

# LC Osilatörlerinde İki Diyot Kullanılarak Genlik Sınırlanması<sup>n</sup>

Yazan:  
Doçent Ziya AKÇASU  
Y. Müh.  
I.T.Ü. (••)

Çeviren:  
Güney GÖNENÇ  
Y. Müh.  
OD.T.Ü.

**ÖZET.** Titreşim genliğinin sınırlanması için iskara devresinde öngerilim uygulanmış iki diyot bulunan bir LC osilatörü incelenmiştir. Titreşim genliği ve harmonik distorsiyonu hesaplanmış ve eğrilerle gösterilmiştir. Bu eğrilerden, titreşimlerin lineer olarak modüle edilebileceği görülmektedir; genlik modülasyonu yapıldığı sırada frekans modülasyonu ortaya çıkmamakta ve harmonik distorsiyonu çok küçük olmaktadır. Ayrıca devrenin yüksek bir frekans kararlılığına da uygun olduğu görülmüştür. Devrenin esaslı özelliğinin, tütün öngerilim ve anot doğru akımı gibi statik şartlarının titreşim genliğinden bağımsız olması olduğu da gösterilmiştir. Pratik bir devre verilmiştir.

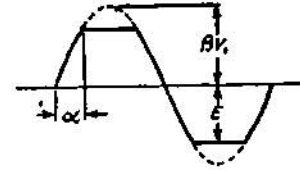
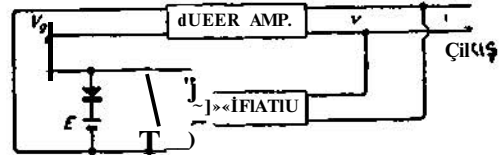
## 1. GİRİŞ

Genel olarak, bir LC osilatörü titreşim frekansını belirleyen bir titreşim devresiyle titreşimlerin sürdürülmesi için enerji sağlayan bir negatif dirençten meydana gelir. Bir titreşim devresi, ideal bir endüktans, bir kapasitans ve gerçek devredeki kayıpları temsil eden bir pozitif direncin paralel bileşimine indirgenebilir. Negatif direnç tarafından sağlanan enerji pozitif direnç tarafından harcanan enerjiye eşit olunca sönümsüz titreşimler meydana gelir. Bundan dolayı, titreşimlerin genliği bu iki dirençten birinin non-lineerliğiyle sınırlanır. (2) Termistorlar (3) (Negatif sıcaklık katsayılı dirençler) ve varistorlar (4) (değeri gerilime bağlı olan dirençler) bilinen non-lineer dirençlerdir. Bunlar titreşim genliğini sınırlamak için titreşim devresine paralel bağlanabilirler. (4)

Bir negatif direnç genellikle pozitif reaksiyonlu amplifikatör olarak çalıştırılan bir tüple elde edilir. Demek ki negatif direncin non-lineerliği ya tüp karakteristiklerinin ya da reaksiyon devresinin non-lineerliğinden ileri gelecektir. Birinci duruma örnek, alışılmış LC osilatördür; bu tip osilatörde titreşim genliği tüp karakteristiklerinin non-lineerliği tarafından sınırlanmıştır. Bu osilatörlerde, kullanılan tüp C sınıfı güç amplifikatörü olarak çalıştırılır. (5) Non-lineerliğin reaksiyon devresinden ileri geldiği ikinci durum ise bu yazının konusudur ve ayrıntısıyla inceleneyecektir.

## 2. DEVRENİN TANIMLANMASI

1. Şekilde osilatör devresinin blok diyagramı görülmektedir. Osilatör devresi bir akortlu amplifikatör ve bir pozitif reaksiyon devresinden kurulmuştur. Amplifikatör devresinde A sınıfı çalışan bir tüp vardır. Tüp karakteristiklerinin lineer olduğu kabul edilmektedir. Bu, devrenin esaslı özelliklerinden biridir.



Şekil 1 — Osilatörün esas gekli ve diyotlar tarafından E seviyesinden kırılmış dalga şekli.

Reaksiyon, gerekli faz dönmelerini ve kuplajı sağlayan bir zayıflatıcı (attenuatör) üzerinden verilmiştir. Zayıflatıcıdan sonra öngerilim uygulanmış iki diyot konulmuştur. (\*\*\*). Zayıflatıcının çıkış gerilimi, öngerilim E den küçük iken diyotlar akım geçirmiyen durumdadırlar. Bundan dolayı da zayıflatıcı, diyotların ters dirençleri ile uçlanmıştır; zayıflatıcının bu durumdaki zayıflatma katsayısı  $p$  ile gösterilmiştir, öten yandan, eğer öngerilim aşılsa diyotlar akım geçirmeğe başlarlar ve geçirme yönündeki dirençleri ihmal edilebilecek kadar küçük kabul edildiğinden, çıkış gerilimi öngerilim değerine eşit kalır. Böylece kırılmış (clipped) bir dalga şekli elde edilir. Bu dalganın ana frekanslı bileşeninin giriş gerilimine oram zayıflatma katsayısı olarak tanımlanır. Aşağıda bu yeni durumdaki zayıflatma

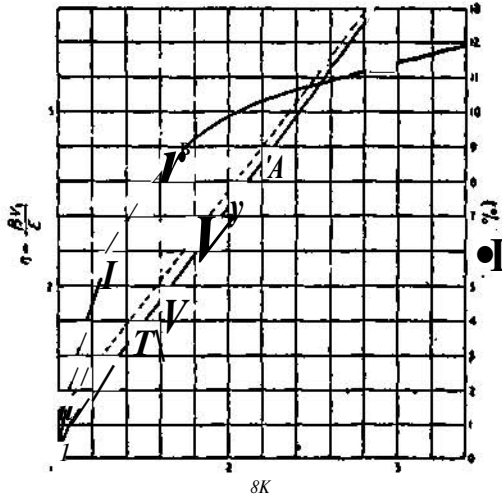
(•) Wireless Engneer Dergisi'nin Haziran 1966 sayısından alınmıştır.

(••) Bu yazı yazıldığı zaman I.T.Ü. de doçent olan Ziya AKÇASU şimdi Michigan Üniversitesi'nde çalışmaktadır.

(\*\*\*} Bak.: Yazının sonundaki Ek.

katsayısının giriş geriliminin genliğine bağlı olduğu gösterilecektir. Böylece bir non-linear reaksiyon elde edilmiş olmaktadır. Burada diyotların, titreşim genliğini kontrol etmek üzere negatif öngerilim meydana getiren doğrultucu (redresör) elemanlar olarak çalıştırılmadıklarına dikkat edilmelidir. Bu husus devrenin esaslı özelliklerinden biridir. (7) (•).

Şimdi, zayıflatıcının giriş empedansının amplifikatörün çıkış empedansından çok büyük olduğu kabulünü yapacağız. Bu iki empedans paralel durumda olduklarından, bu kabule göre, zayıflatıcının giriş empedansı ihmal edilebilir. Bu kabul, non-linear reaksiyon devresinin amplifikatörün lineerliğini bozmasından sakınmak için yapılmıştır.



Şekil 2 — Çevre kazancı  $pK$  ile kırılma seviyesi (A eğrisi) ve distorsiyon -  $Q$  çarpımı (B eğrisi) arasındaki bağıntı.

### 3. TİTREŞİMİN GENLİĞİ

Aşağıda osilatörün çıkış gerilimi  $v$  nin yalnız tek harmonikleri havi olduğu ve Fourier açılımının  $v = v_1 \sin \omega t + v_3 \sin 3 \omega t + \dots$  (1) şeklinde olduğu gösterilecektir.

İlk yaklaşıklık olarak, harmoniklerin genliğe etkisi ihmal edilecektir. Bu ihmal, diyotlara uygulanan gerilimin saf sinüs dalgası ve  $0V_1 \sin \omega t$  ye (1. Şekil) eşit olduğunu kabul etmeğe denktir. Bu kabul iskaradaki kırılmış sinüs dalgasını basit bir Fourier serisi ile ifade etmeye imkân verir. Diyotlara uygulanan gerilim zamanın herhangi bir periyodik fonksiyonu ise, çıkış gerilimi yine yalnız tek sinüs harmoniklerden bileşmiş olacaktır; fakat harmoniklerin genliklerini veren ifadeler bu sefer Bessel fonksiyonları girecektir. C) Bu durumda, hatta yalnız üçüncü harmonik hesaba alınsa bile ifadeler çok uzar.

(•) Bak.: Ret. 9. sayfa 205.

1. Şekilde görülen kırılmış sinüs dalgasının Fourier açılımının

$$v_g = B_1 \sin \omega t - B_3 \sin 3 \omega t - \dots \quad (2)$$

olduğu bilinmektedir. Burada

$$B_1 = -\frac{2}{\pi} \beta V_1 \left( \cos \frac{a}{2} + \frac{1}{2} \sin 2a \right) \quad (3)$$

$$B_3 = -\frac{1}{3\pi} \beta V_1 \left( \sin 2a - \frac{1}{2} \sin 4a \right) \quad (4)$$

Bu ifadelerde  $a$ , 1. Şekilde görülen açıdır ve

$$\sin a = \frac{E}{\beta V_1} \quad (5)$$

olarak tanımlanmıştır.

Bu eşitlik,  $a < \pi/2$  yani  $\beta V_1 < E$  olduğu takdirde yürürlüktedir.  $0V_1 < E$  iken diyotlar akım geçirmez ve osilatör devresi lineerdir. Lineer devrelerde kendini besleme şartının  $K > 1$  olduğu bilinmektedir. Burada  $K$  amplifikatörün rezonans frekansındaki kazancıdır. Yukardaki şart yerine getirilirse, titreşim hemen başlar ve titreşim genliği, diyotlara uygulanan gerilimin ani değeri öngerilim değerine ulaşmaya kadar üssel olarak büyür. Bu andan itibaren gerilimin tepeleri kırılmaya başlar ve devre non-linear olur. Böylece harmonikler ortaya çıkar ve (2) açılımı yürürlükte olur.

Sürekli rejime erişilince amplifikatörün giriş ve çıkış gerilimlerinin ana bileşenleri arasında aşağıdaki bağıntı vardır:

$$B, K = V_1 \quad (6)$$

(3) eşitliğinden  $B$ , alınıp yerine konursa:

$$\frac{2}{\pi} \left( \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) = \frac{1}{\beta K} \quad (7)$$

elde edilir.

Eğer zayıflatma  $p$  ve kazanç  $K$  verilmişse,  $a$  bu eşitlikten bulunabilir; bu takdirde titreşim genliği olan  $V_1$  (S) eşitliğinden hesaplanır. 2. Şekildeki A eğrisi  $pK$  ile  $\alpha$  arasındaki bağıntıyı vermektedir. Burada

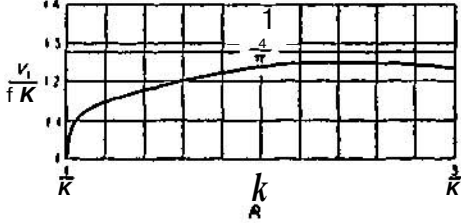
$$\alpha = \frac{V_1 \beta}{E} \quad \text{dir.} \quad (8)$$

Eğri asimtotik olarak  $\alpha = \frac{1}{\beta K}$  (OK) kesikli doğrusuna yaklaşır.

Grafikten şu sonuçlar çıkarılabilir:

a. Zayıflatma  $p$  ve öngerilim  $E$  sabit tutulursa, titreşim genliği amplifikatörün kazancı ile artar ve kazançla kabaca orantılıdır.

b.  $pK$  nın verilen bir değeri için  $v_1$  nın belirli bir değeri olduğundan titreşim genliği  $V_1$ , ön gerilim  $E$  ile orantılıdır. Bundan dolayı diyotlara uygulanan öngerilimin kontrolü, titreşim genliğinin geniş sınırlar içinde değiştirilebilmesini sağlar. Pratik bir devrede tüp karakteristiklerinin lineer kısmının genişliği titreşim genliği için bir üst sınır koyar.



Şekil 3 — Titreşim genliğinin zayıflatma ile değişimi

Ayrıca şu sonuç da çıkmaktadır: öngerilim  $E$  nin üstüne bir ses frekanslı gerilim bindirilerek titreşim modüle edilebilir. Genlik öngerilimle tamamen orantılı olduğundan —çalışmanın tüp karakteristiğinin lineer kısmında kalması şartı ile — modülasyon karakteristiği lineer olacaktır. Modülasyon derinliği % 100 e çıkarılabilir. Aşağıda gösterildiği gibi bu modülasyon sırasında frekans kayması olmamaktadır.

Halbuki C sınıfı LC osilâtörlerinde titreşimler anot kaynak geriliminin değiştirilmesiyle modüle edilmektedir. Fakat modülasyon sırasında anot geriliminin çok alçak değerlere inmesinin titreşimlerin kesilmesine sebep olması modülasyon derinliği için bir sınır teşkil etmektedir. Üstelik, bu cins osilâtörlerde modülasyon karakteristiği lineer değildir ve modülasyon sırasında frekans kayması ortaya çıkar.

c. Kazanç  $K$  ve öngerilim  $E$  sabit tutulunca, titreşim genliği zayıflatma  $p$  ile 3. şekilde görüldüğü gibi değişmektedir. Eğriden görülüyor ki  $p = 1/K$  için (yani titreşimler tam başlarken) titreşim genliği  $EK$  ya eşittir,  $p$  nın daha yüksek değerleri için eğri ilkin hızla yükselir sonra çok yavaş bir maksimuma erişir ve hafifçe alçalır,  $p$  nın daha da yüksek değerleri için eğri asimtotik olarak

$\frac{4}{3} = 1,27$  değerine yaklaşır, eğrinin bu kısmı

şekilde gösterilmemiştir. Anlaşılmaktadır ki,  $p$  ile gösterilen reaksiyon miktarının, titreşim genliği üzerine pek etkisi yoktur. Fakat  $p$  nın eğrinin yavaş kısmına karşılık olan değerlerinin kullanılmasında iyi olur çünkü eğrinin bu bölgesinde  $p$  daki küçük bir değişme genlikte daha küçük değişmelerle sebep olur. Aşağıdaki bölümde harmonik distorsiyonunun  $p$  ile artışı ve  $p$  nın uygun değerlerinin  $1,1/K$  ile  $1,3/K$  arasında olduğu gösterilecektir.

Elektrik Mühendisliği 86 .

#### 4. HARMONİK DİSTORSİYONU:

(2) İfadesinde verilen ısı kara gerilimine ait Fourier açınımdan harmoniklerin genliklerinin artan harmonik numarasıyla hızla küçüldüğü görülmektedir. Üstelik, akortlu olan amplifikatörün kazancı da yüksek harmonikler için dik bir şekilde düşmektedir. Bundan dolayı harmonik distorsiyonu hesabında yalnız üçüncü harmoniği göz önünde tutmak yeter.

Akortlu devrenin üçüncü harmonikteki empedansı:

$$Z_{3a} = \frac{3}{8} \ll L \quad \text{dir.} \quad (9)$$

Burada  $L$  akortlu devrenin endüktansdır.  $g_m$  tüpün eğimi olmak üzere, amplifikatörün üçüncü harmonikteki kazancı

$$K_3 = \frac{3}{8} \hat{U} L g_m \quad \text{dir.} \quad (10)$$

Burada tüpün iç direncinin akortlu devrenin empedansından çok büyük olduğu kabulü yapılmıştır. İlerde belirtilecek sebeplerden ötürü bu osilâtör devresinde ekran - ısıkaralı tüplerin kullanılması tercih edildiğinden, bu kabulü yapmaya hakkımız vardır.

$K = \frac{1}{n} L Q g_m$  olduğu hatırlanarak (10) eşitliği şu şekilde sokulabilir:

$$K_3 = \frac{3}{8} \frac{K}{Q} \quad (11)$$

Burada  $Q$ , akortlu devrenin  $Q$  südür.

Iskaradaki üçüncü harmoniğin genliği (4) eşitliğiyle verilmiştir. Bunu  $K_3$  le çarparak anottaki üçüncü harmonik genliği  $V_3$  ü elde ederiz:

$$V_3 = \frac{1}{V_1} \frac{pK}{8rQ} (\sin 2a + \frac{1}{2} \sin 4a) \quad (12)$$

$a$  (7) eşitliğinden çekilip burada yerine konmalıdır. (7) ve (12) eşitlikleri birleştirilerek  $DQ$  çarpımının yalnız  $pK$  ya bağlı olduğu görülür. 2. şekildeki B eğrisi  $DQ$  ile  $pK$  arasındaki bağıntıyı göstermektedir. Eğri  $1/sKn$  nın yüksek değerleri için asimtotik olarak 0,125 değerine gider.

(12) eşitliği ve eğri şu hususları göstermektedir:

a. Harmonik distorsiyonu akortlu devrenin  $Q$  su ile ters orantılıdır. Demek ki alçak harmonik distorsiyonu için yüksek  $Q$  gereklidir. Akortlu devrenin etkin (effective)  $Q$  sunu düşüren sebeplerden biri tüpün iç direncidir. Herde belirtilecek

sebeplerin yanında iç dirençlerinin yüksek olduğu ekran - ıskaralı tüplerin tercih sebebidir. Bir başka çözüm iç direnci yükseltmek için akım reaksiyonu kullanmaktır. Bu çözümle tüp karakteristiğinin lineerliğinin artırılması da sağlanmış olur.

b. Harmonik distorsiyonu  $pK$  çarpımıyla birlikte artar, daha önce  $pK$  için uygun bir değerin 1,2 olduğu gösterilmiştir. Bu değere karşılık olan distorsiyon değerinin % (4,6/Q) olduğu eğriden bulunur. Burada  $Q = 50$  olan bir akortlu devre için distorsiyon yaklaşık olarak % 0,1 olarak bulunur. Buradan harmonik distorsiyonunun kolaylıkla çok küçük değerlere düşürebileceği anlaşılmaktadır.

c. Harmonik distorsiyonu titreşim genliğinden bağımsızdır. Bu noktaya ilerde döneceğiz.

##### 5. TİTREŞİM FREKANSI:

Kendi kendini besleyen (self-maintained) titreşimlerin frekansı ile içindeki harmonik miktarı arasındaki bağıntı matematik olarak aşağıdaki gibi ifade edilir ("") (•):

$$\frac{1}{A} \approx \frac{1}{2} \left[ 3 \left( \frac{V_2}{V_1} \right)^2 + 8 \left( \frac{V_3}{V_1} \right)^2 + 15 \left( \frac{V_4}{V_1} \right)^2 + \dots \right] \quad (13)$$

Burada  $\omega_0$  akortlu devrenin temel (natural) frekansı ve  $A_{j1} \gg \dots$  dir. Yalnız üçüncü harmonik göz önüne alındığı takdirde, (13) eşitliği

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = -4 D^2 \quad (14)$$

biçimini alır. Bu eşitlik % 0,1 lik bir harmonik distorsiyonunun frekansta yaklaşık olarak milyonda dört bir azalma yaratacağını göstermektedir.

Harmonik distorsiyonunun titreşim genliğinden bağımsız olması hususu (14) eşitliğiyle birlikte bize frekanstaki azalmanın da titreşim genliğinden bağımsız olduğunu gösterir. Demek ki, genlik modülasyonundan ileri gelen genlik değişimleri frekansta herhangi bir değişmeye sebep olmayacaktır. Bu nokta daha önce belirtilmişti.

Buna karşılık C sınıfı bir osilâtörde genlik modülasyonu ile birlikte ortaya her zaman bir miktar frekans modülasyonu çıkar. Bu husus bu osilâtörlerde genliğin nasıl sınırlandırıldığını hatırlamakla anlaşılabilir. Titreşim genliği artınca ıskaradaki doğrultma (rectification), çalışma noktasını daha negatife götüren bir negatif öngerilim yaratır. Demek ki titreşim genliği değişince, tüpün non-lineerliğinin karakteri ve bunun sonucu olarak da titreşimin harmonik bileşimi değişecektir. Bu olay, genlik modülasyonu sırasın-

(•) Hem de referans 9 da sayfa 70 e bak.

da ortaya frekans modülasyonunun da çıkmasını açıklar. Anot geriliminde modülasyondan ileri gelen değişimlerde çalışma noktasının kaymasına sebep olacaktır. Yukardaki düşünce tarzı 7. referansta verilen ve negatif öngerilimin ayrı bir di-yotla sağlandığı devre içinde doğrudur.

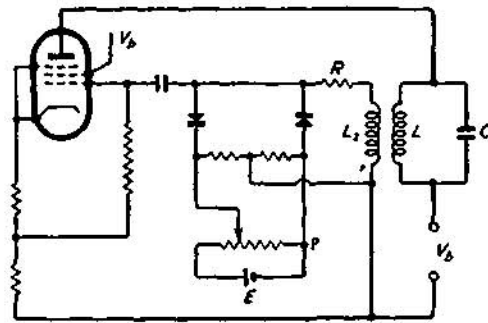
Çalışma gartlarındaki değişiklikten dolayı elektrotlar - arası kapasitenin değişmesinden ileri gelen frekans kaymasının harmonik bileşiminin sebep olduğu etkilere göre daha önemli olduğu anlaşılmıştır. (9) Bir tüpün herhangi iki elektrotu arasındaki kapasitans bu elektrotların geometrik durumlarından başka aradaki boşluk yüküne de bağlıdır, bundan dolayı elektrotlara uygulanan gerilimle ve ortalama anot akımıyla değişir. Anlatılan osilâtörde tüp A sınıfında çalıştığından ve karakteristikleri lineer farzedildiğinden titreşim genliği değişince ortalama anot akımı değişmez, bundan akortlu devreye tüpün gösterdiği kapasitenin titreşim genliğinden bağımsız olduğu çıkar. Bu da şu sonucu verir: Genlik modülasyonu sırasında frekans modülasyonu meydana gelmez.

Yukardaki düşünce küçük anot-toprak kapasitesi olan bir tüpün tercih edilmesi gerektiğini

ortaya koyar. Bu yazıda incelenen osilâtör devresinde pentot kullanılmasının bir sebebi de budur.

Pentotlarda, anot kaynak gerilimi değişmesiyle doğru akım az değişir, aynı şey eğim içinde söylenebilir. Eğer tüpe bir katot direnciyle otomatik öngerilim verilmişse değişmeler daha da az olacaktır çünkü bu durumda anot gerilimindeki bir değişimle iskara gerilimindeki zıt yönde bir değişim birlikte ortaya çıkarlar. Buradan anlaşılıyor ki anot gerilimindeki değişim osilâtörün frekans kararlılığına az etki etmektedir.

Ekran - ıskara gerilimindeki değişimler anot gerilimindeki değişimlere göre daha önemlidir, bunun için yalnız ekran gerilimini stabilize etmek yeter.



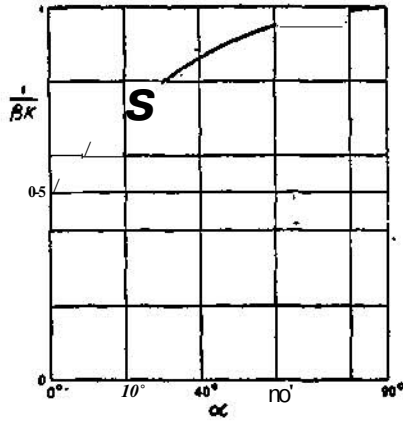
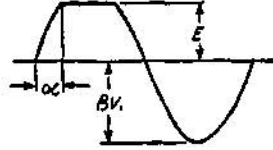
Şekil 4 — Deneysel çalışmada kullanılan devre.

## 6. UYGULAMA:

Yazar tarafından deneylerde kullanılan devre 4. şekilde görülmektedir. Diyot olarak germanyum kristal diyotlar kullanılmıştır. P gerilim - bölücü - sü iki diyotun öngerilimini birlikte değiştirmeyi mümkün kılmaktadır. Diyotların Lj yi kısa devre etmelerine engel olmak için Lj ye seri olarak bir R direnci konmuştur. Böylece akortlu devrenin reaksiyon devresi tarafından sönümlenmemesi (damp) sağlanmıştır". Öbür elemanların görevlerini açıklamaya lüzum yoktur.

## 7. SONUÇ:

Non-linear eleman olarak diyotların kullanılması tütün A sınıfında çalışmasını ve karakteristiklerinin lineer kabul edilmesini sağlamaktadır. Devrenin esaslı özelliği diyotların, titreşimleri doğrultup bundan negatif öngerilim elde etmek için kullanılmış olmamalarıdır. Diyotlar sadece, ana bileşeni, kendilerine uygulanan gerilimle orantılı olmayan bir kırılmış dalga meydana getirirler. Tütün çalışma şartları titreşim genliğiyle değişmediğinden devre lineer genlik modülasyonu özelliğini ve yüksek bir frekans kararlılığını haizdir. Frekans kayması yoktur ve titreşimlerde harmonik miktarı çok azdır.



Şekil: 5 — Tek diyotlu kvrcıvı için şartlar.

## EK

Iskarada yalnız bir diyot kullanılırsa, genlik sınırlaması her zaman mümkün olmaz. Belirli bir kuplaj değerinin ötesinde titreşim genliği artık kontrolden çıkmıştır ve belirsiz olarak büyür. Bunu göstermek için iki diyot halinde yürüdüğümüz yoldan gitmeliyiz. Bu durumda kırılmış sinüs dal-

gası 5. şekilde görüldüğü gibidir ve Fourier açılımı

$$v_g = B_j \sin \alpha t + B_s \sin 3 \alpha t + \dots + A_0 + A_j \cos 2 \alpha t + \dots$$

Seklinde dir.

Ana bileşen  $B_1$ :

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{1}{a} \sin 2a t - \frac{1}{2} dt = \frac{1}{\pi} \left[ -\frac{1}{2a} \cos 2a t + \frac{1}{2} t \right]_0^\pi = \frac{1}{\pi} \left[ -\frac{1}{2a} \cos 2\pi + \frac{1}{2} \pi + \frac{1}{2a} \cos 0 - \frac{1}{2} \cdot 0 \right] = \frac{1}{\pi} \left[ -\frac{1}{2a} + \frac{1}{2} \pi + \frac{1}{2a} \right] = \frac{1}{\pi} \left[ \frac{1}{2} \pi \right] = \frac{1}{2}$$

dir. Titreşim genliğini belirleyen eşitlik iki diyot halinde gibi bulunabilir, yani

$$\frac{1}{\pi K} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \sin 2a t - \frac{1}{2} dt = \frac{1}{\pi} \left[ -\frac{1}{2a} \cos 2a t + \frac{1}{2} t \right]_0^\pi = \frac{1}{\pi} \left[ -\frac{1}{2a} \cos 2\pi + \frac{1}{2} \pi + \frac{1}{2a} \cos 0 - \frac{1}{2} \cdot 0 \right] = \frac{1}{\pi} \left[ -\frac{1}{2a} + \frac{1}{2} \pi + \frac{1}{2a} \right] = \frac{1}{\pi} \left[ \frac{1}{2} \pi \right] = \frac{1}{2}$$

$$\sin a = \frac{E}{V_1 \beta}$$

5. şekildeki eğri  $pK$  ile  $a$  arasındaki bağıntıyı göstermektedir. Bu eğriden görülmektedir ki eğer  $OK$

$$1 < \beta K < 2$$

eşitsizliğini sağlıyorsa titreşim genliğinin sonlu bir değeri vardır.

$pK$ , 2 ye giderken titreşim genliği belirsiz olarak artar,  $pK$  nın 2 den büyük değerleri için titreşimler sınırlandırılmamıştır ve bir sürekli rejime erişemezler, genlik kontrol altında değildir ve öngerilimden bağımsızdır.

## REFERANSLAR

1. J. Groszkowski, «The Interdependence of Frequency Variation and Harmonic Content and the Problem of Constant Frequency Oscillators», Proc. Inst. Radio Engrs, 1933, Vol. 21, p. 958.
2. B. van der Pol, «Non-Linear Oscillations», Proc. Inst. Radio Engrs, 1934, Vol. 22, pp. 1051-1086.
3. W. H. B. Cooper, «A Method of Solving Certain Non-Linear Circuit Problems», Wireless Engr, July 1944, Vol. 21, p. 323.
4. K. F. Teodorichik, «Non-Linear Self-Oscillating Systems with Inertia», J. Tech. Phys. U. S. S. R., 1946, Vol. 16, pp. 845-850.
5. W. H. B. Cooper ve R. A. Seymour, «Temperature-Dependent Resistors», Wireless Engr, 1947, Vol. 24, p. 298.
6. N. F. Vollner, «Oscillator with External Amplitude Limiter», Radiotekhnica, 1947, Vol. 2, pp. 34-41.
7. L. Ensing ve H. J. J. Eyndhoven, «An Oscillator with Constant Output Voltage», Philips Tech. Rev., 1953, Vol. 14, No. 10, pp. 304-312.
8. «Voltage Dependent Resistors», Matroortles, Tecnical Information Bulletin, No. 2, March 1953, N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken. Eindhoven, Holland.
9. H. A. Thomas, «Theory and Design of Valve Oscillators» (Chapman and Hall), 1951.