü de bir ilişkisi olduğu gerilim V_{in} eşit olduğunu belirtmek gerekli olacaktır.. Denklemler (5.2) ve (5,3) bir matris denkleminde kombine edilebilir.

$$\begin{bmatrix} g_B + g_\pi & 0 \\ g_m & g_L + sC_L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_B V_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$$

2x2-sol matris tarafta (C) MNA matris kullanılır. düğüm 1 ve 2 de transfer işlevlerini azaltmak açıktır voltaj ve V_{in} birine eşit ayarlanır. Bu transfer fonksiyonlar # gösterilir vardır. Bu düğüm gerilimin numaralandırma transfer fonksiyonlarının ilk indis, ikinci indis ise transfer fonksiyonu sırasını gösterir. Bu nedenle bu transfer fonksiyonları matrisi eşitliğinden bulunur.

$$\begin{bmatrix} g_B + g_\pi & 0 \\ g_m & g_L + sC_L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{11}(s) \\ H_{12}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_B \\ 0 \end{bmatrix}$$

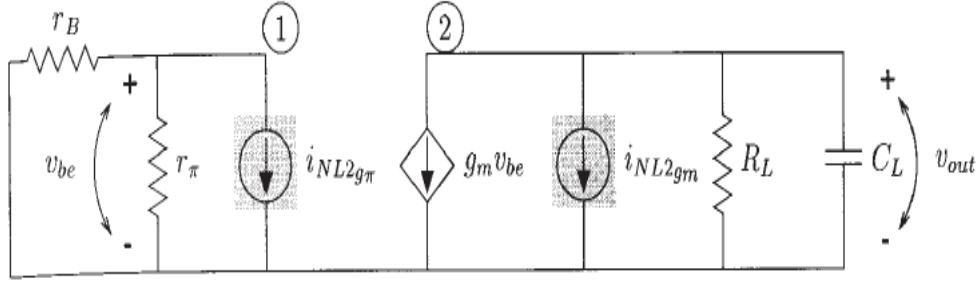
5.2.2 İkinci Dereceden Çekirdek

Uyarılma ilk doğrusallaştırılmış devrede sıfır alınır. Bu Vin yerine kısa devre anlamına gelir. İkinci dereceden çekirdek doğrusal olmayan devrede düğüm gerilimler ve akımlar bulunarak hesaplanır. Doğrusal transfer fonksiyonlarının hesaplanması için kullanılan ama şimdi diğer girişlerle aynı doğrusallaştırılmış ağ çözerek bulunur. Gerçek uyarılma yerine , ikinci dereceden doğrusal olmayan akım kaynakları doğrusallaştırılmış devre uygulanan doğrusal olmayan akım kaynakları kullanılır. Düğüm gerilimleri ve bu şekilde bulunan akımlar ikinci sırada çekirdeklere eşittir.

Orijinal devrede her nonlinear doğrusallaştırılmış devre böyle bir akım kaynağına yol açmaktadır. Kaynaklar paralel olarak bu doğrusallaştırılmış olan doğrusal olmayan eleman ile yerleştirilir. Kaynakların yönünü control eden orijinal doğrusal olmayan devre akım yönü aynıdır. Aslında, doğrusal olmayan akım kaynakları modeli ikinci dereceden nonlinearlik için doğrusal yanıt düzeltmeleridir.

Bir hesaplama ikinci dereceden çekirdekler ikinci mertebe doğrusal olmayan akım kaynakları kullanarak Şekil 5.4 'te örnek devre için gösterilmiştir: Şekil 5.2' orijinal doğrusal olmayan devresi iki nonlinearlik, yani doğrusal olmayan temel ve güncel transconductance temsil eden nonlinear kollektör akımına ilgili bir doğrusal olmayan iletkenlik vardır .

Mevcut kaynakların değeri temel nonlinearlık türüne, onun ikinci dereceden nonlinearlık katsayısı ve kontrol geriliminin birinci sırada çekirdeklerine bağlıdır. Bu ilk seviye kernellerde bağımlılığı neden olan birinci sırada çekirdeklerden önce ikinci dereceden çekirdekler için hesaplanan gerekir.



Şekil 5.4: Devre bu Şekil 5.2 devre ikinci dereceden çekirdeklerin hesaplama için çözülmesi gerekir.

Hem doğrusal olmayan iletkenlik ve doğrusal olmayan transconductance doğrusal olmayan akım değeri için ikinci dereceden nonlinearlık katsayısı, yani nonlinear kontrol gerilimi birinci sırada transfer fonksiyonunun kare ile çarpımına eşittir.

Üç boyutlu bir kondüktans sadece üç terimli voltajlarda aynı anda çapraz terimler içeren serisi karşılık kabul edilir. Doğrusal olmayan mevcut kaynakların diğer bileşenleri bu bir ve iki boyutlu iletkenliğe benzer. Aynı anda üç farklı gerilim içeren bir terim ikinci mertebe doğrusal olmayan akım kaynağı en azından bu tür üçüncü sırada nonlinearliğe karşılık gelir.

İkinci dereceden çekirdek dönüşümü doğrusal olmayan gerilimin bir devre ile hesaplanmış olması gerekir. Gerilim kaynaklarını kontrol etmek istiyorsunuz kontrollü gerilim kaynağı ile seri olarak uygulama gerekir.

İkinci dereceden çekirdek hesaplama dönüşümleri aşağıdaki matris denkleminin çözümü karşılık gelir:

$$\mathbf{Y}(s_1 + s_2) \cdot \mathbf{H}_2(s_1, s_2) = \mathbf{I}N_2$$

İkinci dereceden çekirdekler hesaplama yöntemi için şöyle yorumlanabilir: devre her İkinci dereceden nonlinear ikinci dereceden sinyali üretmek için kendi kontrol geriliminin birinci sırada bileşenlerini birleştirir.

Bu sinyal, frekans s_1+s_2 , çıkış için doğrusallaştırılmış devrenin kalanında ve diğer tüm gerilim ve akımları devrenin ikinci derecede çekirdekleri talep verimli olarak yayar.

Bir kez ikinci dereceden Volterra çekirdekler, ikinci dereceden harmonikler ve modülasyon ürünler Volterra çekirdeği ve ikinci ve üçüncü sırada tepkiler arasındaki ilişkiyi verir Tablo 4.1 kullanılarak hesaplanabilir.

type of basic nonlinearity	expression for nonlinear current source of order two
(trans)conductance	$K_{2g_1} H_{1k}(s_1) H_{1k}(s_2)$
capacitance	$(s_1 + s_2) K_{2C_1} H_{1k}(s_1) H_{1k}(s_2)$
two-dimensional conductance (only cross-terms)	$\frac{1}{2} \left[K_{2g_1 \& g_2} H_{1k}(s_1) H_{1l}(s_2) + K_{2g_1 \& g_2} H_{1k}(s_2) H_{1l}(s_1) \right]$
three-dimensional conductance (only cross-terms)	0

Şimdi ikinci dereceden çekirdek hesaplamaya prosedürü uygulanır Şekil 5.2 'de devre dönüşümleri.

Bu amaç için, devre ve ikinci seviye doğrusal olmayan akım kaynakları doğrusallaştırılarak uygulanır. Sonuç Şekil 5.4 gösterilmiştir. Düğüm 1 de Kirchoff akım kanunu uygulanır ve 2 Şekil 5,4 matris olur denklem:

$$\begin{bmatrix} g_B + g_\pi & 0 \\ g_m & g_L + (s_1 + s_2)C_L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{2_1}(s_1, s_2) \\ H_{2_2}(s_1, s_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_{NL2g_\pi} \\ -i_{NL2g_m} \end{bmatrix}$$

$$i_{NL2g\pi} = K_{2g\pi} H_{1_1}(s_1) H_{1_1}(s_2)$$

$$= \frac{K_{2g\pi} g_B^2 (g_L + s_1 C_L) (g_L + s_2 C_L)}{\det(s_1) \det(s_2)}$$

Denklem (5.7) kullanarak bulduğumuz:

$$i_{NL2gm} = K_{2gm} H_{1_1}(s_1) H_{1_1}(s_2) = \frac{K_{2gm} g_B^2 (g_L + s_1 C_L) (g_L + s_2 C_L)}{\det(s_1) \det(s_2)}$$

Benzer bir şekilde:

$$H_{2_1}(s_1, s_2) = \frac{\begin{vmatrix} -i_{NL2g\pi} & 0 \\ -i_{NL2gm} & g_L + (s_1 + s_2)C_L \end{vmatrix}}{\det(s_1 + s_2)}$$

$$= \frac{-(g_L + (s_1 + s_2)C_L)}{\det(s_1 + s_2)} i_{NL2g\pi}$$

Doğrusal olmayan akım kaynaklarının değerleri kullanarak, ikinci dereceden transfer fonksiyonlarını matris denklemi (5.10) Doğum Cramer kuralı uygulanarak bulunabilir.

$$H_{2_1}(s_1, s_2) = -\frac{(g_L + (s_1 + s_2)C_L) (g_L + s_1 C_L) (g_L + s_2 C_L) K_{2g\pi} g_B^2}{\det(s_1 + s_2) \det(s_1) \det(s_2)}$$

Bu durum da (C) MNA matrisin belirleyici bir ifade kullanarak, denklem (5.6) basitleştirilmiş olabilir:

$$H_{22}(s_1, s_2) = \frac{\begin{vmatrix} g_B + g_\pi & -i_{NL2}g_\pi \\ g_m & -i_{NL2}g_m \end{vmatrix}}{\det(s_1 + s_2)} \\ = \frac{-(g_B + g_\pi)i_{NL2}g_m + g_m i_{NL2}g_\pi}{\det(s_1 + s_2)}$$

İkinci dereceden çekirdek için 2. düğüm de aynı şekilde dönüşümü:

$$H_{22}(s_1, s_2) = \frac{-g_B^2 ((g_B + g_\pi) K_{2g_m} - g_m K_{2g_\pi})}{(g_B + g_\pi)^3 (g_L + (s_1 + s_2)C_L)}$$

Sonuçlarının yorumlanması Bölüm 5.2.4 ve Bölüm 8, burada bir tek tansistor amplifikatör ayrıntılı olarak analizi gösterilecektir.

5.2.3 Üçüncü Dereceden Çekirdekler

Aşağıdaki adımda, üçüncü dereceden transfer fonksiyonları hesaplanır. ikinci dereceden olanlar, onlar doğrusal olmayan akım kaynakları için tepki olarak hesaplanılır. Bu nedenle, benzer bir matris denklemi olarak çözülmesi gereken düzen:

$$\mathbf{Y}(s_1 + s_2 + s_3) \cdot \mathbf{H}_3(s_1, s_2, s_3) = \mathbf{I}N_3$$

doğrusal olmayan mevcut kaynakların ifadeleri Tablo 5.2 'de sunulmuştur. Açıkçası, ifadeler daha ikinci dereceden olanlar için daha katılmaktadırlar.

type of basic nonlinearity	expression for nonlinear current source of order three
(trans)conductance	$K_{3g_1} H_{1k}(s_1) H_{1k}(s_2) H_{1k}(s_3) + \frac{2}{3} K_{2g_1} \left[H_{1k}(s_1) H_{2k}(s_2, s_3) + H_{1k}(s_2) H_{2k}(s_1, s_3) + H_{1k}(s_3) H_{2k}(s_1, s_2) \right]$
capacitance	$(s_1 + s_2 + s_3) K_{3C_1} H_{1k}(s_1) H_{1k}(s_2) H_{1k}(s_3) + \frac{2}{3} (s_1 + s_2 + s_3) K_{2C_1} \left[H_{1k}(s_1) H_{2k}(s_2, s_3) + H_{1k}(s_2) H_{2k}(s_1, s_3) + H_{1k}(s_3) H_{2k}(s_1, s_2) \right]$
two-dimensional conductance (only cross-terms)	$\begin{aligned} & \frac{1}{3} K_{2g_1 \& g_2} \left[H_{1k}(s_1) H_{2l}(s_2, s_3) + H_{1k}(s_2) H_{2l}(s_1, s_3) + H_{1k}(s_3) H_{2l}(s_1, s_2) + H_{2k}(s_1, s_2) H_{1l}(s_3) + H_{2k}(s_1, s_3) H_{1l}(s_2) + H_{2k}(s_2, s_3) H_{1l}(s_1) \right] \\ & + \frac{1}{3} K_{3g_1 \& g_2} \left[H_{1k}(s_1) H_{1k}(s_2) H_{1l}(s_3) + H_{1k}(s_1) H_{1k}(s_3) H_{1l}(s_2) + H_{1k}(s_2) H_{1k}(s_3) H_{1l}(s_1) \right] \\ & + \frac{1}{3} K_{3g_1 \& 2g_2} \left[H_{1k}(s_1) H_{1l}(s_2) H_{1l}(s_3) + H_{1k}(s_2) H_{1l}(s_1) H_{1l}(s_3) + H_{1k}(s_3) H_{1l}(s_1) H_{1l}(s_2) \right] \end{aligned}$

Tablo 5.2: Farklı temel Doğrusal olmayan üçüncü sırada akım kaynakları

Bu kaynaklardan üçüncü sırada Volterra çekirdeklerin hesaplanması için kullanılır.

Tek boyutlu nonlinearluk için doğrusal olmayan akım kaynakları iki bileşenden oluşur. Birinci bileşeni üçüncü sırada nonlinearluktan kaynaklanır. Bu nonlinearluk üçüncü dereceden bir frekans ($s_1 + s_2 + s_3$ 'e kadar) üç birinci sırada sinyalleri birleştirir. İkinci bileşen sadece kendi argümanlarına göre farklı terimlerin ortalamasıdır. Bu ortalama Volterra çekirdeklerini kendi argümanlarını göre simetrik yapmak için gereklidir. Bu bileşen, bir

ikinci dereceden sinyal üzerine ve kontrol gerilimi bir ilk sırada sinyal eylemlerin ikinci dereceden nonlinearlikten kaynaklanır.

Bu yayılma devresi sadece lineer davranış sırasında daha yüksek seviye davranış içinde diğer nonlinearlik sonucu ile etkileşimlerin başlangıç tarihi olarak kabul edilmesi gerekmektedir.

Bir iki ve üç boyutlu iletkenlik, yine sadece bileşeni iki ve üç voltaj çapraz serisine karşılık gelir. Bu çapraz karşılık gelen doğrusal olmayan akım kaynağı açısından iki boyutlu nonlinear olan yine sadece kendi argümanlarını göre farklı zaman ortalamalarına göre üç bileşenden oluşur. Birinci bileşeni olan ilk kontrol voltaj ve ikincisi sinyal üzerine hareket ve tersi bir ikinci dereceden sinyal ikinci dereceden nonlinearlikten kaynaklanır.

Bir kez üçüncü sırada transfer fonksiyonları, bilinen tüm üçüncü sırada yanıtlar Tablo 4.1 'de hesaplanabilir

Şeklin hesaplama yönteminin uygulama denklemleri

$$\begin{bmatrix} g_B + g_\pi & 0 \\ g_m & g_L + (s_1 + s_2 + s_3)C_L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{31}(s_1, s_2, s_3) \\ H_{32}(s_1, s_2, s_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_{NL3g_\pi} \\ -i_{NL3g_m} \end{bmatrix}$$

Düğüm 1 ve 2 de Kirchoff mevcut kuralları uygulamasından yukarıdaki matris denklemini elde edilir. Cramer üstünlüğünü kullanarak:

$$H_{3_1}(s_1, s_2, s_3) = \frac{-(g_L + (s_1 + s_2 + s_3)C_L) i_{NL3g\pi}}{\det(s_1 + s_2 + s_3)}$$

$$H_{3_2}(s_1, s_2, s_3) = \frac{-(g_B + g_\pi) i_{NL3g_m} + g_m i_{NL3g\pi}}{\det(s_1 + s_2 + s_3)}$$

Bu ifadeler ayrıntılı olarak tekrar Bölüm 5.2.4 ve Bölüm 8 kadar ertelendiğinden burada bir derinlemesine bir analizde transistörlü amplifikatör sunulmaktadır.

Bu ifadeler bir diğer ayrıntı tekrar Bölüm 5.2.4 ve Bölüm 8 kadar ertelendiği burada bir transistörlü amplifikatör için derinlemesine bir analizi de sunulmaktadır.

Üst düzey transfer fonksiyonları için, benzer bir prosedür takip edilebilir. Nonlinear kaynaklar için ifadeler daha karmaşık hale ve gerilim (ler) kontrol eden(ler) nonlinear alt-derece çekirdeklere bağlıdır.

Tam hesaplama yöntemi Şekil 5.5 'te özetlenmektedir. Bu akış içinde ki, her seviye aynı doğrusallaştırılmış ağ çözümü görülmektedir. Her hesaplama düğüm gerilimleri düzeninin altında Volterra çekirdeklerine eşittir. Volterra çekirdekleri gelen çekirdekleri çıkışları ve doğrusal olmayan tepkiler arasındaki ilişki kullanılarak türetilmiştir .Tablo 4.1 'de verilmiştir. Bu bölümde resimli olacaktır.

5.2.4 İşlemlerde Sonuçlar

Volterra çekirdekleri ve doğrusal olmayan tepki arasındaki ilişkileri dikkate alınmalıdır. Tablo 4.1 'de verilen ilgide harmonik

veya intermodölasyon ürün elde edilir. Nihai sonuçlar küçük sinyal parametreleri ve nonlinearlık katsayıları K_2 ve K_3 içerir. Küçük nonlinear katsayıları voltaj veya akımı, model parametreleri ve fiziksel sabitleri cinsinden ifade edilebilir sinyal parametreleridir.

Bazı basit örnekler zaten Bölüm 3 de sunulmuştur. İki kutuplu farklı nonlinear ve MOS transistörün nonlinear katsayıları için daha doğru değerler bölüm 6 ve 7de tartışılacaktır

Şimdi Şekil 5.2 örnek devre Bölüm 5.2.2 ve 5.2.3 de elde edilen sonuçların postprocessing geçelim. Şekil 5.2 bu V_{in} varsayalım formun bir sinüsoidal gerilim olduğunu:

$$v_{in} = V_{in} \sin(\omega_1 t)$$

İkinci harmonik düğüm 2 de ikinci sırada çekirdek elde gerekir. Tablo 4.1 ikinci harmonik olarak bulundu olduğu karmaşık genlik:

$$V_{2,2,0} = \frac{V_{in}^2}{2} H_{2_2}(j\omega_1, j\omega_1)$$

$$V_{2,2,0} = \frac{V_{in}^2}{2} \cdot \frac{-g_B^2 \left((g_B + g_\pi) K_{2g_m} - g_m K_{2g_\pi} \right)}{(g_B + g_\pi)^3 (g_L + 2j\omega_1 C_L)}$$

Bu ifade daha değerlerle nonlinear katsayılar yerine göre, model parametreleri ve teknolojik sabitler bağlı olduğu yorumlanabilir.

$$V_{2,2,0} = -\frac{g_B^3}{4V_t (g_B + g_\pi)^3} \frac{g_m}{(g_L + 2j\omega_1 C_L)} V_{in}^2$$

Eğer baz direnci sıfır, yani g_B sonsuz, sonra ikinci harmonik ve karmaşık genlik :

$$V_{2,2,0} = -\frac{1}{4V_t} \cdot \frac{g_m}{(g_L + 2j\omega_1 C_L)} V_{in}^2$$

Düşük frekansları, burada yük kapasitans ve empedansı çok yük direnci daha yüksektir

$$HD_2 = \frac{V_{in}}{4V_t} \cdot \frac{g_L + j\omega_1 C_L}{g_L + 2j\omega_1 C_L}$$

$$HD_3 \text{ (low frequencies)} = \frac{V_{in}^2}{24V_t^2}$$

$$HD_3 \text{ (high frequencies)} = \frac{V_{in}^2}{72V_t^2}$$

5.2.5 Sadeleştirmeler

Tablo 4.1de çekirdek tamamen bilinen anlamına gelir. Bu sadece belirli bir düzene yanıt olarak, belirli bir frekansta, tam çekirdek yerine kullanılabilir. Bu durumda, doğrusal olmayan mevcut kaynakların ifadelerine tepki adapte olabilir. Tablo 5,3 ikinci ve üçüncü harmoniklerinin hesaplama için nonlinear akım kaynakları listeler.

type of basic nonlinearity	order	expression for nonlinear current source
one-dimensional (trans)conductance	2	$K_{2g_1} (H_{1k}(j\omega_1))^2$
	3	$K_{3g_1} (H_{1k}(j\omega_1))^3$ $+2K_{2g_1} H_{1k}(j\omega_1) H_{2k}(j\omega_1, j\omega_1)$
capacitance	2	$2j\omega_1 K_{2C_1} (H_{1k}(j\omega_1))^2$
	3	$3j\omega_1 K_{3C_1} (H_{1k}(j\omega_1))^3$ $+6j\omega_1 K_{2C_1} H_{1k}(j\omega_1) H_{2k}(j\omega_1, j\omega_1)$
two-dimensional conductance (only cross-terms)	2	$K_{2g_1 \& g_2} H_{1k}(j\omega_1) H_{1l}(j\omega_1)$
	3	$K_{2g_1 \& g_2} [H_{1k}(j\omega_1) H_{2l}(j\omega_1, j\omega_1)$ $+ H_{2k}(j\omega_1, j\omega_1) H_{1l}(j\omega_1)]$ $+ K_{3_{2g_1 \& g_2}} (H_{1k}(j\omega_1))^2 H_{1l}(j\omega_1)$ $+ K_{3_{g_1 \& 2g_2}} H_{1k}(j\omega_1) (H_{1l}(j\omega_1))^2$
three-dimensional conductance (only cross-terms)	2	0
	3	$K_{3_{g_1 \& g_2 \& g_3}} H_{1k}(j\omega_1) H_{1l}(j\omega_1) H_{1m}(j\omega_1)$

5.2.6 Akımların Volterra Çekirdekleri

n. seviye Volterra çekirdek bir doğrusal olmayan eleman ile mevcut iki bileşenden oluşur. İlk bileşen, verilen nonlinear karşılık gelen n seviye için doğrusal olmayan akım değeridir. Ancak, ikinci bileşeni, kontrol gerilim lineer n. seviye çekirdekten oluşur.

type of basic nonlinearity	expression for nonlinear current source of order three
(trans)conductance	$K_{3g_1} (H_{1k}(j\omega_1))^2 H_{1k}(\pm j\omega_2)$ $+ \frac{2}{3} K_{2g_1} \left[2H_{1k}(j\omega_1) H_{2k}(j\omega_1, \pm j\omega_2) + H_{1k}(\pm j\omega_2) H_{2k}(j\omega_1, j\omega_1) \right]$
capacitance	$(2j\omega_1 \pm j\omega_2) K_{3C_1} (H_{1k}(j\omega_1))^2 H_{1k}(\pm j\omega_2)$ $+ \frac{2}{3} (2j\omega_1 \pm j\omega_2) K_{2C_1} \left[2H_{1k}(j\omega_1) H_{2k}(j\omega_1, \pm j\omega_2) + H_{1k}(\pm j\omega_2) H_{2k}(j\omega_1, j\omega_1) \right]$
two-dimensional conductance (only cross-terms)	$\frac{1}{3} K_{2g_1 \& g_2} \left[2H_{1k}(j\omega_1) H_{2l}(j\omega_1, \pm j\omega_2) + H_{1k}(\pm j\omega_2) H_{2l}(j\omega_1, j\omega_1) \right.$ $\left. + 2H_{2k}(j\omega_1, \pm j\omega_2) H_{1l}(j\omega_1) + H_{2k}(j\omega_1, j\omega_1) H_{1l}(\pm j\omega_2) \right]$ $+ \frac{1}{3} K_{3g_1 \& g_2} \left[2H_{1k}(j\omega_1) H_{1k}(\pm j\omega_2) H_{1l}(j\omega_1) + (H_{1k}(j\omega_1))^2 H_{1l}(\pm j\omega_2) \right]$ $+ \frac{1}{3} K_{3g_1 \& 2g_2} \left[2H_{1k}(j\omega_1) H_{1l}(j\omega_1) H_{1l}(\pm j\omega_2) + H_{1k}(\pm j\omega_2) (H_{1l}(j\omega_1))^2 \right]$
three-dimensional conductance (only cross-terms)	$\frac{1}{3} K_{3g_1 \& g_2 \& g_3} \left[H_{1k}(j\omega_1) H_{1l}(\pm j\omega_2) H_{1m}(j\omega_1) \right.$ $\left. + H_{1k}(j\omega_1) H_{1l}(j\omega_1) H_{1m}(\pm j\omega_2) + H_{1k}(\pm j\omega_2) H_{1l}(j\omega_1) H_{1m}(j\omega_1) \right]$

5.2.7 Sonuçların Yorumu

İfade (5,38) formülasyon mümkün olan distorsiyon hakkında fakir verir. Doğrusu, Bu bir yandan mevcut kaynakları belirlemek, transfer fonksiyonları ve transfer fonksiyonundan öte devre çıkışına akım kaynakları ile sembolik analiz edilebilir

Ancak, doğrusal olmayan mevcut kaynakların farklı katkı karmaşık sayıları ve gürültü analizi katkıları gerçek sayıları pozitif ise vardır. Bu bozulma katkıları olan gürültü kaynakları katkıları için durumun iptali anlamına gelir.

$$\sum_{k=1}^{\# \text{ nonlinearities}} i_{NL_{pk}} \cdot TF_{i_{NL_{pk}} \rightarrow \text{output}} (\pm m\omega_1 \pm n\omega_2)$$

5.2.8 Payda ile Ayırıştırma

(1) doğrusallaştırılmış ağın ilk çözümü

$$H_1(s) = Y^{-1} \cdot IN_1 = \frac{1}{\det(s)} Y_N^{-1} \cdot IN_1$$

(2) ikinci seviye için doğrusallaştırılmış devre ikinci mertebe doğrusal olmayan akım kaynakları ile açıklanır. Bu S2 de aynı tepki ile S1 de kontrol gerilim birinci sırada yanıt ürün tarafından belirlenir.

$$Y(s_1 + s_2) \cdot H_2(s_1, s_2) = \frac{IN_{2N}}{\det(s_1) \det(s_2)}$$

Bu matris denkleminin çözümü

$$H_2(s_1, s_2) = \frac{Y_N^{-1}(s_1 + s_2) IN_{2N}}{\det(s_1 + s_2) \det(s_1) \det(s_2)}$$

Volterra çekirdeklerin hesaplamaları pay hesaplamaları için sınırlandırılabilir.

$$\text{denominator of any } H_{2k}(s_1, s_1) = (\det(s_1))^2 \det(2s_1)$$

(3) Payda ayırıştırma da Volterra çekirdekleri veya üçüncü seviye yanıt hesaplamaları sırasında mümkündür. Üçüncü dereceden doğrusal olmayan akım kaynakları birinci dereceden terimlerin ikinci bir seviye tepki içeren ürün ve bir bileşen içeren bir bileşen oluşur.

$$i_{NL3g_1} = K_{3g_1} (H_{1k}(j\omega_1))^2 H_{1k}(j\omega_2) + \frac{2}{3} K_{2g_1} \left[2H_{1k}(j\omega_1)H_{2k}(j\omega_1, j\omega_2) \right. \\ \left. + H_{1k}(j\omega_2)H_{2k}(j\omega_1, j\omega_1) \right]$$

$$H_{1k}(j\omega_1) = \frac{H_{1kN}(j\omega_1)}{\det(j\omega_1)}$$

$$H_{2k}(j\omega_1, j\omega_2) = \frac{H_{2kN}(j\omega_1, j\omega_2)}{\det(j\omega_1 + j\omega_2) \det(j\omega_1) \det(j\omega_2)}$$

$$i_{NL3g_1} = K_{3g_1} \left(\frac{H_{1kN}(j\omega_1)}{\det(j\omega_1)} \right)^2 \cdot \frac{H_{1kN}(j\omega_2)}{\det(j\omega_2)} \\ + \frac{2}{3} K_{2g_1} \left[\frac{2H_{1kN}(j\omega_1)}{\det(j\omega_1)} \cdot \frac{H_{2kN}(j\omega_1, j\omega_2)}{\det(j\omega_1) \det(j\omega_2) \det(j\omega_1 + j\omega_2)} \right. \\ \left. + \frac{H_{1kN}(j\omega_2)}{\det(j\omega_2)} \cdot \frac{H_{2kN}(j\omega_1, j\omega_1)}{(\det(j\omega_1))^2 \det(2j\omega_1)} \right]$$

$$\text{denominator of } i_{NL3g_1} = (\det(j\omega_1))^2 \det(j\omega_2) \det(j\omega_1 + j\omega_2) \det(2j\omega_1)$$

$$\text{numerator of } i_{NL3g_1} = K_{3g_1} (H_{1kN}(j\omega_1))^2 H_{1kN}(j\omega_2) \det(j\omega_1 + j\omega_2) \det(2j\omega_1) \\ + \frac{2}{3} K_{2g_1} \left[2H_{1kN}(j\omega_1)H_{2kN}(j\omega_1, j\omega_2) \det(2j\omega_1) \right. \\ \left. + H_{1kN}(j\omega_2)H_{2kN}(j\omega_1, j\omega_1) \det(j\omega_1 + j\omega_2) \right] \quad ($$

$$\text{denominator of response at } (2j\omega_1 + j\omega_2) = \\ (\det(j\omega_1))^2 \det(j\omega_2) \det(j\omega_1 + j\omega_2) \det(2j\omega_1) \det(2j\omega_1 + j\omega_2)$$

$$\det(2j\omega_1) (\det(j\omega_1))^3$$

$$K_{3g_1} (H_{1kN}(j\omega_1))^3 \det(2j\omega_1) + 2K_{2g_1} H_{1kN}(j\omega_1) H_{2kN}(j\omega_1, j\omega_1)$$

5.3 Doğrusal Olmayan Tepkilerin Doğrudan Hesaplanması

Bu bölüm Volterra çekirdekler devreler için tek bir giriş noktası ile tanımlamalar boyunca kullanılmıştır. Bir gerilim ikinci dereceden çekirdek boyutta bir matris ($\#$ girişler $\#$ girişler), üçüncü sırada çekirdek bir ($\#$ giriş x $\#$ giriş x $\#$ giriş) olduğunu tensörü, vb. Tansörleri ile Hesaplamalar oldukça hantaldır. tensör manipülasyon ve Kronecker ürünü [Satılık 82], birden fazla giriş sistemleri için Volterra serisi açısından yukarıda açıklanan hesaplama yöntemi bir uzantısı kullanılarak karmaşıklıktan kurtulmak mümkündür. Tek giriş devreleri için Volterra serisi yöntemi ile doğrusal olmayan mevcut kaynakların değeri arasında fark vardır. Yöntem örnek bir devre ile açıklanmıştır bu bölümde. İlgilenen okuyucular Ek C.de.

Yöntem Şekil 5.6 örnek devre ile açıklanmıştır. Bu devre iki kutuplu transistör ile bir diferansiyel perdirdir. İki transistörlerin üsleri ve kuyruk akım kaynağı, bir mikser operasyon ile hem diferansiyel sinyal uygulayarak elde edilir. İki transistör Q1A ve Q1B her bir kollektör baz-emiter gerilim üzerinde akım nonlinear bağımlılığı karşılık gelen bir doğrusal olmayan trans iletkenlik tarafından temsil edilmektedir.

$$\begin{aligned} v_{in}(t) &= \text{Re} (V_{in} e^{j\omega_1 t}) \\ i_{in}(t) &= \text{Re} (I_{in} e^{j\omega_2 t}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_x(t) = & \\
& \text{Re}(V_{x,1,0} e^{j\omega_1 t}) + \text{Re}(V_{x,0,1} e^{j\omega_2 t}) && \text{linear response} \\
& + \text{Re}(V_{x,2,0} e^{j2\omega_1 t}) + \text{Re}(V_{x,0,2} e^{j2\omega_2 t}) \\
& + \text{Re}(V_{x,1,1} e^{j(\omega_1+\omega_2)t}) + \text{Re}(V_{x,1,-1} e^{j(\omega_1-\omega_2)t}) && \left. \vphantom{\begin{aligned} & \\ & \end{aligned}} \right\} \text{2nd-order response} \\
& + \text{Re}(V_{x,3,0} e^{j3\omega_1 t}) + \text{Re}(V_{x,0,3} e^{j3\omega_2 t}) + \dots && \text{3rd-order response} \\
& + \dots && \vdots
\end{aligned}$$

eşitlik şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}
v_x(t) &= \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} \text{Re} (V_{x,m,n} e^{j(m\omega_1+n\omega_2)t}) \\
v_x(t) &= \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} V_{x,m,n} e^{j(m\omega_1+n\omega_2)t}
\end{aligned}$$

$$V_{x,m,n} = V_{x,-m,-n}^*$$

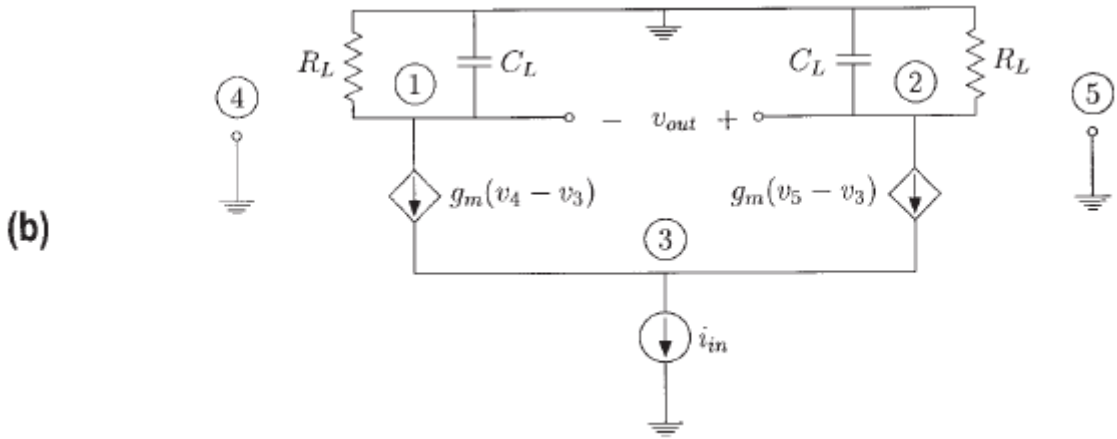
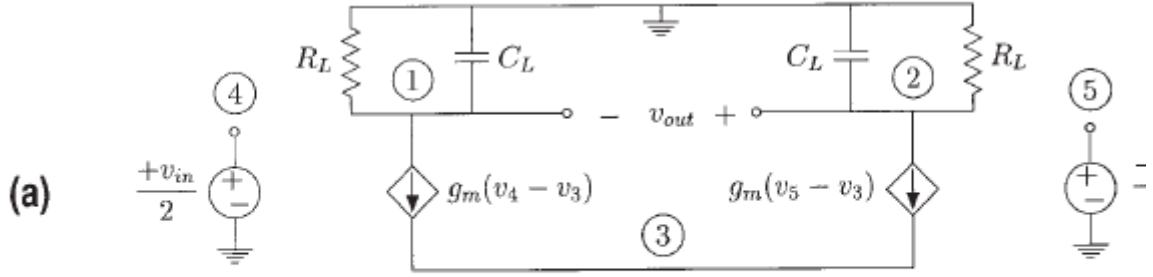
5.3.1 birinci dereceden çıkışlar

İlk tepkiler sadece doğrusallaştırılmış devre bilgisayarlı vardır vin için. Bu matris denklemi ile gerçekleştirilir

$$\mathbf{Y}(j\omega_1) \cdot \mathbf{U}_{1,0} = \mathbf{IN}_{1,1,0}$$

Vektörünün bileşenlerinin doğrusal bir birleşimi olarak

$$\mathbf{Y}(j\omega_2) \cdot \mathbf{U}_{0,1} = \mathbf{IN}_{1,0,1}$$



kirchoffun akım yasasını 1,2 ve 3. düğümlere uygularsak:

$$\begin{bmatrix} g_L + j\omega_1 C_L & 0 & -g_m \\ 0 & g_L + j\omega_1 C_L & -g_m \\ 0 & 0 & 2g_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1,1,0} \\ V_{2,1,0} \\ V_{3,1,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}g_m V_{in} \\ \frac{1}{2}g_m V_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Tekrar CMNA formülasyonu ağ denklemleri yazmak için kullanılır olmuştur, CMNA matrisin determinant denklemini bulunur

$$\det(j\omega_1) = \begin{vmatrix} g_L + j\omega_1 C_L & 0 & -g_m \\ 0 & g_L + j\omega_1 C_L & -g_m \\ 0 & 0 & 2g_m \end{vmatrix} = 2g_m (g_L + j\omega_1 C_L)^2$$

$$V_{1,1,0} = \frac{1}{\det(j\omega_1)} \begin{vmatrix} -\frac{1}{2}g_m V_{in} & 0 & -g_m \\ \frac{1}{2}g_m V_{in} & g_L + j\omega_1 C_L & -g_m \\ 0 & 0 & 2g_m \end{vmatrix}$$

$$= \frac{-g_m}{2(g_L + j\omega_1 C_L)} V_{in}$$

2. düğümdeki sistemin çıkışı şu şekilde bulunur

$$V_{2,1,0} = \frac{g_m}{2(g_L + j\omega_1 C_L)} V_{in}$$

$$V_{3,1,0} = 0$$

$$V_{out,1,0} = V_{2,1,0} - V_{1,1,0}$$

$$V_{out,1,0} = \frac{g_m}{g_L + j\omega_1 C_L} V_{in}$$

$$V_{out,1,0} = \frac{2g_m^2 (g_L + j\omega_1 C_L)}{\det(j\omega_1)} V_{in}$$

Bu Bölüm 5.2 'de mevcut doğrusal olmayan şekilde açıklanmıştır. Volterra serisi yaklaşımını hesaplamak amacıyla üst düzey Volterra çekirdekler kaynak uygulanmıştır.

Doğrusal olmayan yanıtların doğrudan hesaplama ile, benzer bir yaklaşım izleyecek. Yeniden hesaplama için doğrusal olmayan mevcut kaynakların değerini üstü seviye yanıtları gerilimin ilk sırada yanıtlarına bağlıdır

$$V_{43,1,0} = V_{4,1,0} - V_{3,1,0}$$

$$V_{53,1,0} = V_{5,1,0} - V_{3,1,0}$$

$$V_{43,1,0} = V_{in}/2$$

$$V_{53,1,0} = -V_{in}/2$$

$$\begin{bmatrix} g_L + j\omega_2 C_L & 0 & -g_m \\ 0 & g_L + j\omega_2 C_L & -g_m \\ 0 & 0 & 2g_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1,0,1} \\ V_{2,0,1} \\ V_{3,0,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -I_{in} \end{bmatrix}$$

cramer kuralını uygularsak 1. düğümdeki sonuç

$$V_{1,0,1} = \frac{1}{\det(j\omega_2)} \begin{vmatrix} 0 & 0 & -g_m \\ 0 & g_L + j\omega_2 C_L & -g_m \\ -I_{in} & 0 & 2g_m \end{vmatrix}$$

$$= -\frac{1}{2(g_L + j\omega_2 C_L)} I_{in}$$

$$V_{2,0,1} = -\frac{1}{2(g_L + j\omega_2 C_L)} I_{in}$$

3. düğümdeki çıkış:

$$V_{3,0,1} = \frac{1}{\det(j\omega_2)} \begin{vmatrix} g_L + j\omega_2 C_L & 0 & 0 \\ 0 & g_L + j\omega_2 C_L & 0 \\ 0 & 0 & -I_{in} \end{vmatrix}$$

$$= -\frac{1}{2g_m} I_{in}$$

çıkış gerilimi:

$$V_{out,0,1} = V_{2,0,1} - V_{1,0,1} = \frac{-2g_m(g_L + j\omega_2 C_L)}{\det(j\omega_2)} I_{in} = -\frac{1}{g_L + j\omega_2 C_L} I_{in}$$

$$V_{43,0,1} = V_{4,0,1} - V_{3,0,1}$$

$$V_{53,0,1} = V_{5,0,1} - V_{3,0,1}$$

$$V_{43,0,1} = V_{53,0,1} = \frac{1}{2g_m} I_{in}$$

5.3.2 ikinci dereceden çıkışlar

Bu çıkışların hesaplamaları, yine aynı doğrusallaştırılmış ağ için birinci sırada yanıtları hesaplamak için kullanılır olmuştur. Devre her temel nonlinearlık için bir akım kaynağı ve kaynağı paralel olarak nonlinear ve doğrusallaştırılmış eşdeğeri yerleştirilir. Açıkçası, bu yaklaşım Volterra serisi yaklaşım Bölüm 5,2 açıklananla benzerdir. Ancak, doğrusal olmayan akım değeri iki yaklaşım için farklıdır

Aşağıda Tablo 5.5 'ten doğrusal olmayan mevcut kaynakların değerlerinin yorumluyorsunuz

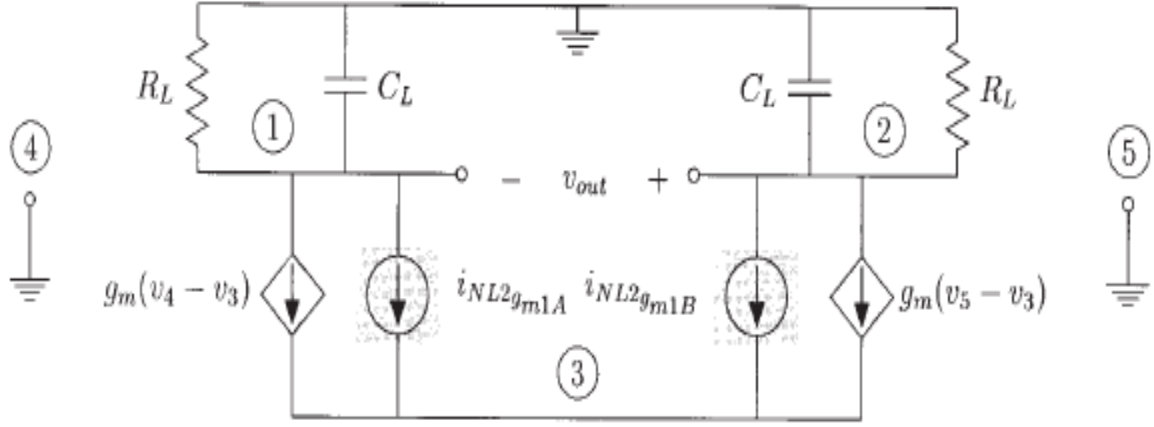
type of nonlinearity	nonlinear current source for response at $ \omega_1 \pm \omega_2 $	nonlinear current source for response at $2\omega_1$
(trans)conductance	$K_{2g_1} V_{i,1,0} V_{i,0,\pm 1}$	$\frac{K_{2g_1}}{2} (V_{i,1,0})^2$
capacitor	$j(\omega_1 \pm \omega_2) K_{2C_1} V_{i,1,0} V_{i,0,\pm 1}$	$j\omega_1 K_{2C_1} (V_{i,1,0})^2$
two-dimensional conductance (only cross-terms)	$\frac{K_{2g_1 \& g_2}}{2} V_{i,1,0} V_{j,0,\pm 1}$ $+\frac{K_{2g_1 \& g_2}}{2} V_{i,0,\pm 1} V_{j,1,0}$	$\frac{K_{2g_1 \& g_2}}{2} V_{i,1,0} V_{j,1,0}$

$$Y(j\omega_1 \pm j\omega_2).U_{1,1} = IN_{2,1,1}$$

$$Y(2j\omega_1).U_{2,0} = IN_{2,2,0}$$

$$Y(2j\omega_2).U_{0,2} = IN_{2,0,2}$$

Bu ve her zaman denklemlerin yeni bir dizi yanıt istedi doğrudan hesaplama ile her çözülmesi gereken ek bir tepki gerekli olduğu görülmektedir. Bu Volterra serisi yaklaşımı ile durum böyle değildi.



İlk olarak, matris denklemini (5,80) kurdu. Bu amaç için, Kirchhoff ve mevcut yasalara düğümleri 1, 2 ve 3 uygulanır. Bu verimleri

$$\begin{bmatrix} g_L + j(\omega_1 + \omega_2)C_L & 0 & -g_m \\ 0 & g_L + j(\omega_1 + \omega_2)C_L & -g_m \\ 0 & 0 & 2g_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1,1,1} \\ V_{2,1,1} \\ V_{3,1,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_{NL2g_m1A} \\ -i_{NL2g_m1B} \\ i_{NL2g_m1A} + i_{NL2g_m1B} \end{bmatrix}$$

$$i_{NL2g_m1A} = K_{2g_m} V_{43,1,0} V_{43,0,1}$$

$$i_{NL2g_m1A} = \frac{K_{2g_m}}{4g_m} V_{in} I_{in}$$

$$i_{NL2g_m1B} = K_{2g_m} V_{53,1,0} V_{53,0,1}$$

$$i_{NL2g_m1B} = -\frac{K_{2g_m}}{4g_m} V_{in} I_{in}$$

Şu anda üç düğüm de modülasyon ürünleri fazörler hesaplanabilir. Matris denklemini (5,83) bulduğumuz: Cramer kuralı ile kullanma

$$V_{1,1,1} = \frac{g_m (g_L + j (\omega_1 + \omega_2) C_L) (-i_{NL2g_{m1A}} + i_{NL2g_{m1B}})}{\det(j (\omega_1 + \omega_2))}$$

$$V_{2,1,1} = \frac{g_m (g_L + j (\omega_1 + \omega_2) C_L) (i_{NL2g_{m1A}} - i_{NL2g_{m1B}})}{\det(j (\omega_1 + \omega_2))}$$

$$V_{3,1,1} = \frac{(g_L + j (\omega_1 + \omega_2) C_L)^2 (i_{NL2g_{m1A}} + i_{NL2g_{m1B}})}{\det(j (\omega_1 + \omega_2))}$$

$i_{NL2g_{m1B}} = -i_{NL2g_{m1A}}$ we find

$$V_{3,1,1} = 0$$

$$V_{out,1,1} = V_{2,1,1} - V_{1,1,1}$$

$$V_{out,1,1} = \frac{K_{2g_m} V_{in} I_{in}}{2g_m (g_L + j (\omega_1 + \omega_2) C_L)}$$

$$\text{Conversion gain} = \frac{K_{2g_m} I_{in}}{2g_m (g_L + j (\omega_1 + \omega_2) C_L)} = \frac{K'_{2g_m} I_{in}}{2 (g_L + j (\omega_1 + \omega_2) C_L)}$$

Bu dönüşümün kazanç osilatör sinyali ile orantılı olduğu görülmektedir. Bu, devre zayıf doğrusal olmayan şekilde olduğuelbette doğrudur. Bu, tüm mikser konfigürasyona sahip durumda, az önce Bölüm 2.5 'te belirtilenle aynı değildir.

Ayrıca, bu dönüşümün kazanç normalize ikinci dereceden nonlinear iki transistor ün kollektör mevcut nonlinear katsayısı ile orantılı olduğu görülmektedir. Son olarak, dönüşüm kazanç output empedansı daha yüksek olduğu görülmektedir.

$$\text{Conversion gain} = \frac{I_{in}}{4V_t (g_L + j (\omega_1 + \omega_2) C_L)}$$

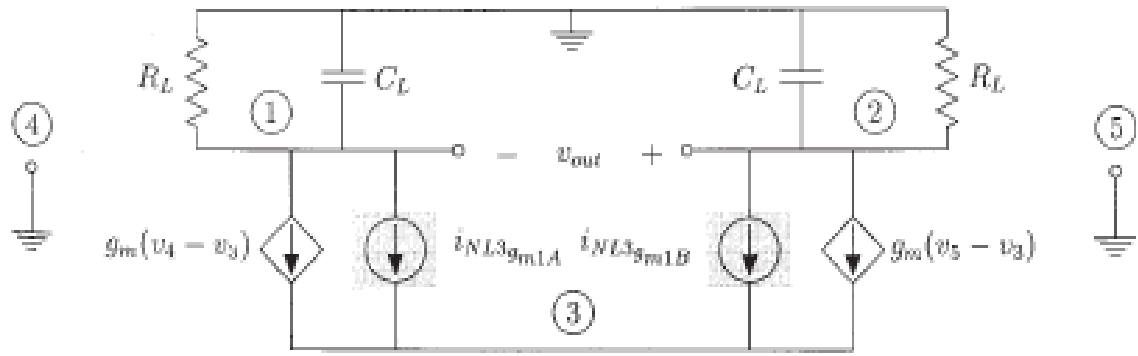
$$\text{Conversion gain (difference frequency)} = \frac{I_{in}}{4V_t (g_L + j (\omega_1 - \omega_2) C_L)}$$

5.3.3 Üçüncü Seviyede Ve Daha Üst Seviyede Sistem Yanıtları

Tablo 5.6 'de kaynaklarının değerleri üçüncü sırada alt sırada tepkilerin kontrol gerilimler de dışarı sinyal çıkarmak için tüm olasılıklar göz önüne alınarak yeniden olabilir. Örneğin tek boyutlu bir doğrusal olmayan iletkenlik için düşünün

type of nonlinearity	nonlinear current source for response at $2\omega_1 \pm \omega_2$
(trans)conductance	$K_{2g_1} V_{i,1,0} V_{i,1,\pm 1} + K_{2g_1} V_{i,0,\pm 1} V_{i,2,0} + \frac{3}{4} K_{3g_1} V_{i,1,0}^2 V_{i,0,\pm 1}$
capacitor	$(2j\omega_1 \pm j\omega_2) \left[K_{2C_1} V_{i,1,0} V_{i,1,\pm 1} + K_{2C_1} V_{i,0,\pm 1} V_{i,2,0} + \frac{3}{4} K_{3C_1} V_{i,1,0}^2 V_{i,0,\pm 1} \right]$
two-dimensional conductance (only cross-terms)	$\frac{1}{2} K_{2g_1 \& g_2} \left[V_{i,0,\pm 1} V_{j,2,0} + V_{i,1,0} V_{j,1,\pm 1} + V_{i,1,\pm 1} V_{j,1,0} + V_{i,2,0} V_{j,0,\pm 1} \right]$ $+ \frac{1}{4} K_{3g_1 \& g_2} \left[2V_{i,0,\pm 1} V_{i,1,0} V_{j,1,0} + V_{i,1,0}^2 V_{j,0,\pm 1} \right]$ $+ \frac{1}{4} K_{3g_1 \& 2g_2} \left[2V_{i,1,0} V_{j,0,\pm 1} V_{j,1,0} + V_{i,0,\pm 1} V_{j,1,0}^2 \right]$
three-dimensional conductance (only cross-terms)	$\frac{1}{4} K_{3g_1 \& g_2 \& g_3} \left[V_{i,0,\pm 1} V_{j,1,0} V_{k,1,0} + V_{i,1,0} V_{j,0,\pm 1} V_{k,1,0} + V_{i,1,0} V_{j,1,0} V_{k,0,\pm 1} \right]$

Gerekirse, bu yanıtlar benzer bir şekilde hesaplanabilir. Yüksek mertebeden doğrusal olmayan akım kaynakları daha düşük derecede yanıtlara bağlı olacak.



$i_{NL3g_{m1A}}$ şöyle buluruz:

$$i_{NL3g_{m1A}} = K_{2g_m} V_{43,1,0} V_{43,1,1} + K_{2g_m} V_{43,0,1} V_{43,2,0} + \frac{3}{4} K_{3g_m} V_{43,1,0}^2 V_{43,0,1}$$

$$V_{43,1,1} = V_{4,1,1} - V_{3,1,1}$$

$$V_{43,1,1} = 0$$

$$V_{43,2,0} = V_{4,2,0} - V_{3,2,0}$$

$$V_{3,2,0} = \frac{(g_L + 2j\omega_1 C_L)^2 (i_{NL2g_{m1A}} + i_{NL2g_{m1B}})}{\det(2j\omega_1)}$$

$$V_{3,2,0} = \frac{K_{2g_m}}{8g_m} V_{in}^2$$

$$V_{43,2,0} = -\frac{K_{2g_m}}{8g_m} V_{in}^2$$

$$i_{NL3g_{m1A}} = -\frac{1}{16} \frac{K_{2g_m}^2}{g_m^2} V_{in}^2 I_{in} + \frac{3}{32} \frac{K_{3g_m}}{g_m} V_{in}^2 I_{in}$$

$$i_{NL3g_{m1B}} = K_{2g_m} V_{53,1,0} V_{53,1,1} + K_{2g_m} V_{53,0,1} V_{53,2,0} + \frac{3}{4} K_{3g_m} V_{53,1,0}^2 V_{53,0,1}$$

$$V_{53,1,1} = 0$$

$$V_{53,2,0} = V_{43,2,0}$$

$$i_{NL3g_{m1B}} = i_{NL3g_{m1A}}$$

$$\begin{bmatrix} g_L + j(2\omega_1 + \omega_2)C_L & 0 & -g_m \\ 0 & g_L + j(2\omega_1 + \omega_2)C_L & -g_m \\ 0 & 0 & 2g_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1,2,1} \\ V_{2,2,1} \\ V_{3,2,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_{NL3g_{m1A}} \\ -i_{NL3g_{m1B}} \\ i_{NL3g_{m1A}} + i_{NL3g_{m1B}} \end{bmatrix}$$

$$V_{1,2,1} = \frac{g_m (g_L + j(2\omega_1 + \omega_2)C_L) (-i_{NL3g_{m1A}} + i_{NL3g_{m1B}})}{\det(j(2\omega_1 + \omega_2))}$$

$$V_{2,2,1} = \frac{g_m (g_L + j(2\omega_1 + \omega_2)C_L) (i_{NL3g_{m1A}} - i_{NL3g_{m1B}})}{\det(j(2\omega_1 + \omega_2))}$$

Since $i_{NL3g_{m1B}} = i_{NL3g_{m1A}}$ we find that

$$V_{1,2,1} = V_{2,2,1}$$

$$V_{out,2,1} = 0$$

diferansiyel giriş sinyalinin harmonikleri:.

$$V_{43,0,2} = V_{53,0,2} = -V_{3,0,2}$$

$$V_{3,0,2} = \frac{(g_L + 2j\omega_2 C_L)^2 (i_{NL2g_{m1A}} + i_{NL2g_{m1B}})}{\det(2j\omega_2)}$$

$$i_{NL2g_{m1A}} = \frac{1}{2} K_{2g_m} V_{43,0,1}^2 = \frac{1}{8} \frac{K_{2g_m}}{g_m^2} I_{in}^2$$

$$i_{NL2g_{m1B}} = \frac{1}{2} K_{2g_m} V_{53,0,1}^2 = \frac{1}{8} \frac{K_{2g_m}}{g_m^2} I_{in}^2$$

$$V_{3,0,2} = \frac{1}{8} \frac{K_{2g_m}}{g_m^3} I_{in}^2$$

$$i_{NL3g_{m1A}} = -\frac{1}{16} \frac{K_{2g_m}^2}{g_m^3} V_{in} I_{in}^2 + \frac{3}{32} \frac{K_{3g_m}}{g_m^2} V_{in} I_{in}^2$$

$$i_{NL3g_{m1B}} = \frac{1}{16} \frac{K_{2g_m}^2}{g_m^3} V_{in} I_{in}^2 - \frac{3}{32} \frac{K_{3g_m}}{g_m^2} V_{in} I_{in}^2$$

$$V_{out,1,2} = \frac{1}{8} \frac{1}{(g_L + (j\omega_1 + 2j\omega_2)C_L)} \left[-\frac{K_{2g_m}^2}{g_m^3} + \frac{3}{2} \frac{K_{3g_m}}{g_m^2} \right] V_{in} I_{in}^2$$

$$V_{out,1,2} = \frac{1}{8} \frac{1}{(g_L + (j\omega_1 + 2j\omega_2)C_L)} \left[-\frac{g_m^2}{4V_t^2 g_m^3} + \frac{3}{2} \cdot \frac{g_m}{6V_t^2 g_m^2} \right] V_{in} I_{in}^2 = 0$$

üçüncü sırada intermodülasyon ürün olduğu görülmektedir

$$v_{OUT}(t) = -I_{IN} R_L \tanh \left(-\frac{v_{IN}(t)}{2V_t} \right)$$

Şekil 5.6da ortak emetör de eğer sabit akım kaynağı mevcut devrede, sonra düşük frekanslarda çıkış gerilimi için kapalı bir

ifade elde edilebilir .[Gri 93, Sans 72] Transistör basit üstel ilişkisi ve sadece kollektör transistörü dikkate alınır.

Öncelikle, burada yapılmış örnek devre çok basit olduğunu hala giriş-çıkış ilişkisi için kapalı bir formu ifade elde etmek mümkün gibi. Diğer devreler için de böyle kapalı ifade elde etmek mümkün olabilir. Sonra, denklem (5,124) nonlinear katsayıları açısından intermodülasyon ürün formüle edilir. Bu denklemi henüz önemli değil elbette; modeline bağlı olan bu katsayılar, bir değeri vardır. Bu denklem (5,124) bile koleksiyoner karmaşık bir model için geçerli olduğu anlamına gelir.

Yüksek enjeksiyon değeri gerçekleşir. Yüksek enjeksiyon işletim bölgesi için Nonlinear katsayıları Bölüm 6 tartışılmıştır. Sonuç olarak, üçüncü sırada intermodülasyon bozulma hala kollektör akım için daha kesin modeli bile küçük olacaktır.

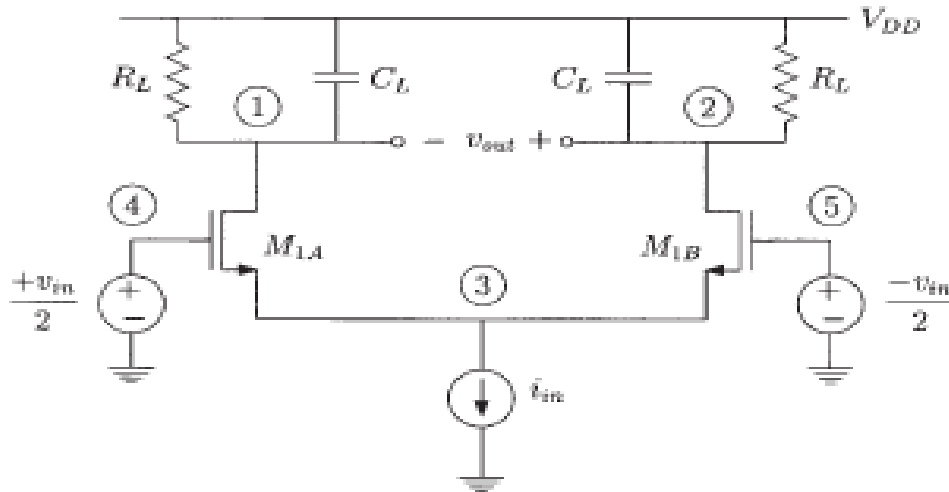


Figure 5.10: A simple MOS mixer.

$$V_{out,1,2} = -\frac{1}{32} \frac{1}{(g_L + (j\omega_1 + 2j\omega_2)C_L)} \frac{V_{in} \cdot I_{in}^2}{\beta(V_{GS} - V_T)^3}$$

$$V_{out,1,1} = \frac{1}{4(V_{GS} - V_T)} \frac{1}{(g_L + j(\omega_1 + \omega_2)C_L)} V_{in} I_{in}$$

$$\frac{V_{out,1,2}}{V_{out,1,1}} = -\frac{1}{8\beta(V_{GS} - V_T)^2} \frac{g_L + (j\omega_1 + j\omega_2)C_L}{g_L + (j\omega_1 + 2j\omega_2)C_L} I_{in}$$

$$IP_3 = 8\beta(V_{GS} - V_T)^2 \cdot \left| \frac{g_L + (j\omega_1 + 2j\omega_2)C_L}{g_L + (j\omega_1 + j\omega_2)C_L} \right|$$

Bu değerin boyutları vardır. Çoğu durumda, Baseband sinyal ilk geçerli bir transconductor dönüştürülür. Bu dönüşüm tabii neden doğrusal olmayan distorsiyon dikkate almış olacaktır.

5.3.4 Yorumlanma Ve Çarpanlara Ayırma

Doğrusal olmayan yanıtların hesaplama için iki yöntem: doğrusal olmayan yanıtların doğrudan hesaplama olarak bu bölümde gördük. Bölüm 5.2 hangi doğrusal olmayan tepkilerin oluştuğu Volterra çekirdeklerini hesaplayarak gördük. Bu iki yaklaşımın çok benzer olduğu görülmektedir. Bölüm 5.2.7 açıklanan nedenle sonuçları benzer şekilde yorumlanabilir. Ayrıca, doğrusal olmayan yanıtların payda da, aynı şekilde çarpanlara ayrılabilir.. Sonuç olarak, herhangi bir harmonik bir pay ayrı paydadadan hesaplanabilir.

denominator of 2nd harmonic of $\omega_1 = 2 (\det(j\omega_1))^2 \det(2j\omega_1)$

denominator of $HD_2 = 2 \det(j\omega_1) \det(2j\omega_1)$

type of nonlinearity	numerator of nonlinear current source for response at $2\omega_1$
(trans)conductance	$K_{2g1} (Vn_{i,1,0})^2$
capacitor	$2j\omega_1 K_{2C1} (Vn_{i,1,0})^2$
two-dimensional conductance (only cross-terms)	$K_{2g1 \& g2} Vn_{i,1,0} Vn_{j,1,0}$

5.4 Harmoniklerin Hesaplanması Ve İntermodülasyon Ürünleri

Biz önceki bölümlerde Volterra serisi yöntemi ve doğrusal olmayan yanıtların doğrudan hesaplama yöntemini tartıştık. Her iki durumda da sonuçta art arda doğrusal bir ağ çözümü elde edilir. Dolayısıyla, bu kapalı edinme-doğrusal olmayan tepkiler için ifadeler bir veya daha fazla frekans değişkenleri, küçük sinyal parametreleri ve nonlinear katsayıları açısından mümkündür.

type of nonlinearity	numerator of nonlinear current source for response at $3\omega_2$
(trans)conductance	$2K_{2g_1} Vn_{i,0,1} Vn_{i,0,2} + \det(2j\omega_2) K_{3g_1} Vn_{i,0,1}^3$
capacitor	$3j\omega_2 \left[2K_{2C_1} Vn_{i,0,1} Vn_{i,0,2} + \det(2j\omega_2) K_{3C_1} Vn_{i,0,1}^3 \right]$
two-dimensional conductance (only cross-terms)	$K_{2g_1 \& g_2} \left[Vn_{i,0,1} Vn_{j,0,2} + Vn_{i,0,2} Vn_{j,0,1} \right]$ $+ \det(2j\omega_2) K_{3g_1 \& g_2} Vn_{i,0,1}^2 Vn_{j,0,1} + \det(2j\omega_2) K_{3g_2 \& g_1} Vn_{i,0,1} Vn_{j,0,1}^2$
three-dimensional conductance (only cross-terms)	$\det(2j\omega_2) K_{3g_1 \& g_2 \& g_3} Vn_{i,0,1} Vn_{j,0,1} Vn_{k,0,1}$

Sayısal simülasyonlar tarafından verilen tamamlayıcı bu bilgiler bir sembolik bir devrenin davranışını açıklar. Bölüm 4.8.6 ve Bölüm 5.2 'örnek ve 5,3 bazı hesaplamalar sonucu doğrusal olmayan tepkiler için ifadeler bulunmuştur. Her ne kadar bu örnekleri kavramsal olarak çok basitte olsa, hesaplamalara zaten katılmaktadırlar. Eğer hesaplamalar otomatik olabilirse bu durum giderilebilir. Bu otomasyon hesaplamalar sembolik bir ağ analiz programı ile elde edilebilir.

5.4.1 Doğrusallaştırılmış Lineer Devrenin Sembolik Ağ Analizi

Tıpkı Bölüm 5.2 hesaplamalarda ve bir transfer fonksiyonu için 5,3 sembolik ifadeler Cramer ile hesaplanır. Bu şekilde bir transfer fonksiyonu iki belirleyici bir oranı olarak bulunur. Klasik, belirleyici bir satır boyunca bunu geliştirerek hesaplanır

Tıpkı Bölüm 5.2 hesaplamalarda ve bir transfer fonksiyonu için 5,3 sembolik ifadeler Cramer methodu ile hesaplanır. Bu şekilde bir transfer iki fonksiyonun belirleyici bir oranı olarak bulunur. Klasik, belirleyici bir satır veya bir sütun boyunca bunu geliştirerek hesaplanır. Birçok araştırmacı bu yaklaşım için alternatif yöntemler geliştirdiler

$$T = \frac{f_0(\mathbf{x}) + sf_1(\mathbf{x}) + s^2f_2(\mathbf{x}) + \dots + s^nf_n(\mathbf{x})}{g_0(\mathbf{x}) + sg_1(\mathbf{x}) + s^2g_2(\mathbf{x}) + \dots + s^mg_m(\mathbf{x})}$$

Bu önemsiz nonlinearlığı ortadan kaldırmak için polinom interpolasyon yöntemi Bölüm 5.4.2 de kullanılır.

Güçlü bilgisayarlar ve analog entegre devreler için CAD etki alanında birçok araştırma çabaları nedeniyle, simgesel ağ analizi seksenli yıllarda ilgi gördü.

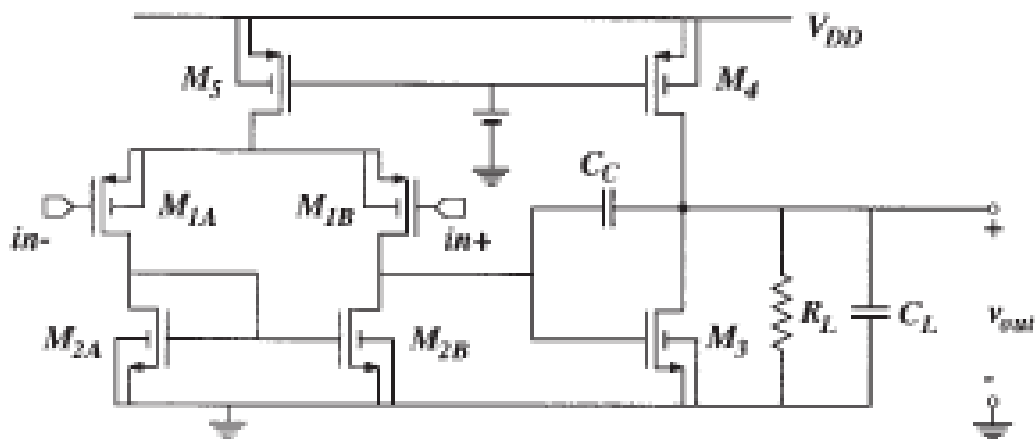


Figure 5.11: A CMOS Miller-compensated operational amplifier.

Simgesel ağ analizi programları iki temel sorun ile karşı karşıya bulunmaktadır. İlk sorun, transfer fonksiyonu açısından devrenin düğümleri ve devre elemanları sayısı artar. Bu sembolik ifadede frekans değişkeni içeren ve küçük her transistör eşdeğer devre sinyal elemanları var.

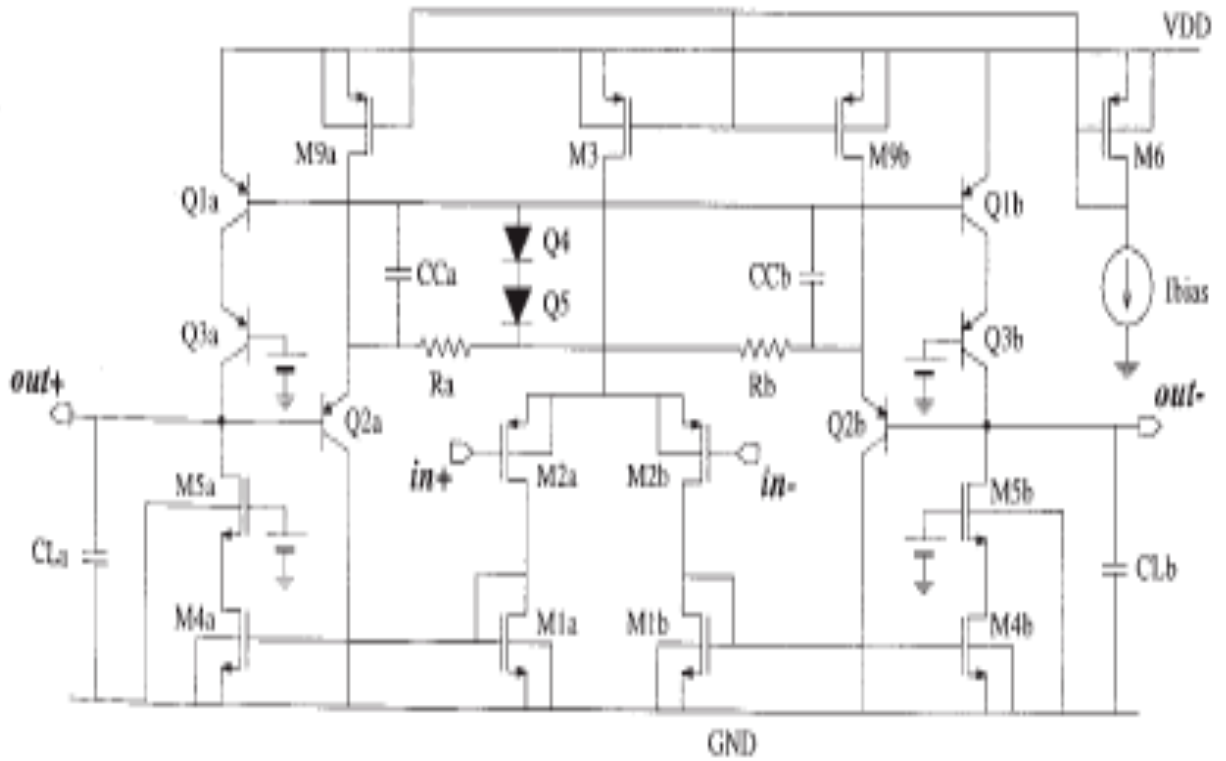


Figure 5.12: A fully-differential BiCMOS operational amplifier.

Birçok sembolik analiz programları ile yaklaşık sembolik ifadeler oluşturmayı başardık [Giel 89, Fern 91b, Man 91, wier 89, Kon 88, Hass 89, Hue 89, 93, Neb 95, Wamb 95, Yu 96]. Bu yaklaşım farklı devre elemanları için sayısal değerleri yararlanarak yapılır. Bu yaklaşım için, üç büyük strateji literatürde bildirilmiştir. İlk strateji, bu ilk sembolik simülatörlerde desteklenen yaklaşım [Giel 89, Fern 91b], kuşak stratejisi sonra sözde sadeleştirme kullanılır olmuştur. Bu strateji ile sembolik transfer fonksiyonu tam olarak hesaplanır. Daha sonra, önemsiz terimler silinir.

Büyük devreler için daha iyi bir strateji oluşturma stratejisi önce sözde sadeleştirme [Somm 93, Yu 96, Hsu 94 olduğunu]. Bu strateji ile devre gerçek sembolik hesaplamalar başlamadan önce kolaylaştırılmıştır. Bu basitleştirme sonucu daha az eleman ile devre temsil edilir.

Pratik boyutlu analog entegre devrelerin sembolik analizi basitleştirme stratejisi açısından önemli bir atılıma neden olmuştur.[Wamb 92, Wamb 94a, Wamb 95, Yu 96]. Bu yaklaşımı ile bir transfer fonksiyonunda sadece baskın terimler üretilir.

5.4.2 ISAAC ile zayıf doğrusal olmayan analog devrelerin Sembolik analizi

Bölüm 5.3 hesaplama yöntemi sembolik devre simülatörü ISAAC içine inşa edilmiştir. Bu simülatör analog devrelerin AC özellikleri için yaklaşık sembolik ifadeleri hesaplayabilir. Sonuç olarak, simülatör sadece oldukça küçük devreler için, on en fazla on iki transistör olmak zorunda, devre topolojisine bağlı olarak kullanılabilir

Bir harmonik veya intermodulasyon ürünün payı birkaç transfer fonksiyonlarının payları birleştirilerek, ya girdi bir kontrol gerilim veya doğrusal olmayan akım kaynağı çıkış veya bir gerilim ile kontrolden hesaplanabilir. Nihai Sonuç, daha sonra genişletilebilir. ISAAC belirleyicileri olarak satır veya sütun boyunca gelişimi ile hesaplanır.

Basitleştirme ilk adımın ardından, sembolik bir ifade hesaplanır. Bu iki nesil sonra prosedür basitleştirilmesi veya nesil işlem sırasında bir basitleştirme ile gerçekleştirilebilir.

5.5 Basit örnek devreler

Bu bölümde hangi harmonikleri ve / veya Volterra çekirdek dönüşümleri hesaplanması için bir kaç basit ağlar düşünün. . Bu bölümün amacı küçük doğrusal olmayan ağların çalışma ve içgörü elde etmek için yöntemleri göstermektir. Basit ağlarda lineer olmayan bir gerilim bölücü ve doğrusal olmayan kapasitif bölücü akım vardır.

5.5.1 Doğrusal olmayan gerilim bölücü direnç

Şekil 5,15 lineer olmayan bir direnç gerilim bölücü resmediyor.

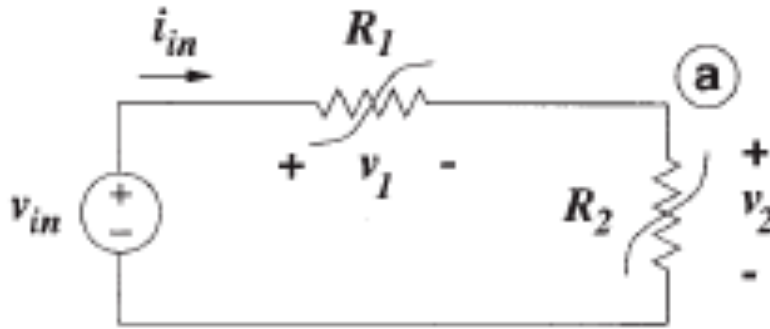


Figure 5.15: A nonlinear resistive voltage divider.

i_{in} akımı V_{in} gerilimi şekilde açıklanmıştır.

$$i_{in} = g_1 v_1 + K_{2g_1} v_1^2 + K_{3g_1} v_1^3$$

Direnç R_2 iletkenlik şeklinde açıklaması verilir

$$i_{in} = f_2(v_2)$$

R_2 kuvvet serileri açıklaması verilir

$$i_{in} = g_2 v_2 + K_{2g_2} v_2^2 + K_{3g_2} v_2^3$$

Birinci dereceden Volterra çekirdeklerini belirlemek için prosedürde ilk adım çekirdekleri doğrusal transfer fonksiyonlarının hesaplama olduğunu.

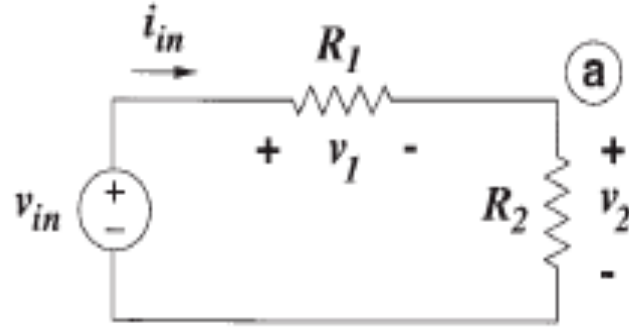


Figure 5.16: Linearized equivalent of the resistive voltage divider.

$$g_1(v_a - v_{in}) + g_2v_a = 0$$

buradan bu eşitlik bulunur

$$v_a = \frac{g_1}{g_1 + g_2}v_{in}$$

$$H_{12} = H_{1a} = \frac{g_1}{g_1 + g_2}$$

$$H_{11} = \frac{g_2}{g_1 + g_2}$$

İkinci dereceden çekirdekler sonra, ikinci dereceden Volterra çekirdekler belirlenir

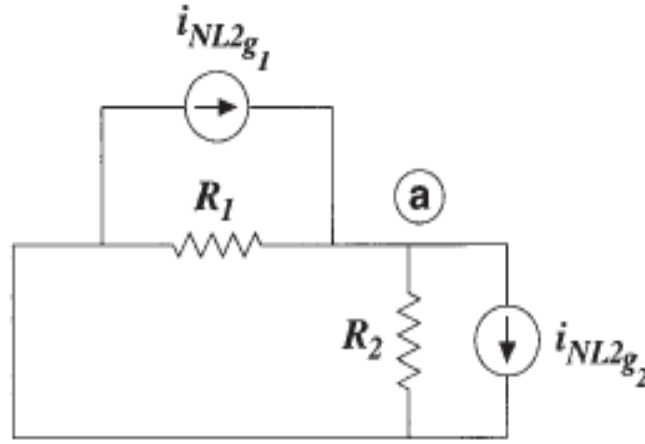


Figure 5.17: Circuit for the computation of the second-order kernels.

$$i_{NL2g_1} = K_{2g_1} \left(\frac{g_2}{g_1 + g_2} \right)^2$$

Doğrusal olmayan akım kaynaklarının değerleri Tablo 5.1 'deki bir doğrusal olmayan kondüktans için doğrusal olmayan akım genel ifade birleştirerek, birinci dereceden transfer fonksiyonları, (5.145) ve (5.146) için ifadeler bulunabilir.

$$i_{NL2g_2} = K_{2g_2} \left(\frac{g_1}{g_1 + g_2} \right)^2$$

$$(g_1 + g_2) v_a - i_{NL2g_1} + i_{NL2g_2} = 0$$

Denklem (5,151) pratik bir örneğin değerlendirilir

$$H_{22} = \frac{i_{NL2g_1} - i_{NL2g_2}}{g_1 + g_2}$$

$$H_{22} = H_{2a} = \frac{1}{(g_1 + g_2)^3} (K_{2g_1} g_2^2 - K_{2g_2} g_1^2)$$

$$HD_2 = \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{H_{2a}}{H_{1a}} = \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{(K_{2g_1} g_2^2 - K_{2g_2} g_1^2)}{(g_1 + g_2)^2 \cdot g_1}$$

$$g_2 = ag_1$$

$$K_{2g_2} = aK_{2g_1}$$

$$H_{2a} = \frac{a(a-1)}{(1+a)^3} \frac{K_{2g_1}}{g_1}$$

$$g_\pi = \frac{I_C}{\beta_F V_t} = 4 \times 10^{-4} A/V$$

$$K_{2g_\pi} = \frac{g_\pi}{2V_t} = 8 \times 10^{-3} A/V^2$$

Pratikte tek taraflı verilen akım, için daha geniş bir kutuplu transistör alacağını dikkat etmek gerekir.

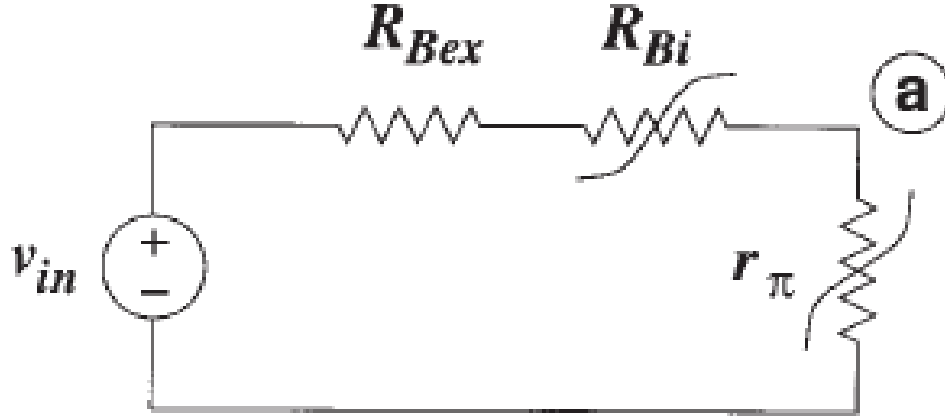
$$K'_{2g_\pi} = 20V^{-1}$$

$$K'_{2g_B} = 400V^{-1}$$

$$\left| \frac{\text{contribution of } K_{2g_B}}{\text{contribution of } K_{2g_\pi}} \right| = \frac{K_{2g_B} g_\pi^2}{K_{2g_\pi} g_B^2}$$

İki katkıların oranı denklemi (5,151) dan olarak bulunur

$$\left| \frac{\text{contribution of } K_{2g_{Bi}}}{\text{contribution of } K_{2g_{\pi}}} \right| = \frac{K_{2g_{Bi}} g_{\pi}^2}{K_{2g_{\pi}} g_{Bi}^2} \frac{g_{Bex}}{g_{Bex} + g_{Bi}}$$



Voltaj arasında bölünme iki kutuplu transistörün baz direniş dış parçası

$$H_{21} = -\frac{1}{(g_1 + g_2)^3} (K_{2g_1} g_2^2 - K_{2g_2} g_1^2)$$

$$i_{NL3g_1} = \frac{1}{(g_1 + g_2)^4} \left[K_{3g_1} g_2^3 (g_1 + g_2) + 2K_{2g_1} K_{2g_2} g_1^2 g_2 - 2K_{2g_1}^2 g_2^3 \right]$$

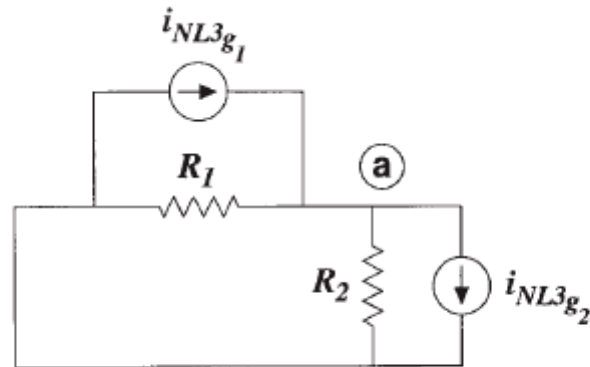


Figure 5.19: Circuit for the computation of the third-order kernels.

$$(g_1 + g_2) v_a - i_{NL3g_1} + i_{NL3g_2} = 0$$

$$H_{3_2} = \frac{i_{NL3g_1} - i_{NL3g_2}}{g_1 + g_2}$$

$$H_{3_2} = H_{3_a} = \frac{1}{(g_1 + g_2)^5} \left[K_{3g_1} g_2^3 (g_1 + g_2) - K_{3g_2} g_1^3 (g_1 + g_2) \right. \\ \left. + 2K_{2g_1} K_{2g_2} g_1 g_2 (g_1 - g_2) - 2K_{2g_1}^2 g_2^3 + 2K_{2g_2}^2 g_1^3 \right]$$

5.5.2 Nonlinear Kapasitif Akım Bölücü

Şekil 5,20 lineer olmayan bir kapasitif akım bölücü gösterir.

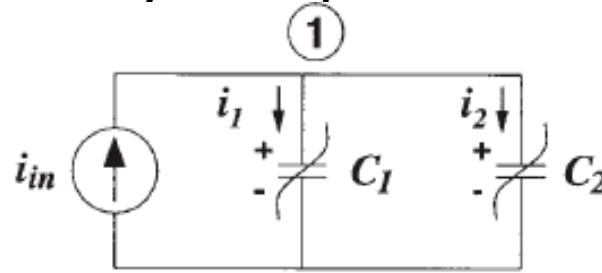


Figure 5.20: A nonlinear capacitive current divider.

Kapasitör üzerinden harmonikleri akımını hesaplar. Harmonikler doğrudan Bölüm 5.3 yöntemi ile hesaplanmış olacaktır.

$$i_1(t) = \frac{d}{dt} \left(C_1 \cdot v_1(t) + K_{2C_1} \cdot v_1^2(t) + K_{3C_1} \cdot v_1^3(t) \dots \right)$$

The current through C_2 is i_2 :

$$i_2(t) = \frac{d}{dt} \left(C_2 \cdot v_1(t) + K_{2C_2} \cdot v_1^2(t) + K_{3C_2} \cdot v_1^3(t) \dots \right)$$

birinci seviye yanıtlar

$$I_{in} = j\omega_1 (C_1 + C_2) V_{1,1,0}$$

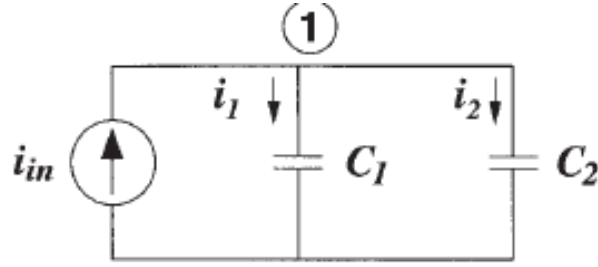


Figure 5.21: Linearized equivalent of the capacitive current divider.

$$V_{1,1,0} = \frac{I_{in}}{j\omega_1(C_1 + C_2)}$$

$$I_{1,1,0} = V_{1,1,0} j\omega_1 C_1$$

$$I_{1,1,0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} I_{in}$$

$$I_{2,1,0} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} I_{in}$$

$$i_{NL2C_1} = j\omega_1 K_{2C_1} V_{1,1,0}^2 = j\omega_1 K_{2C_1} \left(\frac{I_{in}}{j\omega_1(C_1 + C_2)} \right)^2$$

$$i_{NL2C_2} = j\omega_1 K_{2C_2} V_{1,1,0}^2 = j\omega_1 K_{2C_2} \left(\frac{I_{in}}{j\omega_1(C_1 + C_2)} \right)^2$$

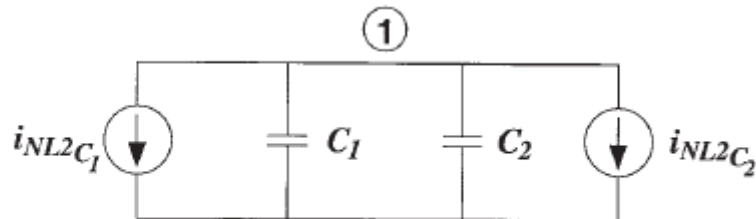


Figure 5.22: Circuit used to compute the second-order responses.

$$V_{1,2,0} \cdot 2j\omega_1(C_1 + C_2) = -i_{NL2C_1} - i_{NL2C_2}$$

$$I_{2,2,0} = \frac{I_{in}^2}{j\omega_1 (C_1 + C_2)^3} (C_1 K_{2C_2} - C_2 K_{2C_1})$$

üçüncü seviye yanıtlar:

$$i_{NL3C_1} = 3j\omega_1 \left[K_{2C_1} V_{1,1,0} V_{1,2,0} + \frac{1}{4} K_{3C_1} V_{1,1,0}^3 \right]$$

$$i_{NL3C_1} = \frac{3}{2} \frac{I_{in}^3}{(C_1 + C_2)^3 (j\omega_1)^2} \left[\frac{-K_{2C_1} (K_{2C_1} + K_{2C_2})}{C_1 + C_2} + \frac{K_{3C_1}}{2} \right]$$

$$i_{NL3C_2} = \frac{3}{2} \frac{I_{in}^3}{(C_1 + C_2)^3 (j\omega_1)^2} \left[\frac{-K_{2C_2} (K_{2C_1} + K_{2C_2})}{C_1 + C_2} + \frac{K_{3C_2}}{2} \right]$$

$$V_{1,3,0} = -\frac{I_{in}^3}{2 (C_1 + C_2)^4 (j\omega_1)^3} \left[\frac{K_{3C_1}}{2} + \frac{K_{3C_2}}{2} - \frac{(K_{2C_1} + K_{2C_2})^2}{C_1 + C_2} \right]$$

$$I_{1,3,0} = \frac{3}{4} \frac{I_{in}^3}{(j\omega_1)^2 (C_1 + C_2)^5} \left[K_{3C_1} C_2 (C_1 + C_2) - K_{3C_2} C_1 (C_1 + C_2) \right. \\ \left. - 2K_{2C_1}^2 C_2 + 2K_{2C_2}^2 C_1 + 2K_{2C_1} K_{2C_2} (C_1 - C_2) \right]$$

5.6 Diğer Yöntemler İle Sayısal Doğrulama

Önceki bölümlerde teknik olarak zayıf bir doğrusal olmayan şekilde faaliyet gösteren bir devre davranışını analizi

tartışılmıştır. Genellikle analitik bir sapmayı tahmin etmek mümkün değildir, bir sayısal simulasyonun sonuçlarını doğrulamak için sayısal doğrulamaya başvurmak gerekir.

Bu nedenle zaman-etki simülasyonu yapılmalıdır. Sayısal entegrasyon, Bölüm 5.6.1 ele alınacak bazı dezavantajları vardır. Bu sayısal entegrasyon büyük devre simülasyonunda kullanılır: kısaca Bölüm 5.6.2 açıklanan çekim yöntemleri, ve harmonik denge yöntemleri, Bölüm 5.6.3 tartışılmıştır.

5.7 Özet

Genel olarak, için bir devrenin doğrusal olmayan davranış için formu kapalı ifadeler elde etmek mümkün değildir. Birçok teknikler sayısal, harmonik denge metodu gibi doğrusal olmayan davranışı hesaplar [VdEi 89, Kund 90] Bu tür teknikleri iterasyon kullanın. Doğrusal olmayan yanıtları hesaplama için iki yöntem açıklanmıştır (harmonikler ve modülasyon ürünleri). Yöntemler çok yakından ilişkilidir. İlk yöntem Volterra çekirdek dönüşümlerini hesaplar.

Diğer yöntem ile, doğrusal olmayan tepkiler doğrudan hesaplanır. Volterra serisi ile yaklaşım, doğrusal olmayan devre art arda doğrusal bir devre çözerek gerilim ve akımların harmonik veya modülasyon ürünleri hesaplar. Doğrusal bir devre, mümkün olduğu doğrusal küçük sinyal parametrelerinin fonksiyonları ve nonlinearlik katsayılarının açıkça doğrusal olmayan ifadeleri vardır. Bu nonlinearlik katsayıları Bölüm 3 de tartışılmıştır. Bu bölümde, bir harmonik veya intermodülasyon ürünlerin çeşitli katkıları, her biri bir nonlinearlik katsayısı için bir toplam olarak hesaplanır. Bu yöntemin uygulamasından sonra genellikle birçok

nonlinearlik iptal edilebilir. Sonra bir sembolik kalan birkaç nonlinearlik oluşturulabilir. Bir devrenin doğrusal olmayan davranışının bir ifadesi olarak yorumlanabilir.