

# TRANSİSTÖR MÜ TRİSTÖR MÜ YOKSA ... ?

Dr. Alpaslan AKSEL  
Güç Elektroniği Uzmanı  
ORMO A.Ş.

## ÖZET

Bu çalışma Güç Elektroniği Uygulamalarında kullanılan çeşitli yeni güç anahtarlama öğelerini tanıtmaya amacını taşımaktadır. Sıklıkla kullanılan öğelerin yetenekleri tartışılmış, yeni öğeler ve Ga As Güç FET bu açıdan gözden geçirilerek, önemli çalışma değişkenlerinin karşılaştırılmasıyla birtakım uygulama ağırlıklı sonuçlara varılmıştır. Ayrıca okuyucuda Güç Elektroniği öğelerinin geliştirilme aşimmlarıyla ilgili anlayış -basitte olsa- varılmak çalışmanın diğer önemli bir amacıdır.

## ABSTRACT

The aim of this work is to introduce to reader some of the new power switching components used in Power Electronics applications. For this purpose various capabilities of frequently used traditional components are discussed. Then new components and the Ga As Power FETs are reviewed and some practical conclusions are drawn having compared various parameters of the "old" and the "new" components. Also another important purpose of this work has been to give an understanding on the perspectives and process of development and improvement of power switching components.

## 1. GİRİŞ

Bu bölümde başlıktan da anlaşılacağı gibi çeşitli uygulamalarda Tristör ve Güç Transistörü arasında seçimi etkileyebilecek kimi özellikler üzerinde durulacak ve bu soruya kesin bir yanıt sonuç bölümünde verilecektir.

Günümüzde Güç Elektroniği yüksek sıklıkta anahtarlama uygulamalarında yoğunlaşmakta ve çalmalar bu alandaki sınırların aşılması doğrultusunda ilerlemektedir. Yarı iletken öğe üreticileri de bu çabalara bir katkı olarak yeni güç anahtarlama öğeleri geliştirmekte ve uygulayıcıların hizmetine sunmaktadır.

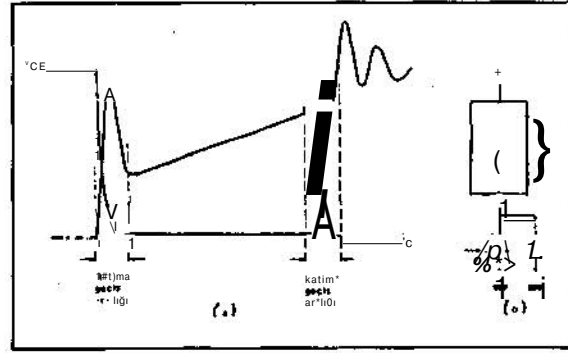
Bu nedenle "Tristör x Güç Transistörü" karşılaştırması yalnız bu öğelerin son yıllarda gösterdiği kendilerine özgü gelişme ile sınırlı tutulursa tek yanlı bir sonuç varmak olasıdır. Dolayısıyla karşılaştırmaya Tristör-Transistör teknolojilerinin gelişimi sonucu ortaya çıkan yeni öğeleri ve türevlerini de katmak hiç te yersiz olmayacaktır.

İşte böylesi kapsamlı bir değerlendirmeye geçmeden önce, gerek genel karşılaştırma sonuçlarının önemini

bütünüyle kavrayabilmek, öte yandan özelinde gereken uygulama ağırlıklı sonuçları yararlı kullanabilmek için sıkça yararlandığımız Güç Transistörlerinin iletme ve kesime geçerken gösterdikleri karmaşık davranışa bir ölçüde değinmekte yarar ve gerek vardır.

## 2. İLETİME ve KESİME GEÇERKEN TRANSİSTÖR DAVRANIŞI

Çizim 1.a'da bir çevirici çıkış transistörünün anahtarlama çevriminde toplayıcı-yayıcı gerilimi (collector-emitter voltage) ( $V_{ce}$ ) ve toplayıcı akımı ( $I_c$ ) dalga biçimleri görülmektedir. Toplayıcı akımını belirleyen ana öğeler de Çizim 1b'de gösterilmiştir (1).

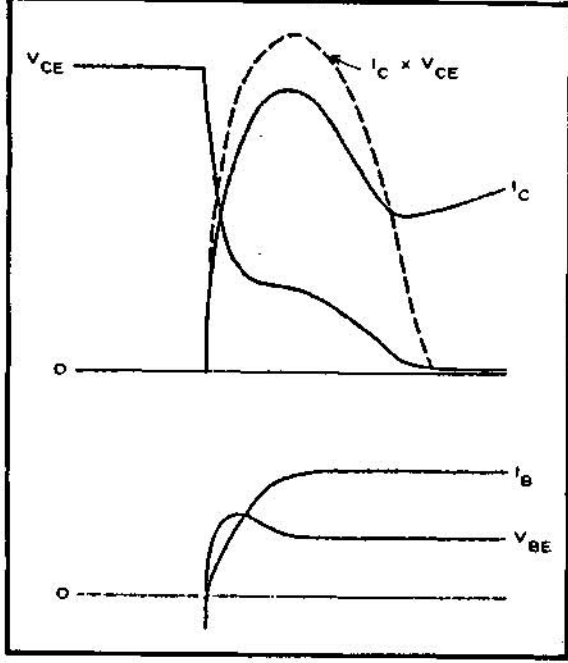


Çizim 1.(a) : Bir çevirici çıkış transistöründe, iletme ve kesime geçişte, toplayıcı yayıcı geriliminin ve toplayıcı akımının dalga biçimleri, (b) Bir çevirici devresinde temel akım belirleyici öğeler.

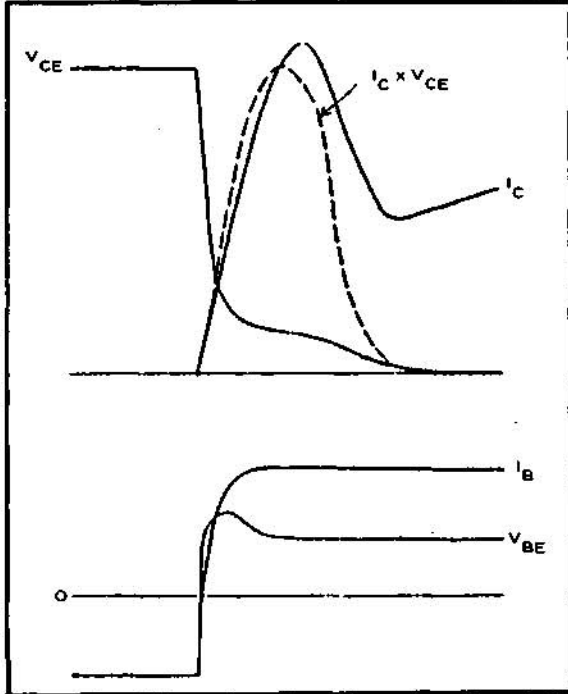
### 2.1. İletime Geçiş

İletime geçerken toplayıcı akım darbelerinin boşaltmak zorunda olduğu kaçak bir sığanın bulunduğu çevirici devrelerinde, iletme geçişte, dalga biçimleri Çizim 2'de gösterilmiştir. Burada transistor artı bir taban (base) akımı ( $I_{bi}$ ) darbesiyle iletme geçmekte, toplayıcı-yayıcı gerilimi ( $V_{ce}$ ) hızla düşerken, toplayıcı, akımı ( $I_c$ ) artmaya başlamaktadır. Daha sonra  $V_{ce}$ 'nin (düşme hızı azalmaya başlamakta ancak  $V_{ce}$  değeri görece yüksekte kalmaktadır. Bunda toplayıcı akımının bir kısmını oluşturan ve yukarıda anılan sığa boşalma akımının büyük olması etkindir. Sonuçta Çizim 2'de kesikli eğri biçiminde gösterilen iletme geçiş kayıpları ( $I_c \times V_{ce}$ ) yüksek bir tepe de-

gere ulaşmaktadır. Daha sonra  $I_c$ 'nin düşmeye başlamasıyla  $V_{CE}$ 'de azalmakta ve sonuçta oluşan doymuş gerilimi ( $i_c$  ve  $I_g$ 'nin gerçek değerlerine uyumlu biçimde)  $V_{CE}(SA-r)$ 'a ulaşmaktadır.

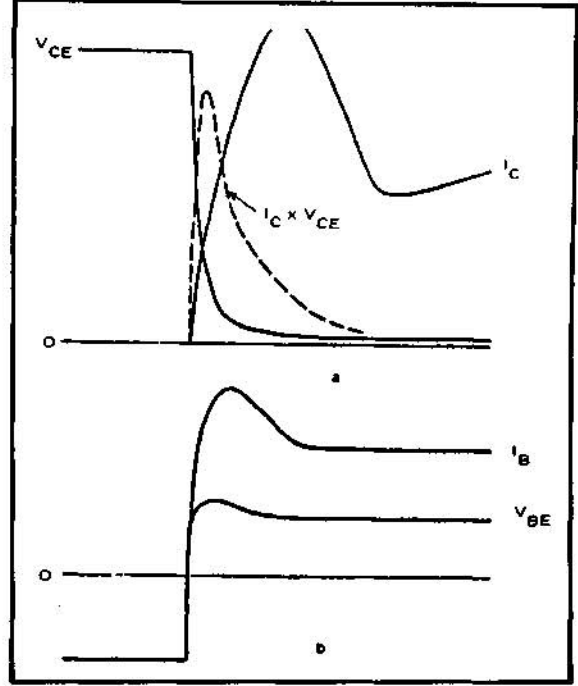


Çizim 2 : Bir çevirici devresinde iletme geçiş dalga biçimleri.



Çizim 3 : Taban akımının hızlı yükselmesi durumunda iletme geçiş dalga biçimleri

Çizim 3'de Çizim 2'ye benzer dalga biçimleri bu kez  $I_g$ 'nin daha hızlı artması durumunda gösterilmiştir. Burada  $V_{CE}$ 'nin hızlı düşümü bir önceki durumdan daha altta bir düzeye kadar korunabilmektedir. Sonuçta iletme geçiş kayıpları azalmaktadır.



Çizim 4 : Taban akımının çok hızlı yükselmesi durumunda iletme geçiş dalga biçimleri

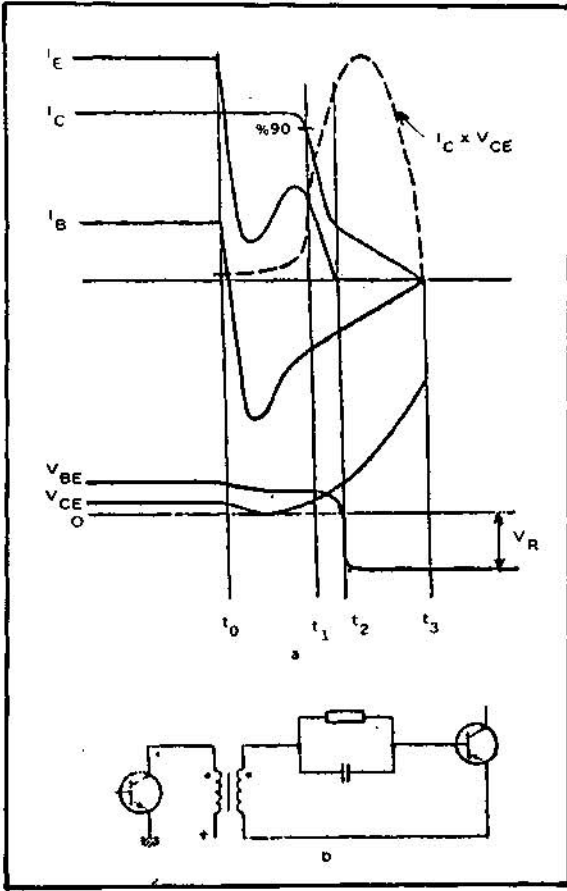
Çizim 4'te ise bu kez çok hızlı artan ve aynı zamanda bir aşma (overshoot) olan  $I_g$ 'nin oluşturduğu dalga biçimleri görülmektedir. Burada  $V_{CE}$  çok hızlı bir biçimde doyum gerilimine inmektedir. Dolayısıyla iletme geçiş kayıpları da önemli ölçüde azalmaktadır.

Bu örneklerden şöyle bir genel sonuca varılabilir: Bir çevirici güç transistörü için en uygun iletme geçiş koşulları  $I_g$  akım darbesinin çok hızlı yükselmesi ve ayrıca bir aşma (overshoot) içermesiyle sağlanabilir.

## 2.2. Kesime Geçiş

Kesime geçişte dalga biçimleri ve basitleştirilmiş sürme devreleri Çizim 5, 6, 7, ve 8'de gösterilmiştir.

Uygulamada  $V_{CE}$  dalga biçimi, temelde, toplayıcı devresince belirlenir. Transistörün bu devreye sınırlayıcı etkisi, kesime geçişin başında  $V_{CE}$ 'nin yükselmesini geciktirmenin dışında azdır. Kesime geçme kayıplarını gösteren kesik çizgili  $I_c \times V_{CE}$  eğrisinin içerdiği enerji, kesime geçme zamanına ve  $I_c$  dalga biçimine bağlıdır.



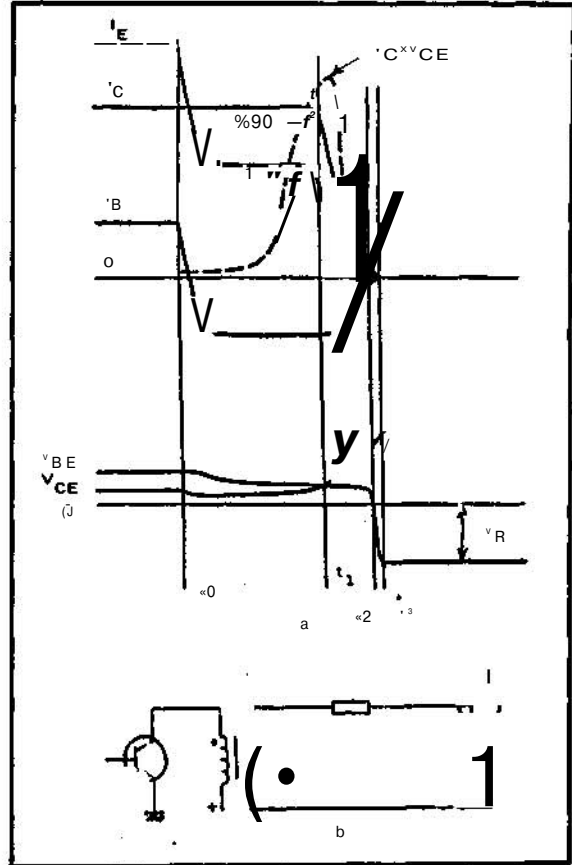
Çizim 5 : Hızlandırma sığalı sürme devresiyle 'b, kesime geçiş dalga biçimleri (a).

Çizim 5.b'deki sürme devresinde bir hızlandırma sığası bulunmakta (genellikle düşük gerilimli transistörlerde kullanılır) ve bu da Çizim 5.a'da görüldüğü gibi  $I_C$ 'nin düşerken uzun bir kuyruğu izlemesine neden olmaktadır. Sonuçta kesime geçiş kayıpları artmaktadır. Bu sığanın kullanılmaması durumunda (Çizim 6.a) toplayıcı akımının kuyruğu kısaltmakta, anılan kayıplar ise azalmaktadır.

Çizim 7'de ise Çizim 5.b'deki sürme devresini kullanarak ancak bu kez taban yayıcı eklemine daha yüksek bir ters gerilimle kutuplanmasıyla daha da azalan kesime geçiş kayıpları ve diğer dalga biçimleri görülmektedir.

Çizim 8'de tabana dizi bağlanmış bir endüktansın anılan kayıpları daha da azaltacağı görülmektedir. Yukarıda anlatılanlardan şu sonuçlara varılabilir; ters taban kutuplama geriliminin artması, Çizim 5, 6, ve 7'de görüldüğü gibi, transistörü daha hızlı kesime sokmaktadır. Çizim 8'de ise, dikkatle gözlenirse, taban akımının düşme zamanı transistörün depolama (stora-

ge) zamanı ( $t_0 - t_j$  arası) boyunca uzatılmaktadır. Daha sonra taban akımının sınırlanması durumuna erişilince ( $t_7$  yakınları) taban  $H_{ij}$  bağlı endüktansta biriken enerji ( $t_2 - t_3$ ) zaman aralığında transistörün taban yayıcı eklemine ek bir ters gerilim kutuplamakta (ancak ters taban akımının sınır değeri aşmamasına dikkat edilmelidir) ve bu da kesime geçişin son bölümünü oldukça kısaltmaktadır.

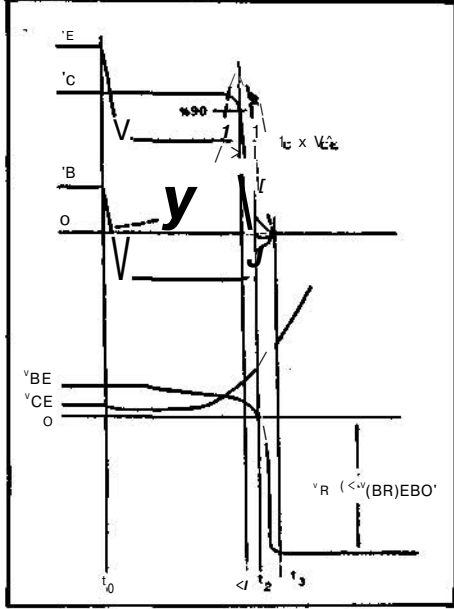


Çizim 6 : Hızlandırma sığasının kaldırılması (b), toplayıcı akımının kuyruğunu kısaltıyor (a).

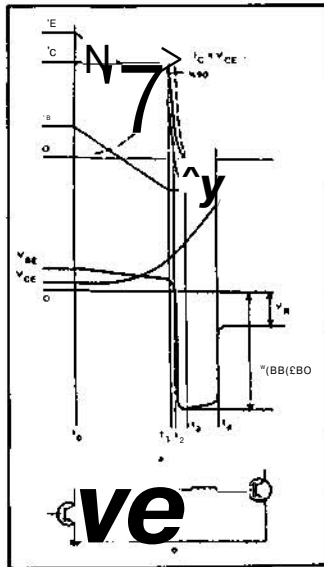
Sonuçta taban akımını transistörün depolama zamanı boyunca azaltmak ve uygun zamanda büyük bir taban yayıcı ters gerilimi kutuplamak, kesime geçiş zamanını kısaltmakta ve toplam anahtarlama kayıplarının görece daha önemli olan kesime geçiş kayıpları ögesini de en aza indirmektedir.

Yukarıda ters kutuplanmış taban-yayıcı ekleminden artık azınlık taşıyıcıların yayıcı tarafından boşaltılmasıyla kesime geçiş anlatılmaktadır. Ancak transistörü kesime sokmanın tek yöntemi bu değildir. Anılan azınlık taşıyıcılar toplayıcı ilede boşaltılabilir ve  $V_{CG}$ 'nin büyük olması nedeniyle de kesime geçiş daha hızlı

yapılabilir (2). Ayrıca çalışmalar bu yöntemle transistörün ters kutuplamada ikincil kınılıma (Bölüm 2.4.2'ye bakınız) dayanıklılığının yüksek olduğunu göstermektedir (3). Ana güç transistörüne ek olarak bir fazla transistörün kullanılması gerektiği bu yöntemin üstünlükleri 200 V üzerinde olmakta daha düşük gerilimlerde ise konumuz olan yöntem yeğlenmektedir (4).



Çizim 7 : Hızlandırma sığasının olmadığı ve yüksek ters sürme gerilimi durumunda kesime geçiş dalga biçimleri.

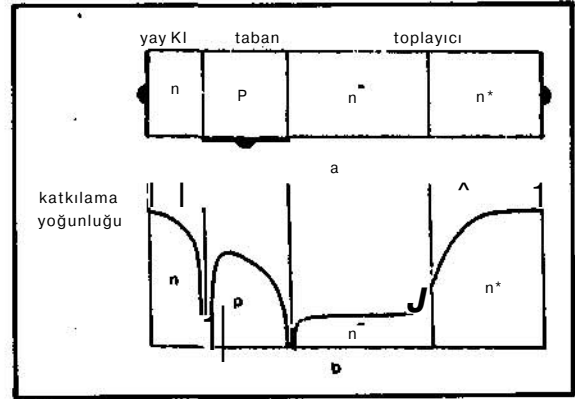


Çizim 8 : Taban devresine endüktans koymakla (b), kesime geçiş kayıplarının azalması (a).

### 2.3. Transistor İç Yapısının Anahtarlama Davranışına Etkisi

Yüksek gerilimde çalışabilen transistörlerin yapısı düşük gerilimde çalışabilen diğer transistörlerden farklıdır. Bu farklılık transistörün toplayıcı bölgesinde yüksek dirençli ve görece kalın bir bölgenin bulunmasından kaynaklanır.

Üreticiler, yüksek gerilimlere dayanabilecek transistör yapımı sorununu, olağan koşullarda yüksek gerilime dayanabilen bir bölgeyi, transistörün toplayıcısına eklemek biçiminde çözümlenmişlerdir.

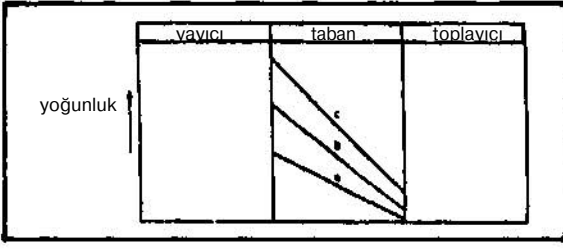


Çizim 9 : a. Yüksek-gerilim npn transistörün basitçe gösterimi, b. Katılama yoğunluğu.

Çizim 9,a'da böyle bir transistor yapısı basitçe gösterilmiştir. Toplayıcı yüksek dirençli  $n^-$  (n tipi katılanmış, ancak katkı yoğunluğu düşük) ve az dirençli  $n^+$  (n tipi katılanmış ancak katkı yoğunluğu yüksek) bölgelerinden oluşmaktadır. Toplayıcı gerilimin çoğu bu yüksek dirençli  $n^-$  bölgesinde düşmektedir. Çizim 9.b'de ise bu tür bir transistorün katılanması yoğunluğunu belirten bir kesit görülmektedir.

Kuşkusuz transistörlerin verimli bir anahtar olarak çalışması istenmektedir, O zaman yüksek gerilime dayanabilen ve yüksek dirençli  $n^-$  bölgesi iletim durumunda bu özelliğini elektrikselsel olarak değiştirebilmen ve üzerinde düşük gerilim bulunan bir duruma geçebilmelidir. Bu ise taban bölgesinden toplayıcıya büyük sayıda akım taşıyıcıları "püskürtmek" ve o bölgeyi doyuma sokmakla olanaklıdır,  $n^-$  bölgesine giren çoğunluk taşıyıcıları bu bölgeyi sanki "sel basmış" durumuna getirir ve böylece daha kolay akım geçmesini sağlar.

Bu olaya biraz ayrıntılı ve yarı iletken fiziği açısından da bakmakta yarar vardır. Amacımıza çok basit transistor benzetimleriyle varmaya çalışacağız.



Çizim 10 : Düşük gerilimli transistörün etkin (a çizgisi), doyuma giriş (b çizgisi) ve doyum bölgesinde (c çizgisi) gösterilişi.

Çizim 10'da basit ve düşük gerilimde çalışabilen bir transistör yapısı görülmektedir, Burada yayıcıdan taban bölgesine "püskürtülen" serbest taşıyıcıların taban içindeki yoğunluklarının tabanın kendi katkılama yoğunluğundan yüksek olduğu varsayılmıştır.

Çizim 10'da "a" çizgisi transistörün etkin (active) bölgedeki durumu ( $V_{CE} > 0$ ), "b" çizgisi doyuma geçişin başlangıç durumunu ( $V_{CE} = 0$ ) ve c çizgisinde doyum durumunu ( $V_{CE} < 0$ ) göstermektedir.

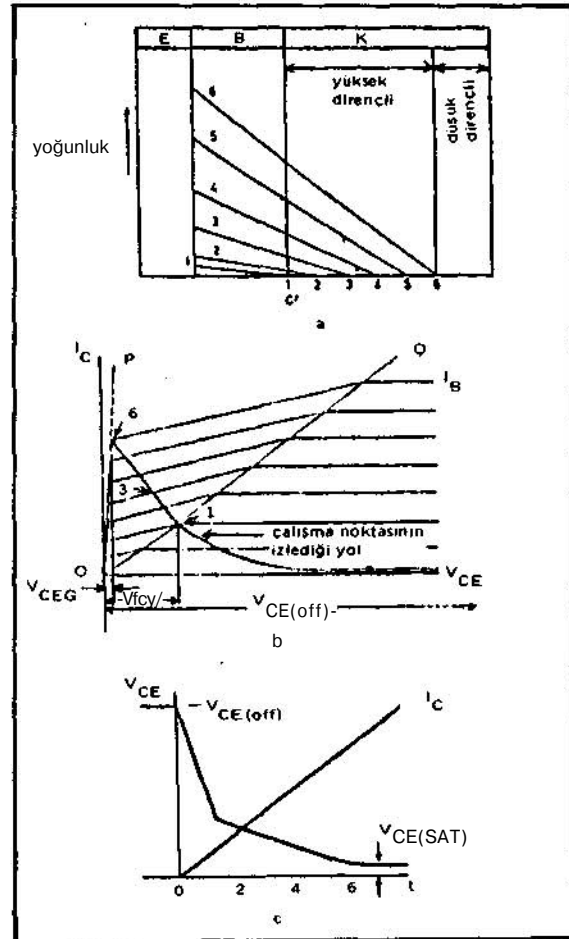
### 2.3.1. İletime Geçiş İşleyimi

Yukarıda anılan benzetimden hareketle yüksek gerilimde çalışabilen bir transistörün iletme geçerken taşıyıcı yoğunluğunun değişimi Çizim 11.a'da gösterilmiştir. 1. çizgi yayıcıdan tabana düşük düzeyde taşıyıcı "püskürtülmesi" durumunu göstermektedir. Bu durumu doyuma geçiş başlangıcı olarak tanımlayalım ve dikey çizilmiş C başvuru (reference) hattı olsun. C doğrusu metalik toplayıcı-taban eklemesiyle çakışmaktadır. Bu durumda  $V_{CE} = 0$  olur. ancak toplayıcıda hala yüksek dirençli n" bölgesinde yoğunlaşmış, önemli bir gerilim vardır.

Çizim 11.a'da 2. çizgi yayıcıdan tabana daha yüksek düzeyde bir taşıyıcı "püskürtülmesi" durumunu göstermektedir. Bu durumda taşıyıcılar tabanı aşmış toplayıcının n" bölgesine girmekte ve yatay eksenindeki 2 noktasına ulaşabilmektedir. Sonuçta etkin taban bölgesi bu noktaya kadar yayılmaktadır. Diğer bir bakış açısı toplayıcı genişliğinin değişmesidir. Bu nedenle bu durum "Toplayıcı Genişlik Bindirmesi" biçiminde anılmaktadır.

Benzer biçimde 3.4. ve 5. çizgiler de daha yüksek "püskürtme" yoğunluklarına denk düşmekte ve etkin taban bölgesi daha da yayılmaktadır. 6. çizgiye gelindiğinde artık tüm n" bölgesi çoğunluk taşıyıcılarıyla dolmuştur. Bu durumda toplayıcı bölgesindeki gerilim çok azalmış ve transistör doyumuna geçmiştir. Ancak bu duruma taban akımının artırılması nedeniyle ulaşılabilmektedir. İşte yüksek gerilimde çalışabilen transistörlerin yüksek toplayıcı akımlarına çıkıldığında olağan görülmeyen düşük akım kazançlarının ( $h_{FE}$ 'nin düşük olması) nedeni buradan kaynaklanmaktadır.

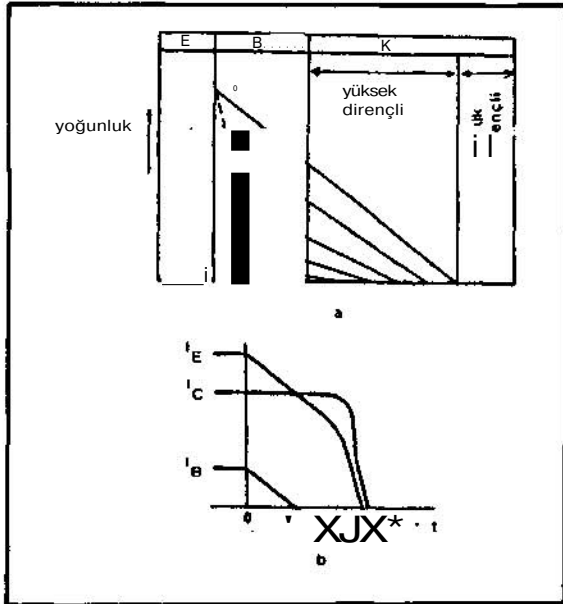
Çizim 11.b'ae transistörün  $I_C$  özellikleri basit bir biçimde gösterilmiştir. OQ ve OP doğruları arasında kalan bölgede etkin toplayıcı genişliğinin ve dolayısıyla doyuma yaklaşan transistörde iletme ön gerilim ( $V_{CE}$ ) düşümünün azalması görülmektedir. Transistörün çalışma noktası, iletme geçerken, düşük akım düzeyinden (Çizim 11.a'da 1. çizginin altındakilere denk) başlayarak bir özeğri izler ve OP doğrusuna ulaşır. Bu transistörün doyum bölgesidir ve burada transistör tümüyle iletmedir. Anılan çalışma noktasının özeğriyi hızlı geçmesi (Çizim 11.a'da 6. çizgiye çabuk ulaşma ya da çizim 11.b'de OP doğrusuna çabuk erişme) transistörün iletme hızlı geçişini sağlar. Yayıcıdan "püskürtme" yoğunluğunun artması ise iletme geçişte taban akım darbesinin yükselme hızına bağlıdır, Bu noktaya Bölüm 2,1'de değinilmişti. Buradan şöyle bir uygulama sonucu çıkarabiliriz: Süren transistör, sürülenden daha hızlı olmalıdır.



Çizim 11 : Yüksek-gerilim transistörünün iletme geçiş davranışı; (a), anahtarlama anında yük yoğunluğu, (b) iletme geçişte çalışma noktasının izlediği eğri, (c) iletme geçiş dalga biçimleri.

### 2.3.2. Kesime Geçiş İşleyimi

Çizim 12.a'da doyum durumundaki bir transistörde taşıyıcı yoğunluğu, kesime geçme çevriminin başında, 0 çizgisiyle gösterilmiştir. Çizim 12.b'de görüldüğü gibi sıfır zamanından başlanarak taban akımının yavaşça azaldığını düşünelim. Birçok çevirici devrelerinde kesime geçme çevriminin başlangıcında toplayıcı akımın sabit kaldığı varsayılırsa, yayıcı akımı, çizim 12.b'de görüldüğü gibi taban akımını izler. Böylece Çizim 12.a'daki taşıyıcı yoğunluğu 1. ve 2. çizgilerle gösterilen durumları geçerek yayıcı akımının sıfır olduğunu gösterir, 3. çizgi durumuna ulaşır. Yayıcı akımın çok az bir yön değiştirmesi (çizim 12.b) ile çizim 12.a'da 4. ve 5. çizgilerin eksi eğimli olmaları aynı durumu yansıtmaktadır. Sonuçta Çizim 12.b'de yatay zaman eksenindeki 6. birimden önce de toplayıcı akımı sıfıra düşer.



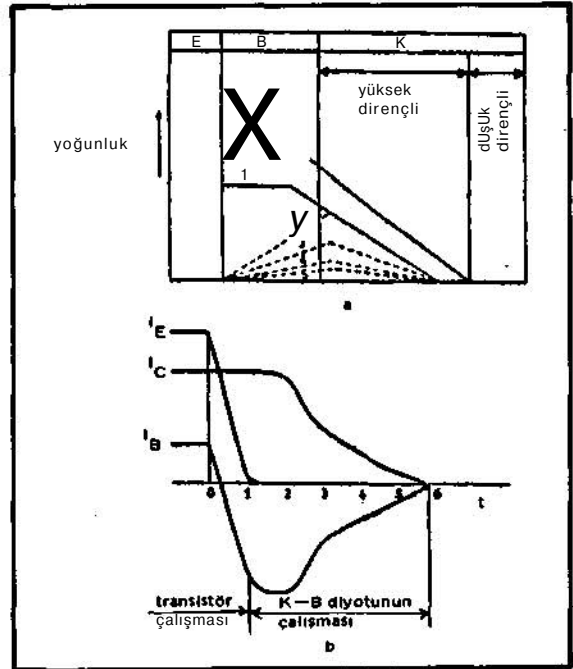
Çizim 12 : Doğru sürülen bir yüksek gerilim anahtarlama transistörünün kesime geçiş davranışı, (a) kesime geçişte yük yoğunluğu, (b) kesime geçişte dalga biçimleri.

Bütün bu süreç boyunca  $n$ - bölgesindeki çoğunluk taşıyıcıları emilmekte ve böylece yüksek dirençli toplayıcı bölgesinin etkin kalınlığı artmaktadır. Şuana kadar incelenen durum en az kayıpla kesime geçişe bir örnek olabilir.

Çizim 13'te ise çok kayıplı bir kesime geçiş durumu görülmektedir. Taban akımı çok hızlı azaltılmış ve bu da yayıcı akımın Çizim 13.b'de yatay zaman ekseninde 1. birimde sıfıra düşmesine neden olmuştur. Çizim 13.a'da 1. çizgi bu duruma denk düşmektedir. Çizim 13.b'de 1. zaman biriminden sonra görüldüğü gibi ya-

yıcı, transistörün çalışmasında rol oynamamakta ve bu durumda transistörün kesime geçişi bir diyotunkine benzemektedir, işte bu toplayıcı-taban diyotunun kesime geçmede taşıyıcı yoğunluk durumu çizim 13.a'da kesikli çizgilerle gösterildiği gibidir. Bu çizgiler yayıcı-taban eklemesinde sıfır eğimle sonlanmaktadır,

Anılan böylesi bir kesime geçiş, toplayıcıda bulunan yüksek dirençli bölge nedeniyle, oldukça yavaştır. Bundan öte yayıcının çalışma dışında bırakılması  $I_g$  ve  $I_c$ 'nin eşit olmasını gerektirir ve kayıplar bu yavaş süreçte oldukça artar. Artan kayıplar (tekrarlanan kesime geçişlerle) oluşan ısının da etkisiyle toplayıcı-taban diyotundaki biriken yükü çoğaltır, bu da kayıpların artmasını hızlandırır. Böylece transistör kullanılmayacak bir duruma gelebilir.



Çizim 13 : Yanlış sürme ile kesime geçiş, (a) yük yoğunluğu, (b) kesime geçişte dalga biçimleri.

Bu arabölümdeki tartışmalardan şöyle bir sonuca varılabilir: Kesime geçiş çevriminde transistör doğal koşullarda çalıştırılmalı ve çoğunluk taşıyıcıların emilmesi sürecinde, yayıcı olanaklı olduğunca "devrede" bırakılmalıdır.

### 2.4. Transistörlerde Kınım Olayı

İki kutuplu (bipolar) transistörde özellikle ikincil kınım olayı son 20 yıldır bu ögenin en çok dikkat çekici özelliklerinden biri olmuştur. Bu konuda çalışmalar sürmekte, ve tartışmaya açık birçok yönler bulunmaktadır. Ancak çalışmalar gösteriyor ki, Güç anah-

tarlama transistörlerini hızlandırma çabaları, bu öğeleri kınıma karşı yetenezsizleştirmektedir (5). Bu gerçek, özellikle kendini endüktif anahtarlama uygulamalarında kuvvetli bir biçimde göstermektedir (6). Bu durumlarda öge ayıii zaman aralığında hem yüksek akım, hem de yüksek gerilim bulunan bir yük çizgisini izlemekte ve bu bölgeden çok hızlı bir geçiş gerekmektedir.

Transistörlerde ikincil kırılma olgusuna girmeden önce kınılm olayına genelinde değinmek yararlı olacaktır,

#### 2,4,1, Transistörlerde Birincil Kınılm

Transistorun kesimdeyken uçları arasındaki besleme gerilimine dayanabilme yeteneği çok önemlidir. Bir transistor eklemının ön ya di birincil kınılma uğraması -tristör ve diyotlarda da olduğu gibi uygulanan gerilimin sızma akımını yeterince arttırıp daha fazla taşıyıcı oluşmasına neden olacak kadar arttırılarak çığsal kınılma neden olması biçimindedir. Bu durum öğeyi kendiliğinden bozamaz. Ancak akımın artmasına izin verilirse eklem bölgesinde yoğun güç harcanması nedeniyle eklem çalışamaz duruma gelir. Çizim 14.a'da bir transistorun toplayıcı-taban eklemının kırılma özğrisi görölmektedir. Yayıcı ucunun açık olduğu bu

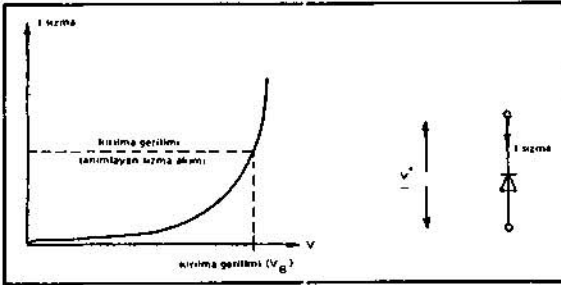
durumda toplayıcı-taban kırılma gerilimi  $V_{(BR)CBO}$  olarak tanımlanır.

Transistorun çalışmasında yayıcı da devrede olduğundan transistorun dayanabileceği kırılma gerilimi bir di-yotunkinden farklıdır. Bu durumda transistorun toplayıcı akımı  $I_Q$  taban akımı  $I_B$ 'nin transistor akım kazancı  $h_{FE}$  kadar yükseltilmiş olacaktır. Eğer taban ucunun açık bırakıldığı varsayılırsa, toplayıcı »yayıcı arasına uygulanan artı bir gerilimin çoğu ters kutuplanmada olan toplayıcı-taban eklemінде yoğunlaşır bir sızma akımı ( $I_{CB}$ ) oluşturacaktır. Bu sızma akımı (taban ucu devrede olmadığından) ancak düz kutuplanmış taban-yayıcı ekleminden akabilecektir. Ancak tipik transistor çalışımı nedeniyle bu durum  $h_{FE} \times I_{CB}$  büyüklüğünde bir toplayıcı akımına ve bu da sonuçta ikisinin toplamı olan  $(1 + h_{FE}) I_{CB}$  değerinde bir toplayıcı-yayıcı sızma akımına neden olacaktır.  $(1 + h_{FE})$ 'nin birden oldukça büyük olmasından dolayı eklem güç harcama sınırına, yukarıda anılan ve yalnızca toplayıcı-taban diyotu için geçerli olan kırılma geriliminden daha düşük bir gerilimde varılacaktır.

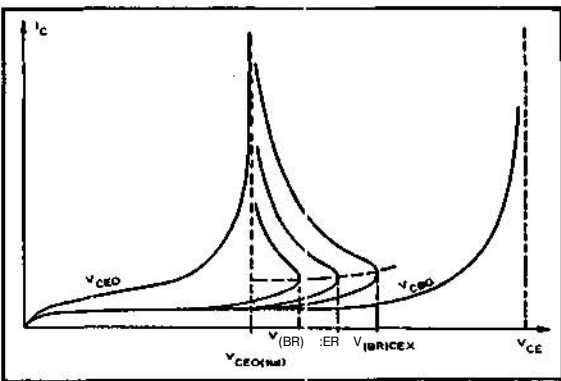
Bu durumda kırılma gerilimi  $V_{(BR)CEO}$  biçiminde tanımlanır ve  $V_{(BR)CBO}$ 'dan düşüktür. Toplayıcı-taban kırılma geriliminin tümüne öğenin dayanabilmesi (toplayıcı-yayıcı uçları arasında) için toplayıcı-taban sızma akımının tümüyle sınırlanması gerekir. Bunun için taban-yayıcı eklemi dayanabileceği kadar (genellikle  $10^{-5}$  V) ters kutuplanabilir. Böylece sızma akımı için düşük empedanslı ve yeğleyeceği başka bir yol sağlanır. Bu durumda kırılma gerilimi  $V_{(BR)CEX}$  biçiminde tanımlanır. Bu iki değer arasında ise çeşitli diğer değerler taban-yayıcı eklemine koşul bağlı dirençlerle elde edilebilir ve kırılma gerilimi bu durum-

Çizim 14b'den görölebileceği gibi eğer akım denetlenmezse toplayıcı-yayıcı gerilimi tabanın durumundan bağımsız olarak aynı gerilime ulaşma eğilimindedir. Bu gerilim taban açık devre iken toplayıcı-yayıcı eklemının dayanabileceği gerilim (collector emitter sustaining voltage with the base open-circuit) kısaca  $V_{CEO(SUS)}$  olarak tanımlanır. Bu parametre önemlidir, çünkü kesime geçişte transistor yük çizgisi bunu kesmezse (toplayıcı-yayıcı gerilimi  $V_{CE(SUS)}$  maza) birincil kınılm olamaz. Dolayısıyla  $V_{CE(SUS)}$ 'un altındaki değerlerde transistor çalışmasına güvenilebilir. Ancak transistoru örneğin kullanıldığı evirici sisteminden daha çok çıkış gerilimi alabilecek biçimde kullanmak için  $V_{(BR)CBO}$  değerine en yakın biçimde çalıştırmak gerekebilir. Bu da uygun sürme devrelerinin tasarımıyla gerçekleştirilebilir.

Birincil kırılma, transistoru bozamaz ancak daha önce değinildiği gibi eklemde aşırı güç harcaması sınırlanmalıdır. Genellikle silisyum yarı iletkenlerin aşılma-



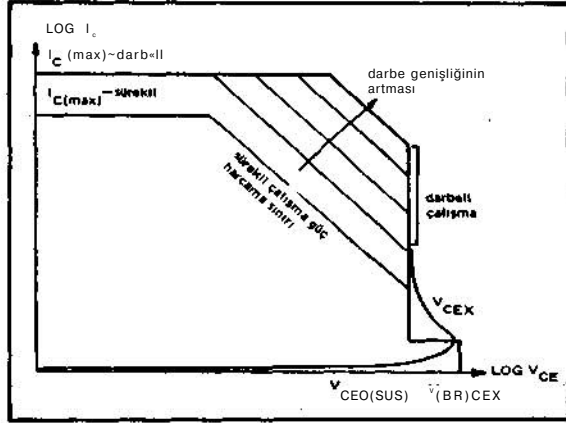
(a)



(b)

Çizim 14 : Diyot ve transistörlerde kınılm, (a) bir diyot eklemінде çığsal kınılm, (b) bir transistörde toplayıcı -yayıcı kırılma gerilimle-ri.

ması gereken sıcaklığı 200°C'dir ve güç sınırı bu sıcaklığın aşılmasını engelleyici biçimde konur. Darbe) çalışmada oluşan ısı eklemenden daha kolay dışarı taşınabileceğinden güç harcama sınırı (darbe uzunluğuna bağlı olarak) yükseltilebilir: Gerilim ve güç harcama sınırlarıyla birlikte ögenin geçirebileceği en fazla akım (devamlı ve darbeli) sınırı da Çizim 15'te gösterilen Güvenilir Çalışma Alanı'nı (SOA-Safe Operating Area) belirler.



Çizim 15 : Transistörde güvenilir çalışma alanı SOA

Transistörlerin Güvenilir Çalışma Alanlarını sınırlayan ve uygulamada çok önemli olan bir diğer etken de İkincil Kınım biçiminde adlandırılan olgudur.

#### 2.4.2, Transistörlerde İkincil Kınım

Bir önceki alt bölümde transistorun düz, düşünel eklem bölgeleri olduğu varsayılmıştır. Ancak gerçekte eklem "mükemmel" değildir ve bu durum aşağıda kısaca üç biçimde incelenen ikincil kınımla yakından ilgilidir.

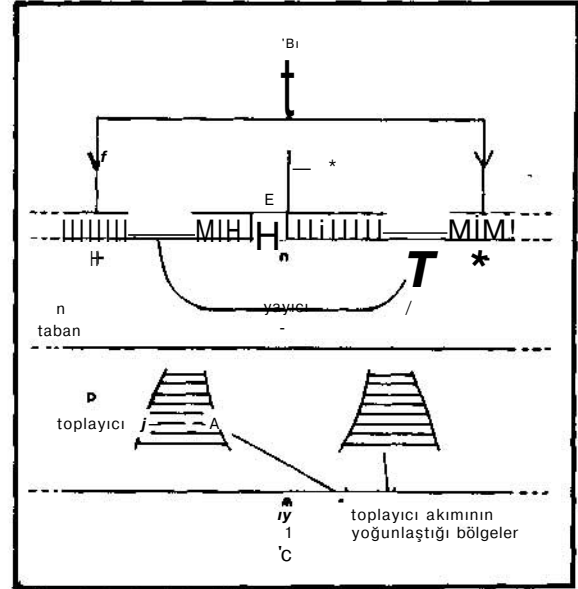
##### 2.4.2.1. Düz Kutuplanmış Taban-Yayıcı

$$(I_C > 0, V_{CE} < V_{(BR)CE0})$$

Bu durum transistörlerin yapıldığı yonga (chip) yüzeyinde oluşan elektriksel dengesizliğin neden olduğu ısıl kararsızlıklarla ilgilidir. Bu elektriksel dengesizlik taban-yayıcı eklemde kimi bölgelerin diğerlerine göre daha çok düz kutuplanmasına neden olur. Bu ise toplayıcı akımının böylesi bölgelerden geçmeyi yeğleyen yeni bir dağılımıyla sonuçlanır. Ancak akımın böylesi bölgelere yoğunlaşması bu bölgelerde kendini ısı biçiminde gösteren güç kayıplarının çoğalmasına neden olur. Böylece taban yayıcı gerilimi düşer.

Çizim 16'da yukarıda anılan ve toplayıcı akımının yeğlediği ve yoğunlaştığı bölgeler gösterilmiştir (7), Akımın yeğlediği bölgelere yoğunlaşmış, bir artı geri-

beslemeye ya da denetimin kaybolmasına yol açarak, çok sıcak bir nokta oluşturabilir (8), Yüksek toplayıcı-yayıcı gerilimleri de bu durumun kararsızlığını hızlandırır. Transistorun bu duruma dayanması bir yönüyle toplayıcı kalınlığına bağlıdır. İnce toplayıcı bir transistor düz kutuplamada daha küçük bir Güvenilir Çalışma Alanı'na (SOA) sahiptir.



Çizim 16 : Düz kutuplamada akım yoğunlaşması

##### 2.4.2.2. Ters Kutuplanmış Taban-Yayıcı ( $I_C > 0, V_{CE} < V_{(BR)CE0}$ )

Bu endüktif anahtarlama uygulamalarında en sık hataya yol açan bir durumdur. Olağan durumlarda ögeye verilen ters taban akımı kesime geçişi hızlandırmak için yüksek tutulur.

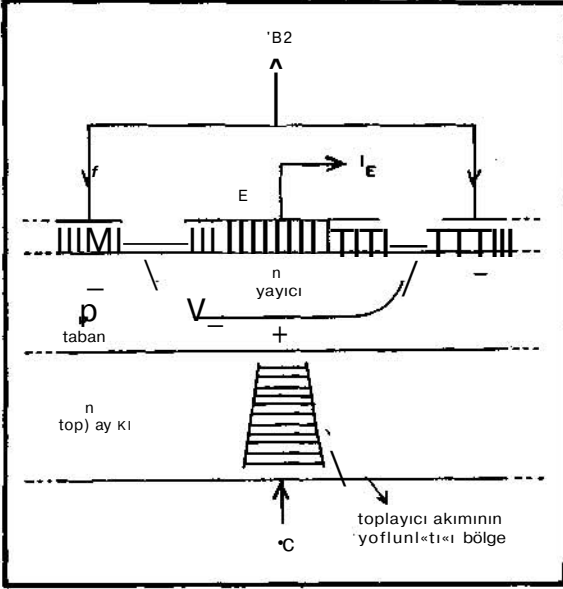
Çizim 17'de gösterildiği gibi ters taban kutuplaması ile tabanda oluşan gerilim düşümü, yön çevirme eğilimi izleyerek, taban-yayıcı eklemine doğru daha artı bir değer olacaktır. Böylece ögenin kesime geçme sürecinde toplayıcı akım merkeze doğru yoğunlaşacak ve tümüyle kesime geçişten hemen önce merkezde akım birden yükselecektir.

İşte bu durumda eğer toplayıcı devresine bağlı yük, akımı  $V_{Q:}$ 'nin yükselişine kadar sabit tutma eğilimi nedeysse (ki bu endüktif bir yükün tipik özelliğidir) kırılma olayı başlayabilir.

Basitçe bir anlatımla transistörde çığsal çoğalma (Avalanche Multiplication) toplayıcı içinde bir bölgede elektrik alanının kritik bir değeri aşması ve toplayıcı içinde varolan taşıyıcıların bu oluşan yüksek alan nedeniyle ek enerji kazanmaları ve bu enerjiyle toplayıcıda bulunan sabit taşıyıcıları yerlerinden kopartmaları ve gezgin bir yük yoğunluğunun oluşması biçimi-



minde tanımlanabilir (9, 10). Böylece toplayıcı içinde çok küçük ancak çok iletken (akkor bir lambadakine benzeyen) bir filamen oluşur. Dışardan bakıldığında toplayıcı-yayıcı gerilimi ( $V^E$ ) önce önemli ölçüde düşer ve filamen yakınlığında oluşan ısının da etkisiyle ansızın tümüyle kaybolur.



Çizim 17 : Ters kutuplamada akım yoğunlaşması

Yukarıda anılan elektrik alanının kritik değeri aşması yalnız toplayıcı-yayıcı gerilimine değil aynı zamanda tabanın ters kutuplamalı sürülüşüne de bağlıdır. Daha önce tartışılan toplayıcı kalınlığının artırılması transistörü kesime sokmada daha yüksek birters-kutuplama sürüşünü kolaylaştırır.

#### 2.4.2.3. Çığsal Kınım

Bu durum yukarıda anılan çığsal çoğalma olgusunun sonucudur. Ancak aradaki fark elektrik alanının yükselmesine ögenin uçları arasında uygulanan yüksek besleme geriliminin neden olmasıdır. Bu da besleme geriliminin  $V(BR)_{CEX}$  "Çk yak" olmasını gerektirir.

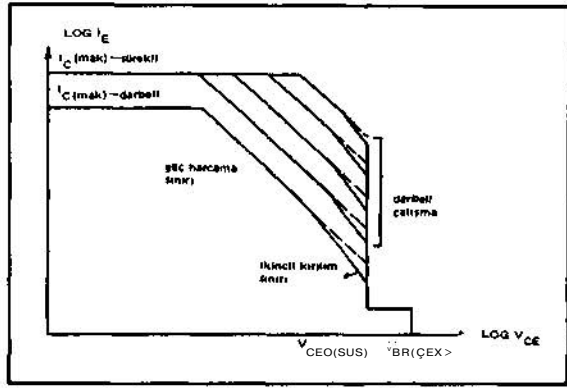
#### 2.4.3. İkincil Kınımın Transistor Çalışmasına Etkisi

Yukarıda değinilen ikincil kınım olayının transistörün hızlı anahtarlabilme yeteneğini sınırladığı açıktır. İkincil kırılma transistörün Güvenilir Çalışma Alanına Çizim 18'de gösterildiği gibi ek sınır getirir.

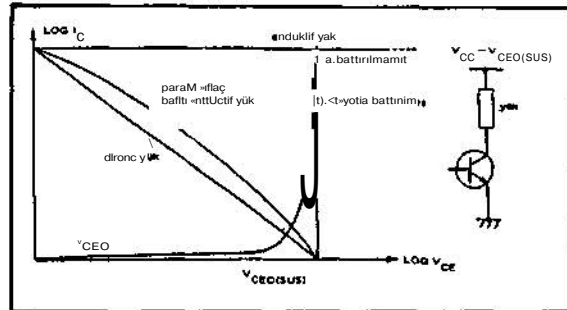
Çizim 19'da transistörün değişik yükler için izleyeceği akım ve gerilim özgeğirleri görülmektedir. Reaktif yüklerde sınır değerler ve Güvenilir Çalışma Alanı ise Çizim 20'de birlikte gösterilmiştir. Bu çizimde 1. yük çizgisi A devresindeki transistörün kesime ve B devresindeki transistörün de iletme geçişte izleyecekleri

yolu göstermektedir, II. yük çizgisi ise A devresindeki transistörün iletme, B devresindeki transistörün de kesime geçerken izleyecekleri yolu göstermektedir. Buradan düşünsel yükün transistor iletme geçerken endüktif, kesime geçerken isesığal (capacitive) görünmesi gerektiği söylenebilir (11). Yükte direnç artması da yük çizgisini Güvenilir Çalışma Alanının içine çeker.

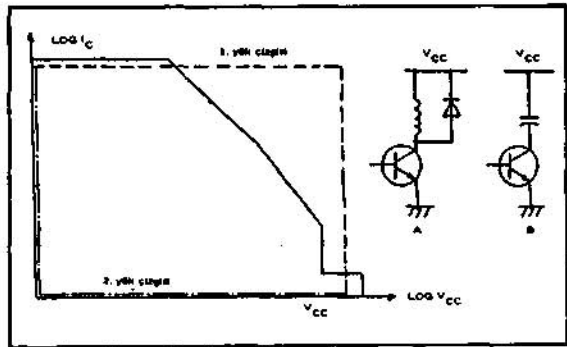
Sonuçta transistörün izleyeceği yük çizgisini Güvenilir Çalışma Alanının içine çekmek ve ikincil kınımı önlemek için transistor üretim teknolojisinin geliştirilmesi yanı sıra transistörün doğru tasarlanmış ek koruyucu devrelerle (12) birlikte kullanılması gerekmektedir.



Çizim 18 : Transistörde güvenilir çalışma alanı SOA (ikincil kınım sınırlamasıyla birlikte)



Çizim 19 : Kesime geçişte izlenen bazı yük çizgileri



Çizim 20 : Tepkin yükler için yük çizgileri

### 3. GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ ve DARLINGTON ÖĞELER

Kimi a nah tarlama özelliklerine bir önceki bölümde değindiğimiz güç transistörleri yüksek güç uygulamalarında önem kazanmaktadır. Hızlı ve az kayıplı öğeler geliştirilmekte ve bunlar uygulamada tristörlere yakın ve hatta ötesinde bir başarıya ulaşabilmektedir. Ayrıca bu elemanlar ters taban kutuplamasıyla kolayca kesime sokulabilmekte ve tristörlerin gereksindiği pahalı söndürme (komütasyon) devrelerini de gereksiz kılmaktadır.

Son 10 yılda yüksek gerilimde çalışan transistörlerin anahtarlanma dinamiğinin anlaşılmasında önemli gelişmeler olmuştur.

Daha önceki bölümde belirtildiği gibi transistorun kesime geçiş çevriminin başında, yani daha toplayıcı akımının düşmeye başlamasından önce ve toplayıcı geriliminin yükselmeye başlaması sürecinde, anahtarlama kayıpları oluşur. % 10-90 biçiminde gelişigüzel tanımlanan düşme zamanını içermeyen bu gerilim yükselme süreci bu öğelerin özgün bir özelliğidir ve öğenin yarı-doyum (quasi-saturation) bölgesinden geçiş zamanını gösterir. Anahtarlama kayıpları daha az bir düzeyde de olsa düşme zamanında da oluşur.

Kesime girişin başında, anılan yarı-doyum bölgesinin yavaş bir hızla geçilişi akım iletiminin yayıcının ortasına doğru yoğunlaşmasının bir sonucudur. Bu nedenle ters taban kutuplamayla amaçlanan azınlık taşıyıcılarının bir an önce bölgeden uzaklaştırılması (emilmesi) olayı verimsizleşir. Çünkü akım iletiminin yoğunlaştığı nokta ile taban ucu arasında bulunan "seri" direnç artar. İşte anılan bu durum bölgede bulunan taşıyıcıların daha yavaş "emilmesini" getirmekte ve sonuçta öğenin yarı-doyum bölgesindeki geçiş zamanını uzatmaktadır.

General Electric Firması bu sorunu iki-basamaklı yayıcı yapıyı geliştirerek önemli ölçüde çözmüştür. Bu yapı transistörde kesime geçerken merkezde yoğunlaşan akım iletimini durdurmakta ve akım geçişini taşıyıcıların kolayca dışarı "emileceği" bölgelere zorlamaktadır. Böylece kesim zamanı ve sonuçta anahtarlama kayıpları azalmaktadır. Büyük yarı-doyum bölgelerinin bulunduğu daha yüksek güçte çalışan transistörlerde daha iyi sonuçlar alınacağı umulmaktadır.

Çift-katlı (Epitaxial) toplayıcı yapıları bulunan (Bölüm 2.3.'de değinilen ve n<sup>+</sup>, n<sup>+</sup> gibi çift bölgeyi olan) güç transistörleri ve Darlington öğeler ters taban kutuplamasıyla kesime girerken RBSOA'yı (ters kutuplamada güvenilir çalışma alanı) büyütürken önemli bir gelişme göstermişlerdir. Geleneksel olarak RBSOA özellikleri toplayıcı kalınlığı büyütülerek geliştirilmiş-

tir. Ancak çalışmalar ve araştırmalar şunu göstermiştir: Anahtarlama kayıpları toplayıcı kalınlığına oranla daha fazla artmaktadır. Bu olağandır. Çünkü belirli bir toplayıcı akımında ( $I_Q$ ) ve belirli bir toplayıcı-yayıcı doyum geriliminde ( $V_{CE(SAT)}$ ) kalın bir toplayıcıya sahip transistor daha fazla taşıyıcı bulunduracak ve sonuçta önceden anıldığı gibi öge kesime geçerken kayıpları artacaktır.

Bu nedenlerden dolayı anahtarlama kayıpları ile RBSOA özellikleri arasında bir en iyiyi (optimumu) seçme durumu vardır. Ancak bu "eh iyi" son zamanlarda Derecelendirilmiş Çift-katlı (Graded-Epitaxial) toplayıcı yapıları öğelerin geliştirilmesiyle oldukça esneklemiştir.

Anılan toplayıcı daha önce de değinilen iki basamaklı yayıcı yapıyla birleştirilmesi çalışmalarının sonucunda  $V(BR)_{CEO}$  özelliği (450-500) Volt'u aşan ve kare dalga biçimli RBSOA'ya sahip olan, ayrıca istenen düşme zamanı 15 A Güç Transistörlerinde 100 nano saniyenin, ve 100 A Darlington'larda ise (300-400) nano saniyenin altında olan öğeler 3-4 yıl önce elektronik dünyasına girmişler. Yaygın kullanılmalarının yanı sıra birçok özellikleri de hergün daha iyiye doğru geliştirilmektedir.

Tektaş (Monolithic) Darlington Transistörlerin endüktif yüklerle çalışırken kesime geçişte ani gerilim yükselişine özellikle dikkat edilmelidir. Oluşan yüksek  $\frac{dv}{dt}$  (birim zamanda gerilim değişmesi) bu öğenin

olduğu büyük sayılabilecek "Miller Sığası" ile birlikte bir akım ( $i^B_{CX} = \frac{dv}{dt} C_M$ ) oluşturabilir, öte yandan Darlingtonlara zaten özgün olan yüksek kazanç, oluşan bu akımı öğeyi iletme sokabilecek bir düzeye yükseltebilir. Bu durum yalnızca öğenin kesime geçişini uzatarak bunu zorlaştırmaz, aynı zamanda ve çoğunlukla öğenin bozulmasına neden olur. Darlington'larda sürücü ve çıkış transistörlerinin yayıcı-taban eklemelerine "içerden" kısa devreler yerleştirilmesi bu sorunları en aza indirmek içindir, özel dirençler oluşturulması yöntemiyle yapılan bu işlemde bir evirici devresinde oluşabilecek ters gerilimlere karşı Darlington'u korumak için çıkış transistörüne ters koşturmuş bir diyot ta eklenmektedir.

Anahtarlama hızının düşük olduğu kimi motor-sürme uygulamalarında bu diyot serbest geçiş (akıma ters yönde geçme olanağını ve motordaki dirençli gücün kaynağa geri beslemesini sağlama, (frewheeling) işlevini görür. Darbe Genişliği Bindirimli (PWM) ve sıklığın (10-12) kHz dolaylarında olduğu durumlarda ise Darlington'a hızlı bir anahtarlama diyodunun "dışardan" ters-koşturmuş bağlanması daha uygundur. Bu durumda iki diyot (iç ve dış) akımı koştur taşırlar. An-

çak yük akımının büyük ve bunun da önemli bir bölümünün dış diyot tarafından taşınması durumunda iç diyotun Darlington'u koruma özelliğini kaybetmesi ve ögenin tehlikeye girme durumu oluşabilir. Bu nedenle kimi üreticiler bu iç diyotu yapmaktan vazgeçmişlerdir ve Darlington'la birlikte yalnız bir dış diyotun kullanılmasını önermektedirler.

Varolan Darlington ögeleri incelenirse bunlar kabaca 3 çalışma gerilimine göre sınıflandırılabilir; 1.  $V_{ce} < 120 V$ , 2.  $V_{ce} > (450-500)V$ , 3.  $V_{ce} < 1000V > 120 V$  tiplerin 1200 A'ı aşan çeşitleri olmakta ve genellikle Power Tech. firmasınınca üretilmektedirler. Bunlar basit üretim yöntemleriyle yapılmakta, hızlarının düşük olmasına karşın, çok güvenilir çalışabilmektedirler. Genellikle Akü/Batarya beslemeli Evirici-Kıyıcı sistemlerinde yoğun kullanılmaktadırlar.

İkinci tür ögeleri ise (450-500)V ve (10-150)A özelliklerinde olmaktadır. Toplayıcı akımının (İp) 50 A'den büyük olduğu ögeleri genellikle Fuji, GE, Power Tech., Toshiba ve son zamanlarda artan ölçüde MOTORÇLA kaynaklıdır. Bu elemanlar genellikle Motor-sürme uygulamalarını hedeflemektedir. Üçüncü tür ögelere ise Fuji'nin ürettiği 1000 V-50 A Darlington Güç Transistörleri örnek verilebilir.

1000 V.'ta ve Darbe Genişlik Bindirme (PWM) yöntemiyle çalışabilen Transistor-Darlington ögeleri halen geliştirilme sürecindedir. Ancak Yonga alanının sınırlılığı nedeniyle Bipolar transistörlerin 1000 V'luk uygulamalarda 100 hp'lik (horse power: 735 W) güçleri aşabilmesi eldeki tekniklerle olanaksız görülmektedir. Ayrıca Bipolar Güç Transistörleri ile Güç MOSFET'lerinin işlevsel tümleştirilmesi çabalarının da yoğunluk kazandığını belirtmekte yarar var.

#### 4. BİPOLAR TRANSİSTÖR ve GÜÇ MOSFET

Güç MOSFET'lere ilgi Bipolar Transistörlerin kullanıldığı birçok uygulamalarda ona karşı üstünlüklerinden kaynaklanmaktadır.

Bipolar transistörde çalışma durumunda akım elektron ve deliklerle taşınmaktadır (Bu iki çeşit taşıyıcı yani elektron (-) ve delik (+) transistöre, bipolar-çift kutupsal, denmesinin nedenidir). Bu iki tip taşıyıcı transistörün üretildiği kristal yapının içinde buldukları konuma göre ya çoğunluk taşıyıcıları ya da azınlık taşıyıcıları olarak adlandırılır. Örneğin npn türü bir transistörde toplayıcıda elektron yoğunluğunun fazla olması (aynı biçimde yayıcıda da elektron yoğunluğu delik yoğunluğundan fazladır) nedeniyle bu iki bölgede (toplayıcı ve yayıcı) elektronlar çoğunluk taşıyıcıları, delikler ise aynı bölgelerde azınlık taşıyıcılarıdır. Aynı düşünceyle p-tipi katkılanmış tabanda deliklerin çoğunluk ve bu bölgedeki elektronların da

azınlık taşıyıcıları olduğu söylenebilir.

Bir npn transistör iletimdeyken taban bölgesinde bir elektron "birikimi" (azınlık taşıyıcı) bulunmakta ve bu azınlık taşıyıcılar taban bölgesinden dışarı "emilmedikçe" transistör kesime sokulamamaktadır. Buna karşın alan Etkili Transistor-FET'te (Field Effect Transistor) tek tür taşıyıcı bulunmaktadır. (Bu nedenle FET bir unipolar-tek kutupsal ögedir). Bu tek tür, üretim tekniğine göre, elektron ya da delik olabilir. İşte çalışma durumunda transistörlerdeki azınlık taşıyıcı varlığı ve bunun "emilmeden" ögenin kesime zorlanamaması durumu FET'te yoktur ve bu nedenle FET'in yüksek anahtarlama hızlarına erişmesi olanaklıdır.

##### 4.1. JFET ve MOSFET

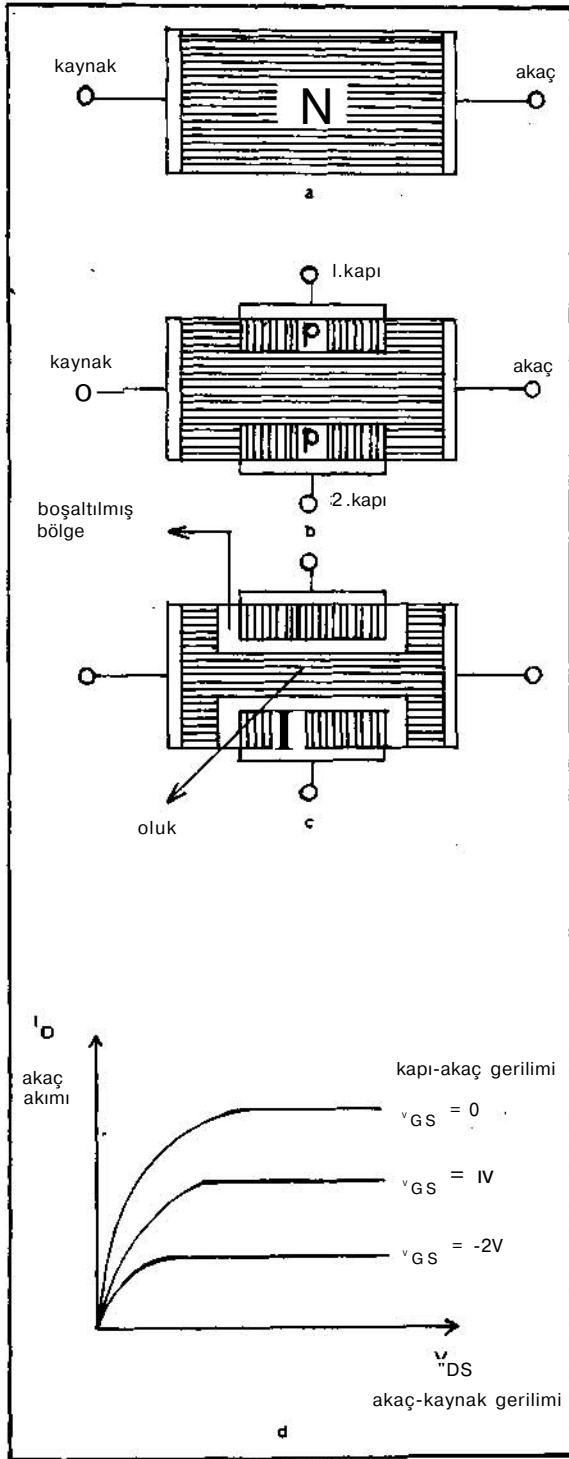
FET'ler (13) genellikle ikiye ayrılabilir; JFET (Junction FET) ve MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET) ikisi de aynı ilkeye göre çalışır; Akımı elektriksel alanla denetleme. Aralarındaki fark ise denetleme bölümlerinin yapısıyla ilgilidir. Bu yapı farklılığına biraz ayrıntılı değinmek yararlı olacaktır.

###### 4.1.1 JFET-Eklemlili Alan Etkili Transistör

Ana olarak JFET n-türü bir silisyum kristalidir. Bu durumuyla bildiğimiz bir dirençtir. Elektron yoğunluğunun yani n'nin değişmesiyle direnci değiştirilebilir. Çizim 21.a'da böyle bir kristal görülmektedir. Kristalin bir ucu kaynak diğer ucu akaç olarak adlandırılır. Kristalin Çizim 21.b'de görüldüğü gibi p türü bir maddeyle katkılanması sonucu 1. ve 2. Kapı elde edilir.

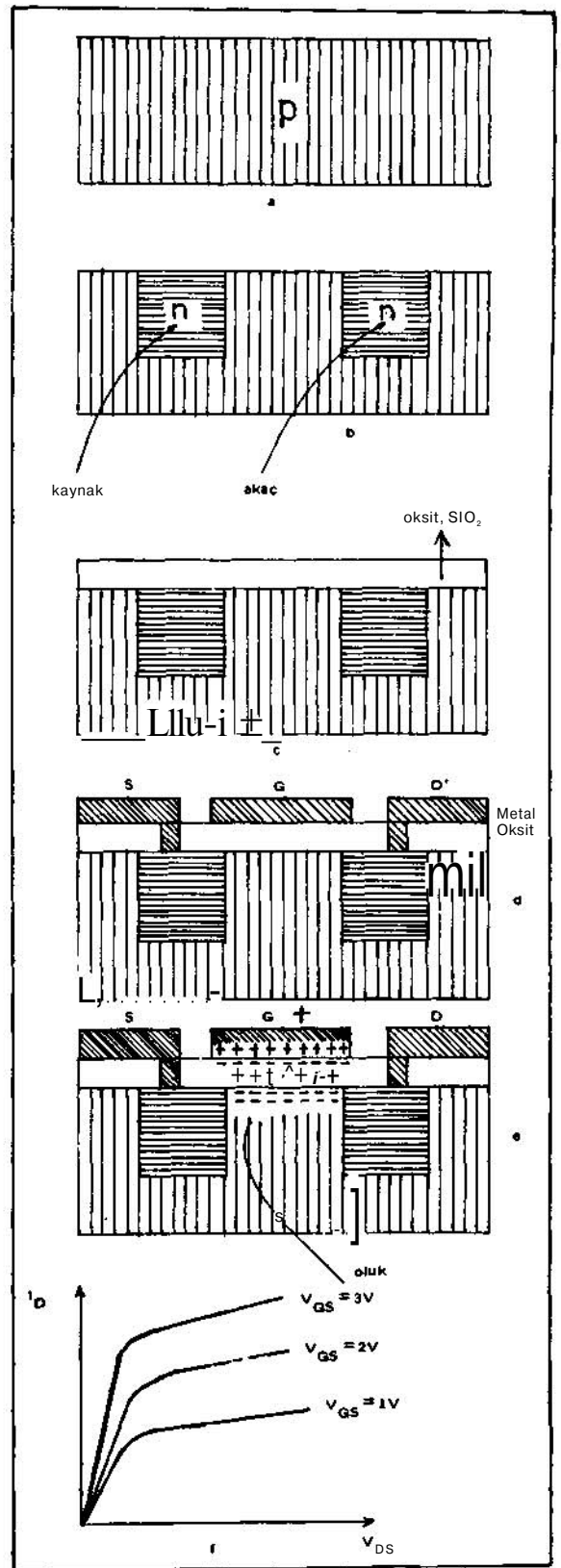
P ve n bölgeleri ters kutuplanırsa, transistörlere benzer biçimde, akım taşıyıcılarının çok azaldığı boşaltılmış (depleted) bir bölge oluşur. Çizim 21.c'de görülebileceği gibi n bölgesinde bulunan elektronların kapı bölgesine yakın olanları kapıya uygulanan eksi gerilim nedeniyle uzağa itilirler ve buldukları yeri terkederler, benzer biçimde kapı bölgesinde bulunan ve ekleme yakın deliklerde n bölgesindeki artı gerilimce buldukları yeri terketmeye zorlanırlar. Böylece eklemin her iki yanındaki bölgelerden akım taşıyıcıları boşaltılmış olur ve akımın bu boşaltılmış bölgeden geçişi zorlaşır.

öte yandan dikkati çeken çok önemli yeni bir durum ortaya çıkmıştır. Çizim 21.c'den görülebileceği gibi (yatay taralı olan) kaynak ve akaç arasında iki kapının etkisiyle bir oluk oluşmuştur. Akım da, kaynak ve akaç arasında yalnız buradan geçebilecektir. Kapının gerilimi arttırıldığında (yayıcıya göre eksi) bu oluk daralacak ve akımın geçişi zorlaşacaktır. JFET'in akım, gerilim özgeçirileri Çizim 21.d'de gösterilmiştir. Dikkat edilirse olağan durumda ( $V_{GS} = 0$ , yani kapı gerilimi sıfır iken) JFET tümüyle iletimdedir.



Çizim 21 : JFET ve özellikleri

#### 4.1.2. MOSFET-Metal Oksitli Yarı İletken Alan Etkili Transistor



Çizim 22 : MOSFET ve özellikleri

JFET'e çok benzeyen MOSFET'in yapımına yüksek dirençli bir p türü silisyum kristaliyle başlanıldığı varsayılırsa (Çizim 22.a) iki ayrı küçük dirençli n türü katkılama sonucu Çizim 22.b'de görülen kaynak (source) ve akaç (drain) bölgeleri elde edilir.

Çizim 22.c ve Çizim 22.d kristal yüzeyinin ince bir oksit tabakasıyla kaplanıp gerekli bağlantıların yapılması sonucu oluşan kaynak, kapı ve akaç konumlarını göstermektedir.

Kapıda gerilim yokken p türü bölge kaynak ve akaç arasına verilecek gerilimin akım geçirmesine engel olacaktır. Bu durum ters bağlı ikidiyot gibi düşünülebilir.

İlk bakışta oluk gibi bir durur. görülüyor» da bu yapıda oluk iki n tipi bölgenin (kaynak ve akaç) arasındadır. Ayrıca oluk oksit tabakası ve kapının metal alanı birlikte bir sığa oluşturur aktadırlar. Çizim 22.e' de gösterildiği gibi kapıya artı gerilim uygulandığında durum daha açık görülmektedir. Dikkat edilirse iki n türü bölgenin (kaynak ve akaç) arasında elektronların bulunduğu (dolayısıyla akımın rahatça geçebileceği) bir oluk oluşmuştur. Eskiden p özelliğini gösteren bu bölge şimdi sanki n özelliğine bürünmüştür. Bu davranış yani oluk oluşumunu varkılan neden elektriksel alan, "endükleme" olmuştur.

Bir önceki alt başlıkta JFET'te oluk, taşıyıcıların bir bölgeyi boşaltmaları (depletion) sonucu oluşmuşken, MOSFET'te oluk (bölgede başlangıçta taşıyıcı yokken) elektrik alanının bölgedeki taşıyıcıları çoğaltması (enhancement) sonucu oluşmuştur. Bu tür bir MOSFET'in akım, gerilim özgeçirileri Çizim 22.fde görülmektedir. Normal durumda ( $V_{GS} = 0$ ) MOSFET kesimdedir.

Yukarıda anlatılanlardan MOSFET'lerin yalnızca taşıyıcı-çoğaltan türde yapılabileceği sonucu çıkarılmamalıdır. Taşıyıcı-boşaltan türde MOSFET'lerde yapılabilmekte, böyle MOSFET'lerin akım-gerilim özgeçirileri Çizim 21.d ve Çizim 22.fde gösterilen eğrilerin toplamı biçiminde ( $V_{QS} = 0V$  ve  $V^{\wedge} s 2*0V$ ) olmaktadır.

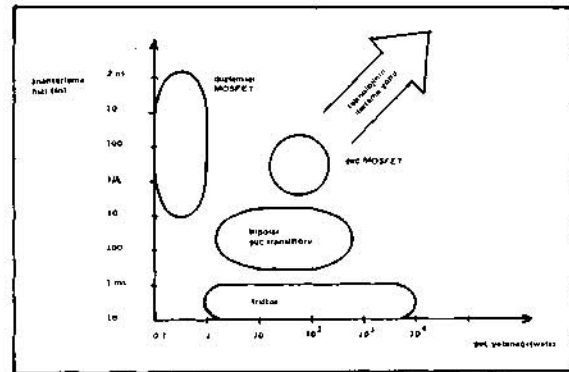
## 4.2. GÜÇ MOSFET

Elektronikte Güç ve Sıklık "iki doğal düşman" olarak nitelenebilir. Gerçekten Çizim 23'te yapıldığı gibi anahtarlama hızı, dikey ve güç yeteneği de yatay eksen alındığında bu durum daha iyi görülmektedir. Ancak SIKLIK-GÜÇ eksenlerinde yeni bir öge, GÜÇ MOSFET'i, bu düşmanlığı bir ölçüde uzlaştırabilecek görünmektedir. Bu öge önceki teknolojilerin en iyi yönlerini ve günümüz MOS üretim tekniklerini birleştirerek yepyeni bir tasarıma ulaşmış ve bir çok uygulamada kendisinden önceki ögelerden daha olumlu sonuçlar vermiştir.

Yüksek gerilimde çalışabilen bu ögelerin yapımında iki tür GÜÇ MOSFET yapısı kullanılmaktadır. Önceki bölümde anlatılan yapının geliştirilmesiyle VMOS (Vertical MOS-Dikey MOS) ve kapı elektrodunun altında aynı pencereden p ve n türü çift (Double) katkılama yöntemiyle de DMOS yapıları elde edilmiştir.

İlk yüksek gerilimde çalışabilen MOSFET'ler 1978 yılında General Electric Araştırma ve Geliştirme Merkezinde VMOS yapısı kullanılarak yapılmıştı. Bunların kırılma gerilimleri 600 V'u aşıyordu. Aynı yaklaşımı benimseyen Siliconix ve Supertex'te çok geçmeden 450 V., 16 A özellikleri olan ögeler ürettiler.

Düzlemsel olmayan silisyum dilim (Wafer) yüzeyinin neden olduğu karmaşık süreçler ve kristalin kimi bölgelerinden çok yüksek elektrik alanlarının bulunması birçok üreticiyi, geniş alanlı yüksek güç ögeleri yapımında, DMOS yapısını yeğlemeye zorladı. Böylece 500 V., 30 A, özelliklerinde yeni transistörler ortaya çıktı. Kırılma gerilimi (400-500)V. olan bu ögelere International Rectifier'in geliştirdiği HEXFET, Motorola'nın geliştirdiği TMOSFET ve Philips'in geliştirdiği SIPMOS transistörleri örnek gösterilebilir. Ayrıca, INTERSİL'de 3-4 yıl önce kırılma gerilimi 450 V., akımı da 30 A. olan bir diziyi üretmeye başlayacağını açıklamıştı.



Çi/ını 23 : Yarı iletken güç ögelerin sıklık ve güç yeteneği özellikleri

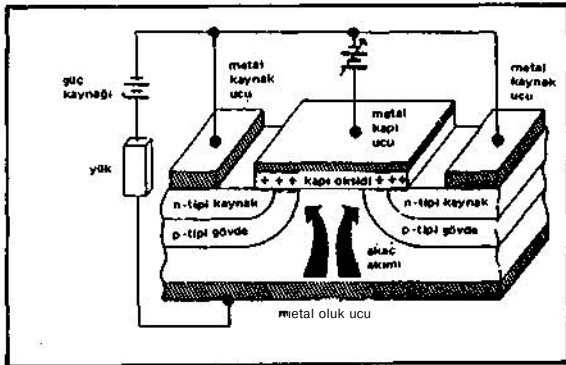
### 4.2.1. DMOS GÜÇ MOSFET

Bir dikey DMOS FET'in yapısı basitçe (Çizim 24) gösterilmiştir. Görüldüğü gibi akım yüzeye yakın yatay olarak değil, ögenin içinde dikey olarak akmaktadır. Böylece akaç (drain) akımı gövdede toplanmakta, ögenin yüzeyinde akaç ucu bulunması gereksiz kılınarak yonga üzerindeki etkin kapı alanı iki katına çıkarılmaktadır. Dikey DMOSFET'te akaç akımı, düzlemsel MOSFET'teki gibi, kapı ucuna uygulanan gerilimle denetlenmektedir. Kapıya uygulanan artı gerilim p

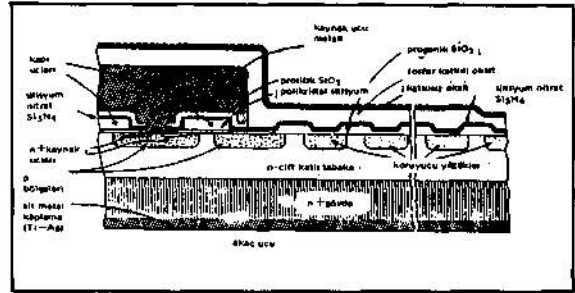
katkılı bölgenin oksit tabakasının hemen altında bulunan kısımlarında iletken bir oluk oluşmakta ve bu olukta da denetlenebilir bir akımın FET'in akaç bölgesinden kaynak bölgesine iletimini sağlamaktadır. Gerçekten bir dikey DMOS Güç FET'i Çizim 24.a'da gösterilen bir birim gibi binlercesinin bir silisyum yongada paralellenmesinden oluşmaktadır.

Çizim 24.b'de bir Hewlett-Packard DMOS Güç MOSFET'inin (14) (HPWR.6501,  $V_{DS}$ ; 450 V.,  $I_D$ ; 12 A.,  $V_{GS}$ ;  $\pm 40$  V.,  $P_D$ ; 90 W)  $T_{0.1}$  kesiti ve Çizim 24.c'de ise koşut bağlanmış birçok birimden birinin ayrıntılı kesiti görülmektedir. Çizim 24.b'nin sol tarafında bulunan kapı bölgeleri polikristal silisyumdan yapılmış ve Çizimde gösterilmeyen ince metal şeritlerle birbirlerine bağlanmıştır. Ayrıca kapı bölgeleri progenik  $SiO_2$  tabakası ile alt taraftan yalıtılmış, üstten ise eşit gerilimini kararsız kılan ve akaç sızma akımını arttıran  $Na^+$  kirlenmesine karşı silisyum Nitrat ( $Si_3N_4$ ) tabakasının oluşturulmasından sonra yine kaynak metalinden yalıtım amacıyla prolitik  $SiO_2$  tabakasıyla kaplanmışlardır. Böylece kapı bölgeleri iki oksit tabakası arasında bir sandviç görünümünü almaktadır. Çizim 24.b'de görüleceği üzere oluk n\* katkılı gövde üzerinde oluşturulmuş n" katkılı çift katlı (epitaxial) bir tabakadır. Gövdenin alt yüzeyi ise elektrik bağlantısı için metalle (Ti-Ag) kaplanmıştır.

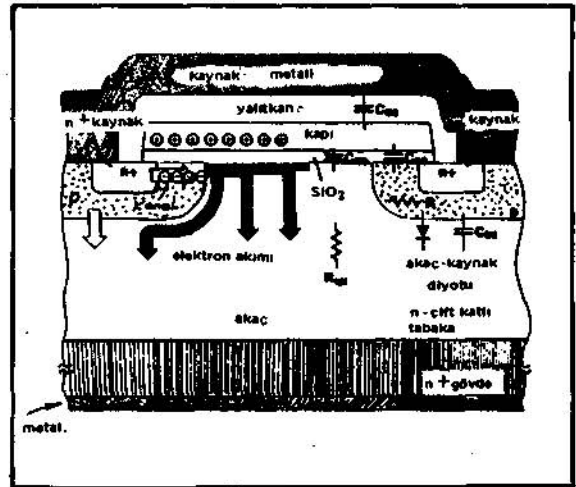
Öge iletimdeyken akım önce kanal bölgesinde yavaş daha sonra da çift katlı bölgede dikey akmaktadır. Yüze yakın bölgelerde ve yüzeyde büyük elektrik alanları oluşması nedeniyle Çizim 24.b'de sağ tarafta bulunan ve ögenin kınılma gitmesini önleyen koruyucu yüzükler bulunmakta ve bunlar gerilim bölücü olarak işgörerek ana pn eklemine düşecek gerilimi dağıtmaktadır.



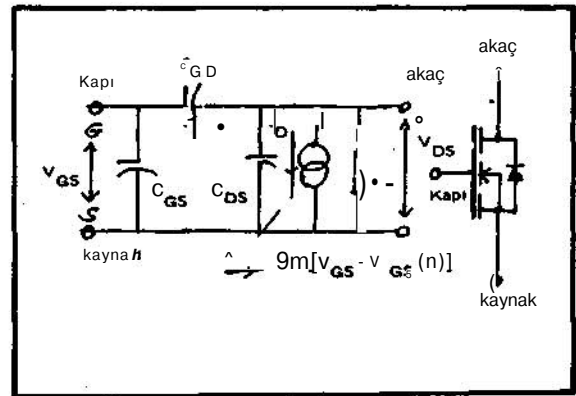
(a)



(D)



(c)



(d)

Çizim 24 :Güç MOSFET'in yapısı ve çalışması, (a) güç MOSFET'in basit bir kesiti, (b) HPWR-6501 DMOS Güç MOSFET'inin kesiti (T-03), (c) DMOS Güç MOSFET'ini oluşturan bir birim (d) güç MOSFET'in basit bir eşdeğer devresi.

#### 4.2.2. DMOS Güç MOSFET'in Çalışması

Çizim 24.c'de, Çizim 24.b'de görünen yapının barındırdığı birçok koşul birimlerden yalnızca birisi gösterilmiştir. Dikey yapılandırma sonucu kapı bölgesi altında iki kanal oluşmaktadır (sol ve sağda bulunan iki p katkılı bölgelerin kapı düzleminin hemen altında bulunan kısımlarında). Normal çalışmada akaç-kaynak gerilimi artıdır. Bu durumda akaç-kaynak pn diyotu ters kutuplandığından çok küçük bir sızma akımı geçirir. Ancak kapıya artı bir gerilim uygulandığında kapının hemen altındaki p katkılı bölgelerde birer oluk oluşur ve çizim 24.c'den görülebileceği üzere kaynaktaki elektronlar oluk aracılığı ile kolayca akaç bölgesine geçerler. Çizim 24.c'de yalnızca sol oluktan geçen elektronlar gösterilmiştir. Çizim 24.d' de ise Güç MOSFET'inin basit bir eşdeğer devresi görülmektedir.

#### 4.2.3. Güç MOSFET'in özellikleri

MOSFET'in Unipolar bir öge olması nedeniyle akım ögenin içinde çoğunluk taşıyıcılarınca iletilir. Bu nedenle Bipolar transistörlere özgün zaman gecikmeleri MOSFET'lerde çok kısadır. Anahtarlamanın daha hızlı yapılabilmesini sağlayan bu durum sonucu kayıplar da azdır.

MOSFET'te kapı bir metal oksit tabakayla diğer bölümlerden yalıtıldığından kapının anahtarlama zamanlarında, Bipolar transistöre kıyasla, çok az bir güçle sürülmesi yeterli olmakta, iki anahtarlama arasında sürekli sürülme gereksinimi ise en aza inmektedir. Yalıtılmış bu kapı yapısı (Miller etkisiyle daha da büyüyen) bir kapı-kaynak sığası oluşturur. Ögenin hızlı çalışması için bu sığanın doldurulması ve boşaltılması birdenbire olmalıdır. Bu gereksinime karşın MOSFET sürme devreleri Bipolar transistöre göre daha basit, verimli ve güvenilirdir. Bunun nedenleri şöyle sıralanabilir; MOSFET temelde gerilim-denetimli, Bipolar transistör ise akım-denetimlidir. Bipolar transistörde büyük sürme gücü gereklidir ve bu verimi düşürür. MOSFET'te ise sürekli sürme yoktur, anahtarlama zamanında kapı sığasını doldurmak ve boşaltmak için çok az bir güç harcanır. Güç MOSFET'in diğer bir üstünlüğü akaç akımının eksi ısı katsayısına sahip olmasıdır. Yani ısı arttıkça akım azalmaktadır, Bipolar transistörde ise toplayıcı akımı "artı ısı katsayılıdır" ve ısı arttıkça akım büyür. Akımın artması ise ısının daha çok yükselmesine neden olduğundan ögenin ısıl kayma (thermal runaway) durumuna girip bozulması tehlikesi vardır. Çoğunluk taşıyıcıları ile çalışmada ise ısı katsayısı artı olamaz ve bu nedenle MOSFET'te bu tehlike yoktur. Ayrıca eksi ısı katsayısı nedeniyle oluşan çalışma sıcaklığında akım yoğunlaşması ve

bölgesel sıcak noktalar (Bölüm 2.4'e bakınız) oluşmaz. Dolayısıyla Bipolar transistördeki kınım olayı ve diğer istenmeyen durumlar MOSFET'te etkisizdir. Aynı nedenle Bipolar Transistörlerde yaygın kullanılan ve güç kaybına neden olan ek koruma devreleri de (snubber networks) FET'ler için gereksizdir.

Güç MOSFET'leri birlikte kullanıldıklarında akımı eşitçe paylaşabildiklerinden kolayca ve verimli bir biçimde koşul bağlanabilir. FET'in iletimdeki direncinin (on resistance) artı ısı katsayılı olması, sürekli çalışma durumunda akım paylaşılmasını kolaylaştırır. Anahtarlama zamanlarında geçici akım paylaşılmasını ise kaynak ucu bağlantılarının çok küçük ve yaklaşık eşit olan dirençleri sağlar. Bipolar transistörlerin koşul bağlanmasında ise akımı eşitçe paylaşma sorunları, toplayıcı akımının artı ısı katsayılı olması ve iletimde  $\theta_{CE(SAT)}$  geriliminde toplayıcı akımına bağımlılığı nedeniyle, ancak özdeş değişkenli transistörlerin kullanılması ve akım paylaşımını zorlayacak ek devrelerle çözülebilir.

Güç MOSFET'lerin üstünlüklerinden biri de Bipolar transistörlere kıyasla Güvenilir Çalışma Alanlarının (SOA) daha büyük olmasıdır.

Yukarıda çeşitli üstünlükleri sıralanan Güç MOSFET'in düşük sıklıkta önemli bir zayıflığı vardır. FET'lerde akımın kaynaktan akaca bir oluk bölgesinden geçerek ulaştığı belirtilmişti. Bu oluk bölgesinin belli bir direnci vardır, Bipolar transistörde taban bölgesi azınlık taşıyıcılarla doyurularak bu bölgenin direnci azaltılmakta ve akımın geçişi böylece kolaylaşmaktadır. FET'te ise akımın iletildiği oluk bölgesinde tek tür taşıyıcı bulunmakta, bu da oluk bölgesi direncinin belli bir düzeyin altında çekilmesini olanaksızlaştırmaktadır. Bu nedenle MOSFET'in tam iletim durumunda direnci aynı koşullarda çalışan Bipolar transistöründen 3-4 kez büyüktür. Bu ise Güç MOSFET'in anahtarlama zamanları dışında iletimde olduğu sürekli çalışma durumlarında güç kayıplarını artırır.

Toplam kayıpların bir ögesi olan sürekli çalışma durumundaki kayıplar sıklık arttıkça toplam kayıpların ikinci ögesi olan anahtarlama kayıplarının görece az artması nedeniyle, Bipolar transistöre kıyasla, Güç MOSFET'in toplam kayıpları belli bir sıklıktan sonra azalmakta ve onu çekici kılmaktadır. Bipolar transistörde ise görece az olan sürekli durum kayıplarına sıklık yükseldikçe oldukça büyüyen anahtarlama kayıpları eklenmekte, bu ise onu verimsiz bir anahtar yapmaktadır.

Yukarıda çalışma ilkelerine, yapısına ve özelliklerine kısaca değinilen Güç MOSFET'inin 6 yıllık bir ticari özgeçmişi vardır. Buna karşın özellikle yüksek sıklıkta verimli çalışmakta ve günümüzde güç yetenekleri

de hızlı bir biçimde gelişmektedir. Genel eğilime bakılırsa Güç MOSFET'inin birçok yüksek sıklık uygulamalarında Bipolar Güç Transistörün yerini alacağı rahatlıkla söylenebilir.

Güç MOSFET'i, Tümeleşik-devre üretim yöntemlerinin başarıyla uygulanabildiği ilk yarı-iletken güç elemanıdır. Bu ileri teknoloji aracılığıyla FET davranışı öngörülebilir. Ayrıca üretim sürecinden çıkan FET'ler tutarlı kazanç ve anahtarlama hızlarına sahiptir. Öngörülebilir davranış ve tutarlı güvenilir değişkenler FET'in Bipolar transistöre yeğlenmesinin başlıca iki nedenidir.

Tümeleşik-Devre üretim yöntemlerinin Güç MOSFET'e başarıyla uygulanması Tümeleşik-Devre ya da Güç Ögesi üretim deneyimi olan çeşitli firmalara yeni olanaklar sunmaktadır. Şöyle ki MOS IC üretim deneyimi olan firmaları yüksek akım yoğunluğunda çalışabilen ve ögenin uçları arasındaki yüksek gerilime dayanabilecek tasarımlar geliştirme, buna karşın şimdiye dek bu sorunları Bipolar ögelerle (Güç Transistör, Güç Tristör gibi) çok iyi çözebilen üreticileri de benzer sorunları günümüze dek geliştirile gelen paket teknolojilerine uyumlu MOS süreçleriyle çözme sorunları beklemektedir.

#### 4.3 J FET'İN GELECEĞİ

Bölüm 4.1,1 'de değinilen J FET'ler de Güç Elektroniği uygulamalarında kullanma amacıyla özel yapılarda geliştirilmektedirler. VC-JFET (Vertical Channel JFET) yani Dikey oluklu JFET bunlardan birisidir. Bu öge MOSFET gibi (unipolar) çalışmakta ve yüksek sıklıklara çıkabilmektedir. Bu ögelerin yapımında, yüksek güç yetenekli büyük öge yapımını zorlaştıran, yüzeyde düzlemsel üretim teknikleri yerine derinlemesine üretim teknikleri kullanılmakta ve böylece kristalden de daha verimli, etkin yararlanılmış olmaktadır. Bir anlamda denetim ögesi kristalin içinde gömülmektedir.

Japonya'da 1975 yılında Sony ve Yamaha bu tip Güç FET'leri geliştirdi. Dikey FET olarak adlandırılan bu ögeler Şony Firmasının p ve n oluklu, Yamaha Firmasının da yalnızca n oluklu olarak yapılmıştı. Örneğin Yamaha'nın ürettiği n oluklu 2SK77 tipi, üzerinde 200 W güç harcayabilen ve  $V_p \approx 200$  V.  $J D_{m a} k: 20$  A. özellikleri olan bir Güç MOSFET'iydi.

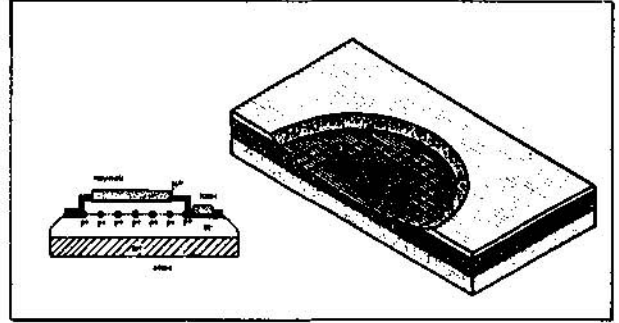
Çizim 25'te Yamaha n oluklu J FET'in basit iç yapısı gösterilmiştir. Düzlemsel FET'e göre akım dikey iletilmekte, akaç kristalin alt tarafında bulunmaktadır. Isının çoğunun akaç bölgesinde oluşması nedeniyle akıcı kılıfa bağlayan kısmın çok küçük ısıl direnci olması gerekmektedir.

Çizim 25'te görülebileceği gibi oluk, içinde "izgara" biçimli p\* katkılı bir maddenin gömülü olduğu, n" kat-

kılı bir bölgedir. Tüm yonga büyüklüğü 5x5 mm.'dir ve içinde birbirleriyle paralellenmiş onbinlerce FET'i barındırır.

Yine Japonya'da 3 -4 yıl önce Tohoku Üniversitesi'nde Statik Endükleme Transistör (Statik Induction Transistör) adıyla geliştirilmiş JFET'ler 10 kW üzerinde güçlerde çalışabiliyordu.

Derinleme üretim yöntemlerinin yanı sıra bu süreçte yüzeyel üretim yöntemlerinin kullanıldığı Düzlemsel J FET'lerde de koşut bir gelişme olmuş ve GE Araştırma ve Geliştirme Laboratuvarlarında 500 V.'a çıkan ve 200 W.'lık güç denetleyebilen J FET'ler yapılmıştır. JFET'in MOSFET'e göre daha küçük giriş sığası vardır. Ancak ögenin normal durumda ( $V_{ç\psi O}$ ) iletimde olması Güç Elektroniği uygulamalarında güvenilirlik ve çalışmaya arızasız başlama açılarından önemli bir sorun oluşturmaktadır.



Çizim 25 : Japonya'da Yamoha firmasının geliştirdiği n oluklu dikey JFET

#### 5. TRİSTÖR ve GELİŞMELER

Yüksek Gerilimde Doğru Akım İletimi (HVDC Transmission) konusu Güç Elektroniğini ilgilendirdiğinden bu yana tristörlerin akım, gerilim ve diğer yeteneklerinin geliştirilmesi çabaları da yoğunlaşmıştır. Amerika'da Westinghouse ve General Electric, İsviçre'de ASE A, İsviçre'de BBC-Brown Boveri Co. Japonya'da Toshiba bu konuda araştırma ve geliştirme çalışmalarını arttıran firmalardan bazılarıdır.

Bir HVDC çeviricisinden 100 üzerinde dizi bağlı tristör bulunduğu göz önüne alınırsa kayıpların azaltılması ve güvenilirliğin sağlanması için en başta tristör sayısının en aza indirilmesi gerektiği açıktır. Bu ise her bir tristörün dayanabileceği gerilimin arttırılmasıyla olanaklıdır. Ancak Westinghouse Araştırmacılarından Lewis R. Lovvry'nin bu konuda yapılan çalışmaları özetlerken (15), belirttiği gibi dayanma geriliminin arttırılması iletimde ön-gerilim düşümünün de artışına neden olmaktadır. Çalışmalarını aynı doğrultuda General



Electric Firmasında yürüten Victor A.K.Temple de tristörün kırılma geriliminin arttırılabilmesi için tristörün (her 100V. için kabaca bir mikrometre) kalınlaştırılması zorunluluğuna değinirken bunun da kesime geçişi geciktireceğini belirtmektedir (16). Bu çalışmalardan çıkan diğer bir sonuç ise kırılma geriliminin arttırılışıyla birlikte öğenin pn eklemine çalışabileceği en yüksek sıcaklığın da azaltılması gerektiğidir. Örneğin 2,5kV'a dayanabilecek bir tristörün eklem sıcaklığı 135°C'a kadar yükselebilir, ancak 4,5kV'da üst sınır 120°C olmaktadır (17).

Tristörün yüksek gerilime dayanma yeteneği büyük ölçüde yapımda kullanılan silisyum kristalinin niteliğine bağlıdır. Kristal ne kadar düzgün (uniform) olursa tristörün beklenmedik kırılımlara uğrama olasılığı da o kadar azdır. Bunu sağlamanın bir yolu silisyum kristalini düşük enerjili nötron ışınlarına tabi tutmaktır. Böylece katılamanın çok hassas ve doğru yapılabilmesi, silisyum dilim kalınlığının teorik alt sınıra kadar azaltılmasını olanaklı kılmakta ve tristörün inceldikçe de iletimde ön-gerilim düşümü, kesime geçiş zamanı ve öğenin diğer kısımları ile pn eklemi arasındaki ısısal direnç de azalmaktadır.

öte yandan kesime geçişteki gecikmeyi azaltmak için de ısıma ancak bu kez elektron ve gama ışınımı biçiminde kullanılmakta ve Platin ya da Altın katılama yöntemlerine göre daha düz ve hassas denetlenebilirliği nedeniyle yeğlenmektedir.

Tüm bu çalışmalar sonucu 3000 A akımı geçiren ve kesimde de 5000 V gerilime dayanabilen tristörler üretilebilmiş ve kullanıcılara sunulmuştur.

### 5. 1. GTO-KAPI KESİMLİ TRİSTÖR

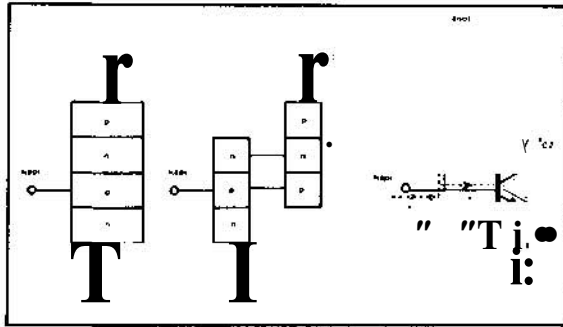
Kapı Kesimli Tristör (Gate Turn-off Thyristor-GTO) güç öğesi üretiminde ilginç bir gelişmedir. GTO, tristör gibi artı kapı sürüşüyle iletme geçebilen ancak olağan bir tristörden farklı olarak eksi kapı sürüşüyle de kesime sokulabilen bir öğedir (18, 19), GTO'nun çekici yanı tristörlerin kesime sokmada kullanılan söndürüm devrelerini (Commutation Circuits) gereksiz kılmasıdır. GTO bir anlamda tristörün üstünlüklerini (yüksek akım/gerilim) Bipolar transistorun üstünlükleriyle (sürme kolaylıkları) birleştirmektedir.

GTO'nun çalışma ilkesine kabaca değinmek amacıyla Çizim 26.a'da bir tristör ve bunun iki transistorlu eşdeğeri gösterilmiştir. Kullanılan semboller de çizim 26'da tanımlanmıştır. Çizim 26.a'dan görülebileceği gibi iletimde tristörün Anod akımı iki transistorlu eşdeğer devrede üstte bulunan pnp tabanına iletilmekte, altta da npn transistorunun taban ve toplayıcısına toplanmaktadır. Böylece tristörün Anodundan pnp transistorunun yayıcı akımı olarak giren akım, npn transistorun yayıcısından yani tristörün Katodundan dışarı

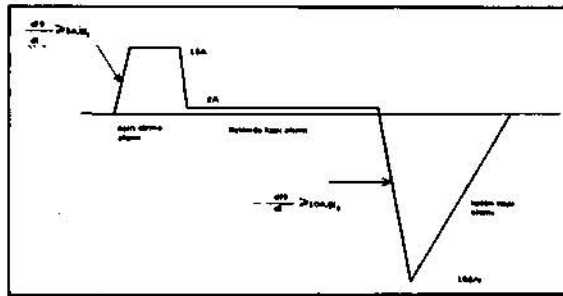
çıkılmaktadır. Tristörün anılan iletim durumunda  $a_p =$

$$a_n \text{ pnp transistoru için } a_p = \frac{I_c}{I_E}, \text{ npn transistoru için } a_p = \frac{I_c}{I_E} - 1$$

akım bulunur. İşte bu durumda pnp transistorunun toplayıcı akımı npn transistorunun tabanından çekilirse (Kapı ucu aracılığıyla) npn transistoru kesime girer ve öngerilimi tıkararak tristörü kesime zorlar. Ancak bu durumda kesime neden olan eksi kapı akımı, kesim öncesi Anod akımının en az yarısı kadar olmaktadır.



(a) Ortak taban çalışma durumunda: pnp transistoru için  $a_p = \frac{I_c}{I_E}$  npn transistoru için  $a_n = \frac{I_c}{I_E} - 1$



(b) GTO kapı sürme akımı dalga biçimi, (1600 V, 600 A özelliklerinde ve yüksek güçlü bir GTO için)

Eğer pnp transistorun  $a_p$  değışkeni (tristör iletimdeki) 1'den çok küçük yapılırsa ve de pnp transistorun  $a_n$  değışkeni de  $a_p + a_n = 1$  eşitliği korunacak biçimde 1'e çok yaklaştırılırsa» tristörün toplam Anod akımının çok küçük bir oranı pnp transistorunun toplayıcısından ( $I_c = a_n I_E$ ) akacaktır, işte tristörün kesime sokulabilmesi için toplam Anod akımının göreceli küçük bir oranı olan bu akımın kapı ucundan dışarıya çekilmesi yeterlidir.

$a_p$  değışkenininin küçük olması pnp transistorun taban bölge kalınlığına, yayıcı veriminin düşüklüğüne ve diğer etkenlerle birlikte katkı özelliklerine bağlıdır.

Üretilen GTO ögelerin tıkama kazançları (kesim öncesi Anod akımının, kesime neden olan eksi kapı akımına oranı) genellikle 5 ile 25 arasında olmaktadır ve bu ögeler için karmaşık sürme devreleri gerekmektedir. Günümüzde 1000 A akım geçirebilen ve 3000 V gerilimde çalışan GTO'lar yapılabilmektedir (20),

Sürme zorluklarını (21) değerlendirmek amacıyla çizim 26,b'de 1600 V. 600 A. özellikleolan bir GTO'yu süren kapı akımının dalga biçimi gösterilmiştir (22). DA kapı tetikleme akımı I<sub>gj</sub>'nin 1 A. olduğu bu GTO'yu, iletme geçerken oluşan kayıpların ögeyi kınılıma sürüklememesi için, 15 x I<sub>gj</sub> değerinde çizim 21.b'de gösterilen biçimde sürmek, daha sonra ögenin iletimde kalabilmesi için, yük güç katsayısından bağımsız olarak, 2 x I<sub>QJ</sub> büyüklüğünde bir akımı sürekli vermek ve sonuçta kesime sokabilmek için de 150A, eksi bir kapı akımıyla sürmek gerekmektedir.

Böylece GTO söndürüm devrelerini gereksiz kılarken, buradaki birtakım karmaşık sorunları sürme devresine aktarmaktadır,

## 5.2. FCT-ALAN DENETİMLİ TRİSTÖR

Yarı iletken güç elektroniği ögelerinde yeni gelişmelerden biri de Alan Denetimli Tristördür (Field Controlled Thyristor), ADT'nin yapısı JFET'e benzemekle birlikte silisyum kristalinin altında taşıyıcı "püskürtülen" bir uç bulunmaktadır. Bu durum ögenin çalışmasında önemli değişikliğe yol açmakta ve Anod bölgesinden azınlık taşıyıcılarının püskürtülmesi, olağan akım iletimi anında, sürüklenme (drift) bölgesinin iletkenliğini değiştirmektedir. Böylece ADT'ler MOSFET'lerden 10 kez ve Bipolar Transistörlerden de 3 kez fazla akım yoğunluğunda çalışabilmektedirler. Ancak olağan iletimde sağlanan bu olumlu gelişme daha fazla sürme akımı gerektirmekte ve anahtarlama hızını, sıklığı sınırlamaktadır. Bunun nedeni ögenin kesime sokulabilmesi için "püskürtülen" azınlık taşıyıcılarının geri alınması zorunluluğudur,

Japonya'da Hitachi'nin 4-5 yıl önce ürettiği Statik Endüklemeli Tristör (Static Induction Thyristor) 2500 V, 500 A özelliklerine ve 6 jus anahtarlama hızına sahipti. Aynı dönemde General Electric firması da 1000 V, 10 A ve 1jus anahtarlama hızı olan benzer ögeler üretmiştir.

Kaba bir genelleme yapılırsa, ADT'lerin anahtarlama hızlarının olağan tristörlere göre yüksek olması ve Bipolar transistörler ve MOSFET'lerden de daha büyük akım yoğunluğunda çalışabilmeleri nedeniyle (1\*10) kHz sıklık aralığındaki uygulamalarda umut verici bir konuma sahip oldukları söylenebilir.

## 5.3. MOSCR-MOS KAPILI TRİSTÖR

MOSCR, olağan bilinen tristör yapısıyla MOS kapılarının tümleştirilmesi sonucu elde edilmiş yeni bir tristördür. Bu ögeyi iletme sokmak için MOS kapısı tetiklenir. önce General Electric tarafından Dikey, V, yapısıyla üretilen bu öge daha sonra Siemens'in geliştirdiği ŞİPMÖS (polikristal silisyum kapılı MOS) yönteminin uygulanmasıyla DMOS yapısıyla Siemens tarafından 40 kW'ı aşan güçlerde üretilmiştir.

Geliştirilen bu özel kapı aracılığıyla gereken kapı sürme akımı çok azalmakta, bunun yanı sıra tristörün  $\frac{4V}{dt}$  - yeteneği ile kapı duyarlılığı arasındaki bağımlılık

da en aza inmektedir (bkz. Bölüm 3.  $\frac{dV}{dt}$  nin büyük olması durumunda  $i = C \frac{dV}{dt}$  akımı tristörü tetikleyebilir).

## 5.4. IŞIKLA TETİKLEME

Son zamanlarda tristörleri çeşitli tetikleme yöntemlerinin içinde ışıkla tetikleme yöntemi gittikçe artan ölçüde dikkat çeken bir gelişme alanı olmuştur (23). Işıkla tetikleme yönteminin yeğlenmesinin tek nedeni sürme devrelerinin çok basit oluşu değildir; diğer önemli bir neden de tristörün elektromanyetik karışım (interference) karşı korunmuş olmasıdır. Böylece tristörlü dizgelerin güvenilirliğini arttırmak kolaylaşmaktadır,

Işık, silisyum kristalince emilince, elektron-delik çiftleri oluşturur ve varolan bir elektrik alanında bunlar bir akım iletimine yol açarlar.. Bu akımda tristörü tetiklemek için kullanılabilir. Araştırmalar ışıkla tetikleme için en uygun dalga boyunun yakın kızıl ötesi bölge içinde ve 1 mikrometre (10<sup>-6</sup>m) dolaylarında olduğunu saptamıştır. Çok kısa dalga boylarında emilme çok artmakta ve elektron delik çiftleri onlara gereksinimin en fazla olduğu pn eklemesinin her iki yanındaki boşaltılmış bölgede değil de silisyum kristalinin yüzeyinde oluşmaktadır. Çok uzun dalga boylarında ise, emilme çok azalmakta ve iletme geçiş için yeterli olmayacak kadar az elektron-delik çiftleri oluşmaktadır (24).

1980 yılında Japonya'da Mitsubishi firması 4 kV ters gerilime dayanabilen 1500 A akım iletebilen bir ışık tetiklemeli tristör ürettiklerini duyurmuştu, Amerika'da General Electric 1981'de 4500 V, 1500 A özelliğinde benzer bir tristörü üretmiştir. 1 yıl sonra bu kez Japonya'da Toshiba firması benzer güç yeteneği olan ancak kapısı çok hassas (iletme geçiş için yalnız 5 mW ışıl gücü gerektiren) bir tristörü üretebildi. Amerika'da Westinghouse firması da benzer çalışmalar yürütmektedir.

Çalışmaların üstesinden gelmesi zorunlu olan bir sorun da tristörün ışığa hassas kapı alanına gelen enerjiyle ışık kaynağını besleyen elektrik enerjisi arasında bulunan büyük enerji kaybıdır. Araştırmalara göre ışık kaynağına beslenen enerjinin ancak % (0.01 - 1)'i tristör kapısına ulaşabilmektedir.

## 6. YARI İLETKEN GÜÇ ELEKTRONİĞİ ÖĞELERİNE TOPLU BAKIŞ. HANGİSİ EN İYİ?

Yakın geçmişe kadar Güç Elektroniğinde kullanılan kapı-denetimi öğeler Bipolar Güç Transistoru ve Kapı Kesimli Tristör-GTO olmak üzere, iki türdü. Bu sınırlı seçim devre tasarımcılarını verim, maliyet, devre karmaşıklığı ve diğer etkenlere bağımlı olarak genellikle birçok uygulamada güç transistorunu yeğlemeye (ülkemizde tristöre karşı varolan "güvensizlikte" bunda önemli bir etkidir) zorlamıştır.

Ancak yeni güç anahtarlama öğelerinin çıkışıyla devre tasarımcıları ve uygulayıcıları bir ölçüde esnekliğe kavuşmuştur,

Çizelge 1'de Bipolar Güç Transistoru ve GTO'nun özellikleri Güç MOSFET, JFET, ALAN-DENETİMLİ TRİSTÖR ve GaAs FET'in özellikleriyle karşılaştırıl-

maktadır. Daha önce değinildiği gibi JFET ve ALAN-DENETİMLİ TRİSTÖR olağan durumda -yani tetiklenmemişken- iletimde olan öğelerdir.

Daha ilerki bir bölümde konusu olacak olan GaAs öğesi için şimdilik şunu belirtmek yeterlidir; olağan koşullarda yonga yapımında silisyum ya da Germanium kristali kullanılır. Ancak kristalin Galyum ve Arsenit bileşiminden yapılması ve p, n türü katkılamının da oluşturulmasıyla yapılan öğeler önemli bazı özellikler göstermektedir. Bu yapıya sahip FET'lere GaAs FET denmektedir.

Herhangi bir uygulamada güç anahtarlama yapan öğenin maliyetini düşürmek için öğenin yüksek akım yoğunluğunda ve iletimdeyken küçük bir öngerilim düşümünde çalışması gerekir. Bu, sürekli durumda çalışırken, az güç kaybını sağlar ve yonga boyutlarını ve öğenin maliyetini düşürür. Çizelge Vden görülebileceği gibi ADT, GTO'ya kıyaslanabilir bir akım yoğunluğunda çalışabilmektedir. Teorik çalışmalar sonuçlarına göre GaAs FET daha yüksek akım yoğunluklarına çıkabilecektir. Ancak ADT'nin aşırı ani akıma (surge current) dayanma yeteneği GaAs FET'ten daha fazladır.

ÇİZELGE: 1. Çeşitli Yarı-İletken Güç Öğelerinin Çalışma Özelliklerinin Karşılaştırılması  
(26 nolu kaynaktan yararlanılarak hazırlanmıştır)

ÖGE ÖZELLİKLERİ	BİPOLAR TRANSİSTÖR	KAPI-KESİMLİ TRİSTÖR GTO	MOSFET	JFET ve STATİK ENDOKLEMELİ TRİSTÖR	ALAN-DENETİMLİ TRİSTÖR FCT	GaAs FET
Normal durumda Acık / Kapalı	Kapalı (kesimde)	Kapalı	Kapalı	Acık (Hetimde)	Acık	Acık /Kapalı
Ters gerilime dayanma yeteneği. Volt	50	500 - 2500	0	0	500 - 2500	0
Kınım gerilim aralığı. Volt	50-500	500-2500	50-500	50-500	500 - 2500	50-500
İletimde akım* yoğunluğu. A/cm <sup>2</sup>	40	100	10	10	100	100
Ani asın akım geçirebilme yeteneği	Az	İyi	Az	Az	İyi	Az
Vaklat ik en büyük anahtarlama hızı	200 KHz	20KHZ	2MHz	2MHZ	20KHZ	2 MHI
çalışma ısısı, santigrad derece	150	125	200	200	2000	200
Kapı - sürme gücü	Yüksek (iletime ve kesime sokma durumların* da yüksek taban sürme akımı gerekiyor)	Orta (kesime sokarken büyük kapı -sürme akımı gerekiyor)	Orta (yalnızca küçük Mı sıra doldurma akımı gerekiyor)	Düşük	Orta	Düşük

\* karşılaştırma 500 V «e 1.5 Vluk ön-gerilim düllme «an öğeler arasındadır.

Ökeler arası seçimde önemli diğer bir etken de anahtarlama hızı-sıklıktır. En hızlı kesime gidebilen de, bu anlamda en iyisidir çünkü bu durumda anahtarlama kayıpları en az olmaktadır. Çizelge 1'de bu açıdan unipolar ögelerin (Silisyum MOSFET, JFET, GaAs FET) en iyi oldukları görülmektedir.

Sıklığın yanı sıra seçimde diğer bir etken de ögenin gereksindiği sürme-tetikleme güç miktarıdır. Süme devresinin karmaşıklığı ve maliyeti düşünülürse bunun önemli bir unsur olduğu ortadadır. Bipolar transistörlerin ve GTO'ların yüksek sürme akımı istemelerine karşın unipolar ögeler sürekli çalışma durumunda kapı sürme devresine yüksek bir giriş empedansı (sığasal) göstermekte ve böylece en az bir sürme gücü yeterli olmaktadır.

Isının, ögenin çalışmasına etkisi bağlamında GTO'lar en yeteneksiz ögelerdir. Bu alanda unipolar FET'ler daha yetenekli ve GaAs FET'ler ise en iyidirler. Öte yandan çizelge 1'ae yalnız ADT ve GTO'nun ters akımı engellediğini, diğerlerinin ise ters gerilime karşı seri bir diyotla birlikte kullanılması gerekliliğini belirtmekte yarar var. Ancak 2 yıl önce General Electric firması alan etkili kapı yapısıyla, Bipolar akım iletimini birleştiren ve yalıtkan-kapılı Doğrultmaç Insulated-Gate Redifler) olarak adlandırılan yeni bir öge geliştirmiştir (25). ADT ve GTO gibi yüksek akını yoğunluğunda çalışabilen bu öge Güç MOSFET'in yüksek giriş empedansına sahip olmanın yanı sıra her iki yönde gerilimi tıkayabilme yeteneğine de sahiptir (MOSFET ise ters yönde de akım geçirir). Ancak yalıtkan-kapılı Doğrultmaç'ın şimdilik anahtarlama hızı düşüktür (10/JS) ve dayanabileceği gerilim de azdır (600 V) ;

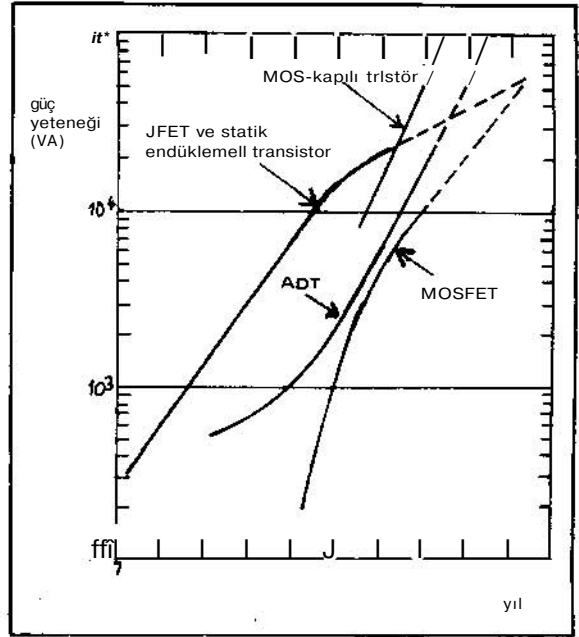
Şu ana kadar değinilen konulardan bazı genel sonuçlar çıkarılabilir:

Aşırı ani akıma dayanabilme yeteneği dışında GaAs FET diğerlerinden üstündür. Çok yüksek akım yoğunluğunda, en az sürme gücüyle ve yüksek sıklıkta çalışabilmektedir. GaAs FET'lerin üretim teknolojisi halen geliştirilme sürecindedir.

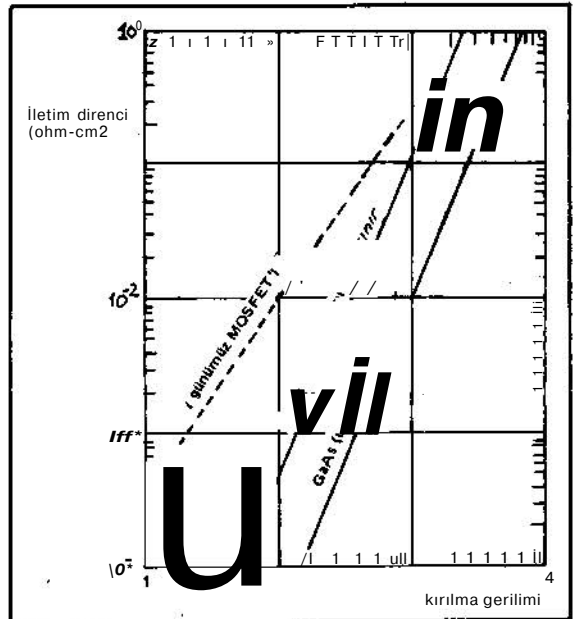
GaAs FET teknolojisinin geliştirilmesi sürecinde silisyumlu FET'ler anahtarlama kayıplarının sürekli durum kayıplarına göre önem kazanıp, arttığı yüksek sıklık uygulamalarında ağırlık kazanmaktadır.

Daha düşük sıklıklarda ise uygulama, sürme devresinin karmaşıklığı ve maliyet göz önüne alınarak Bipolar Transistor, GTO, ADT ve Güç MOSFET'i Arasında daha esnek bir seçim yapılabilir.

## 7. ÖGELERİN GÜÇ YETENEKLERİNDE GELİŞMELER



Çizim 27 : Son zamanlarda geliştirilen bazı yarı iletken güç anahtarlama ögelerinin güç yeteneklerinde gelişmeler



Çizim 28 : Güç MOSFET'in iletim direncinin kırılma gerilimine bağımlılığı

Çeşitli yarı-iletken Güç Elektronikleri ögelerinin güç yeteneklerinin 1981 yılına kadar gösterdiği gelişme veri alınarak bunların gelecek zamana göre gelişimi incelenmiş (26) ve çizim 27'de gösterilen ve bir dizi eğri-lerle anlatılan sonuçlar elde edilmiştir. Çizimde deği-

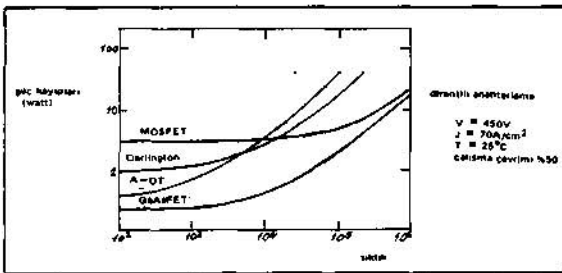
şik tür öğelerin karşılaştırılabilmesi için özgün farklılıklar en iyi düzeyde dikkate alınmıştır. Görülmektedir ki MOS Kapılı Tristör ve ADT'nin güç yeteneği hızla artmaktadır. Çünkü bu öğeler Bipolar durumda çalışmakta, dolayısıyla bu öğeler için, ön çalışma akım yoğunluğunu önemli bir biçimde etkilemeden, yüksek gerilime dayanabilecek yeni yapılar geliştirilebilmektedir.

Unipolar öğelerin ise güç yeteneklerinin çok hızlı artırılmadığı görülmektedir. Bunun nedeni daha önce değinilen ve iletim durumunda kaynak ve akaç arasında bulunan direncin öğenin bu yeteneğini sınırlamasıdır. Çizim 28'de görülebileceği gibi bu direncin azaltılması Güç FET'inin dayanabileceği gerilimi azaltmakta dolayısıyla gücü artırma bir sorun olmaktadır. Çizim 28'de günümüzdeki durum, silisyum kristal ve GaAs kristal yapının kullanılmasıyla iletimdeki direncin daha da düşeceği görülmektedir.

## 8. ÖGELERİN ANAHTARLAMA HIZI AÇISINDAN KARŞILAŞTIRILMASI

önceki bölümlerde değinilen güç anahtarlama öğeleri yüksek sıklıkta güç dönüşümü ve denetimi için yeni olanaklar sağlamaktadır. AA Motor ivme, rüz, moment, akım ve akı denetimi bu olanakların uygulamaya sokulabileceği alanlardan yalnızca birisidir. Bu uygulamalarda kullanılacak öğelerin seçiminde anahtarlama hızı-sıklık önemli bir unsurdur.

iletimde oluşan olağan kayıplar ve anahtarlama sürecinde oluşan kayıpların toplamı sıklığa bağlıdır. Çizim 29'da Güç MOSFET, Darlington Transistor, ADT ve GaAs FET'in sıklığa bağlı olarak güç kayıpları gösterilmektedir. Karşılaştırma ile ilgili bilgiler Çizim 29'da verilmiştir (27).



Çizim 29 : Dört farklı güç anahtarlama öğesinin sıklığa bağlı olarak güç kayıpları

GaAs FET görüldüğü gibi tüm silisyumlu öğelerden daha az kayıpla çalışmaktadır. Silisyumlu öğeler arasında, düşük sıklıklarda, ADT en az güç kaybına sahiptir. ADT'nin kayıpları bu sıklıklarda Darlington güç transistörün kayıplarının 1/3'ü kadar, ve aynı sık-

lıklarda MOSFET'in kayıpları ise Darlington'ların 3 katı kadardır. Ancak 13 kHz aşıldığında Güç MOSFET'i en az kayıplı eleman olmaktadır. Bu durumlarda Güç MOSFET'in en iyi seçim olduğu görülmektedir.

450 V gerilim durumunda yapılan bu karşılaştırma 100 V ve 1000 V gerilimler için tekrarlandığında şöyle sonuçlara varılmaktadır: (20-30) kHz aralığındaki uygulamalarda 1000 V'a kadar (kınımlı gerilimi göz önüne alınmazsa) Güç MOSFET en verimli öğedir. 20 kHz'in altında seçim, sıklığa ve kınımlı gerilimine bağlıdır, olmakta ve 1000 V dolaylarında ve 10 kHz altında Güç MOSFET'i verimsiz bir anahtar durumuna gelmektedir. 1 kHz altında ise GTO, ADT ve Darlington Güç Transistörü en az kayıplı öğelerdir. (1-10) kHz aralığında da GTO, ADT ve Darlington Güç Transistörü karşılaştırılabilir. Bunlar arasındaki seçim de, bulunabilirlik uygulama ağırlıklı konular gibi etkenlerce belirlenecektir. Gerilimin 500 V'a düşmesi durumunda Güç MOSFET'i (2-3) kHz sıklıkta da kullanılabilir olmaktadır.

## 9. VLST-ÇOK BÜYÜK ÖLÇEKLİ TÜMLEŞTİRME YÖNTEMİ VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ

Ticari uygulamalarda kullanılan tipik Güç MOSFET'leri 300x300 mils (7,63x7,63 mm) büyüklüğünde bir yonganın üzerinde koşut bağlanmış yaklaşık 67000 hücre sıralarından oluşmaktadır. Bu öğelerin güç yeteneklerini artırma yonganın büyütülürken aynı zamanda hücre yoğunluğunun da artırılmasını gerektirmektedir. VLST yöntemi bunu sağlayan güçlü bir tekniktir, önceki bölümlerde değinilen iletim direnci bu yolla düşürülmekte direnci düşürülmüş birimler, akımı artırma amacıyla koşut bağlanmakta ve böylece MOSFET'in güç yeteneği artırılmaktadır. Ancak çok küçük boyutlarda çalışması ve üretim sürecinin çok duyarlı oluşu aşılması güç olan sorunlar yaratmaktadır.

Ayrıca günümüzde çeşitli Güç-Tümleşik Devreleri (Power IC) de uygulama alanına girmiştir. Böylece bu Güç Tümleşik Devrelerinin MOS teknolojisiyle birleşmesi ve Mikroişlemcilerin dış dünya ile daha iyi iletişim gereksinimlerine yanıt vermek amacıyla, Philips Araştırma Laboratuvarlarında Resurf (Reduced Surface Field) teknolojisi geliştirilmiştir (28). Bu teknikle aynı yonga üzerinde hem güç öğeleri hem de birçok sayısal ya da örneksel devreler tümleştirilmektedir.

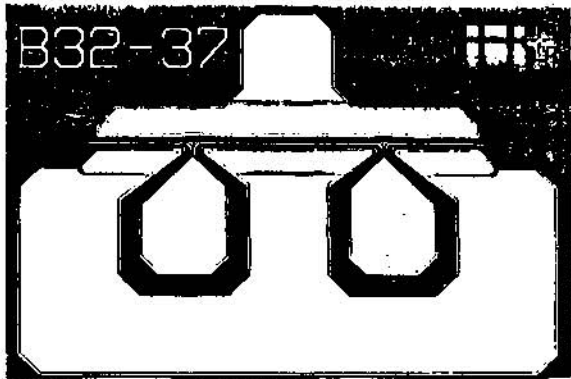
## 10. GaAs GÜÇ FET

GaAs FET'ini önemli özellikleri olduğu Çizelge 1 incelenirken belirtilmişti. GaAs FET'in mikrodalga güç yükselticilerinde kendisine önemli bir yer edinmesine karşın, güç öğelerine uygulanabilirliği yakın bir geçmişe kadar pek dikkate değer görülmemiştir.

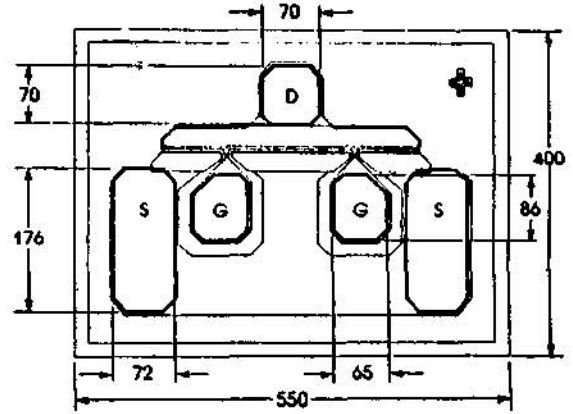
Belirli bir kınım gerilimi ve yonga büyüklüğü olan bir silisyum FET'in iletim direnci aynı koşullarda olan bir GaAs FET'e göre 12 kez büyüktür. Bunun nedeni basitçe şöyle açıklanabilir; FET'te oluşan n tipi bir bölge olduğu varsayılırsa bu bölgenin direnci diğer etkenlerin yanı sıra elektronların silisyum kristali içindeki hareketliliğine (mobility) bağlıdır. GaAs kristal yapısında ise elektronların bu hareket esnekliği daha fazla, dolayısıyla akımı taşımaları daha kolaydır. Bu nedenle aynı boyutlu bir GaAs bölgesinin direnci, silisyumdan daha az olmaktadır. Dolayısıyla Ga As kristalinin birim boyutlu bölgesi, silisyum kristalinin çok daha büyük boyutlu bölgesine (direnç açısından) eşdeğerdir. Aynı nedenle silisyum kristalin yerine aynı boyutlu GaAs kristali kullanmak sonuçta silisyum kristalini birkaç kez küçültmekle eşdeğerdir.

Değinen noktalardan dolayı aynı güç yeteneği olan GaAs FET, silisyum FET'ten 8 kez daha küçüktür. Bu daha yoğun paketlemeyi olanaklı kıldığı gibi, giriş sığasını küçülttüğü için sürme devresini de basitleştirmektedir. Ayrıca çok yüksek sıklığa çıkılması da olanaklaşmaktadır. Ancak GaAs Güç FET'i üretim teknolojisinin aşmak zorunda olduğu pek çok sorun vardır ve bu teknoloji geliştirilme sürecindedir.

Çizim 30.a'da mikrodalga yarı iletken üretiminde uzmanlaşmış firmaların arasında yeni katılmış denebilecek HARRIS firmasının 1983 yılında kullanıma sunduğu GaAs Güç FET dizisinin ilk ögesi olan HMF-0300'un kapı yapısı gösterilmiştir. Çizim 30.b'de ise ögenin boyutları, kaynak akaç ve kapı uçları görülmektedir. 9 ögeyi içeren bu dizi 14 GHz sıklığa ve 1 W güce ulaşabilecek niteliktedir. Yukarıda anılan ögeye uygulanabilecek en çok akaç, kaynak gerilimi 10 V, en çok kapı-kaynak gerilimi -6 V ve çıkılacak en yüksek oluk sıcaklığa da 180°C'dir.



(a)

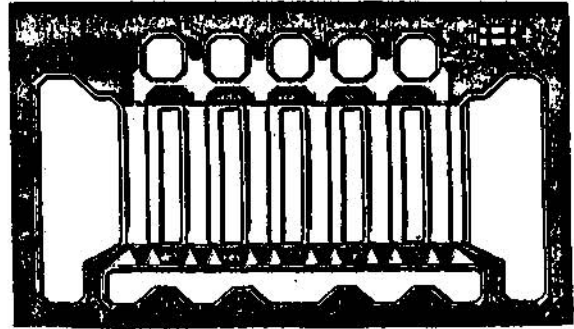


(b)

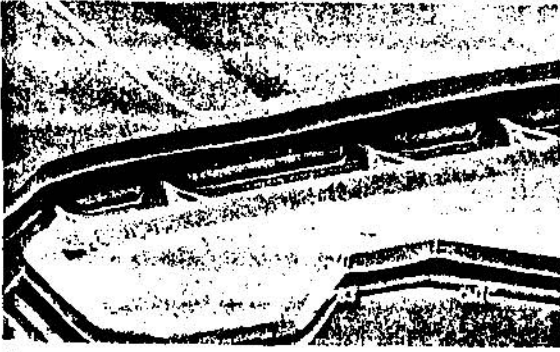
Çizim 30 : Harrisfirmasının ürettiği HMF-0300GaAs Güç MOSFET'in kapı yapısı (a) ve ögenin boyutları (b) [boyutlar mikrometre ( $10^{-6}$ m) olarak verilmiştir.]

Çizim 31 .a'da aynı serinin geliştirilmiş bir ögesi olan HMF-2400'un kapı ve kaynak yapısını gösteren bir resim, Resim 31 .b'de aynı yapının taramalı elektron mikroskopuyla yakınlştırılmış biçimi görülmektedir. Ögenin büyüklüğünü ve bağlantılarını belirtmek için aynı diziden HMF-0610'un şeması çizim 31.c'de verilmiştir.

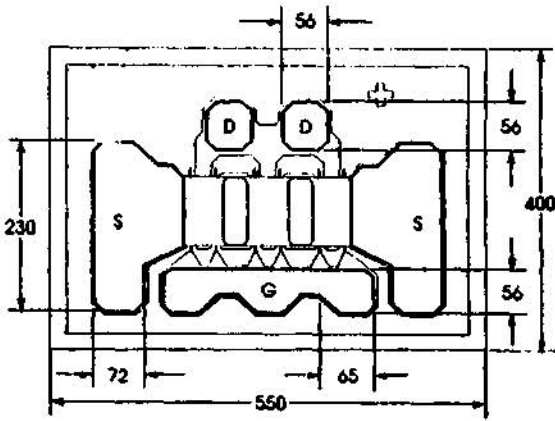
Yukarıda anılan GaAs Güç FET'ler çok hücrelerden oluşmuş bir birim değildiler. Birimlerin güvenilir koşut bağlanmasının önünde oluşan parazit endüktansların yok edilmesi gibi birçok sorunlar bulunmaktadır. Öte yandan sayısal ve mikrodalga örneksel tekniklerin birleştirilmesinden GaAs sayısal tümleşik devrelerinin yapılmakta ve kullanıma sokulmakta olduğunu da belirtmekte yarar vardır (29). Bu "melez" ögelerin örnek olarak 1.5 GHz sıklıkta çalışabilen 4 basamak öteleme kayıtlayıcıları, 2 GHz'de çalışabilen iki/dört/sekize bölen ikili sayaçlar, (3,5-4) GHz'de çalışabilen iki durumlular (flip-flop) çeşitli mantık kapıları, faz karşılaştırdılar ve oku-yaz Bellekler (RAM) gösterilebilir.



(a)



(b)



(c)

Çizim 31 : HMF-2400'ün kapı ve kaynak yapısı (a), taramalı elektron mikroskobuyla görünüşü (b) ve aynı diziden HMF-0610'un boyutları (c) [Boyutlar, mikrometre olarak verilmiştir.]

## 11. SONUÇ

öyle görülüyor ki GaAs Güç FET yalnız yüksek sıklıkta çok çekici görünen silisyumlu Güç MOSFET'in yerini almakla kalmayacak, aynı zamanda düşük sıklıkta verimli güç anahtarlama uygulamalarında yoğun biçimde kullanılan Bipolar Güç Transistorun de yerini sarsacak Güç Elektroniği uygulamalarında devrimci bir rol oynayacaktır.

Bu durumda yazı başlığındaki "Transistor mü Tristör mü?" sorusuna yanıtı, "İkisi de değil. GaAs Güç FET'i, ancak ne zaman?" biçiminde vermek gerekiyor.

## KAYNAKLAR

- (1) W.Th. Hetterscheld, "Turn-on and Turn-off Behavior of High Voltage Svitching Transistör". Philips Application Notes.
- (2) "Emitter-Switching of Power Transistors". U.S. Patent 3 781 638, Dec. 1978.

(3) D.Y.Chen and B.Jackson, "Comparison of Power Transistor Turn-off Characteristics Between Emitter-Open and Reverse-Bias Turn-off", IEEE Trans. Aerosp. Electron Syst., May. 1981.

(4) D.Y.Chen, J.P.Wolden, "Application of Transistor Emitter-open Turn-off Scheme to High Voltage Power Inverters", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol IA-18, No: 4, July/August 1982.

(5) L. Danley, "Parameter Trade offs in Power Transistor?", Proceedings of Povercon 3, Session C2, June 24, 1976.

(6) S. Krishna, P.L.Hower, "Second Breakdown for Transistors Durring Inductive Turn-off", Proceedings of the IEEE. letters, March 1973.

(7) V.V.R.Skanadore, "Methods for Utilizing High-Speed Svitching Transistors in High-Energy Svitching Environments", General Semiconductor Industries. Application Note, 1977.

(8) P.L.Hovver, D.L.Blackburn, F.F.Ottinger, S. Rubin. "Stoble Hot Spots and Second Breakdown in Power Transistors", Power Electronics Specialists Conference Record, Session 5.1, June 10, 1976.

(9) B.A.Beatty, S.Krishna, M.S.Adler. "Second Breakdown in Power Transistors Due to Aralanche Injection", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-23, August 1976.

(10) P.L.Hovver, V.G.K. Reddi, "Avalanche Enjection and Second Breakdown in Transistors", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-17, April 1970.

(11) R.W. Stokes, "High Voltage Transistor Inverters for A.C. Traction Drives", British Railways Research and Development Division, Derby-England.

(12) William Mc Murray, "Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Svitching Converters",

(13) "Field Effect Transistors in Theory and Practice", Motorola Application Note/AN-211 A.

(14) KÜ.Tiefert, D.VV.Tsang, R.L.Myers, V.LI, "The Vertical Power MOSFET for High-Speed Power Control", Hewlett-Packard Journal, August 1981.

(15) G-Kaplan, "Thyristors: Future Vvorkhorses in Power Transmission", IEEE Spectrum, Dec. 1982.

(16) VA.K.Temple, "Controlled Thyristor Turn-off for high Dioda Capability", International Electron Devices Meeting, Washington, Dec. 7-9, 1981.

(17) S.K. Ghandhi, "Semiconductor Power Devices. Physics of Operation and Fabrication Technology". Book publ. by John Wiley and Sons.London, 1977, nn. 187-262.

(18) Kishi, Kurota, Imai, Seki, "High Power Gate Turn-off Thyristors", IEEE Conf. Publ. 1 23, Dec, 74.

(19) H.Fukui, Y. Matsuda, T.Nagano, "Svitching Characteristics of a Gate Turn-off Thyristor", PCI March 1982 Proc.

(20) T. Nagano, T. Yatsuo, M. Okamura, "Characteristics of a 3000 V, 1000 A Gate Turn-off Thyristor", Conf. Record, 1981, Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc.

(21) Y.Ikeda, "Gate Turn-off Thyristor and Drive Circuit", Hitachi Review, Vol. 29, 1980.

(22) M.Honbu, Y. Matsuda, K. Miyazaki, Y-Jufuku. "Parallel Operntion Techniques of GTO Inverser Set? for Lar^c AC Motor Hrivrs", IEEE Trans. on inci. Appl., Vol.IA-19. No.2. 1483

(23) Y.A-K. Temple. "Inverter Light-Trit^cred Thyristor uıtlı Unışmc ,ırai Structure Amplifying Gate", IEEE Trans. on F.lcctron Devices, Vol. ED. 28, No. 7,July 1981.

(24) D. SÜhr. M. FiUlmann. W. Lukanz, "Recent Developments in Ligin Activated Thyristors ". IEEE Publication No. 154, Sept. 1977.

(25) M.A. Fışıhctti, "Discrete Componncts Reach for Commercial Markets". IEEE Spectrum, Jan. 1983.

(26) B.J. Baliga, "Silicon-Power Field-Controlled Devices and Intc^atcd Cricuits". Book Publ. by Academic Press., Applied Solid State Science Serrics, New York, 1981 .

(27) li.J. Baliga, "Swit^hing a lot of U^ats at High Speeds", IEKESpectrum, 1981.

(28) H.MJ.Vaes and J.A. Appels, "High Voltage High Current Lateral Devices", International Electron Devices Meeting^, 1980. Paper 4.5.

(29) W.R. U'isseman (Texas Instrument Inc.), "Ga.As Microwave and Dijital Techniques Make significant Proirress, IEFİ Spectrum, Jan. 19K1.



- Halogen
- Cıva Buharlı
- Sodyum Buharlı
- Metal Halide Ampullü

**haksar**® Armatürleri ile

\* Oto Yol \* Tünel \* Hava Alan \* Liman  
\* Şantiye \* Baraj \* Anıt ve Spor İşsisleri

aydınlatılmasında

**Türk Teknik ve Emeđi...**

**Harnamcıoğulları** ELEKTRİK SANAYİ » TteARİT AŞ."

İrtoadık Caddesi Hamamaoötu İř Han, No. 44 Karaköy - İSTANBUL  
374Ş4 - Algraf: HAKS Karaköy.İST. PK.778 Karaköy -İSTANBUL  
ANTALYA 1M:131K>-15031 TetekS: 56 262 HAKS-TR