

Yüksek Hassasiyetle Gerilim Ölçmek İçin Bir Ses Frekans Amplifikatörü Hesabı"

Yazan:

S. HARKNESS
F. S. WILKINS

Çeviren:

H. Haşmet ESEN
Y. Müh. (Turizm ve Tanıtma)

ÖZET

Bu yazıda hassas ses frekansı ölçmeleri için gerekli bir amplifikatörün spesifikasyonları ve hesaplanması incelenmiştir. «Üçlü halka» (ring of 3) tipi bir geri besleme devresi için formüller verilmiş ve uygun geri besleme teoremlerinin detaylı analizi yapılmıştır. N.P.L. (National Physical Laboratory: Millî Fizik Laboratuvarı) da temel a.c./d.c. transfer cihazları olarak kullanılan elektrostatik volfoietrelerin ölçü alanını genişleten çok kazançlı bir amplifikatör tarif edilmiştir. Bu ölçü alanında 1000 defaya kadar bir artma 30 c/s-301 kc/s frekans bandında 60 mV ile 60 volt arasındaki gerilimleri 10^{-4} mertebesinde hassasiyetle ölçmeyi temin eder.

Başlıca Semboller Listesi

- A = Amplifikatör kompleks iç kazancı
 A_m = Orta frekansta reel iç kazanç
 A_1, A_2, A_3 = Sırayla 1,2 ve 3 cü katların kompleks kazançları
 A' = Amplifikatörün geri beslemeyle kompleks kazancı
 A'_m = Amplifikatörün orta frekansta geri beslemeyle reel kazancı
 $A'h, A'i$ = Sırayla yüksek ve alçak frekanslarda amplifikatörün geri beslemeyle kompleks kazancı
(9 = Genel geri besleme katsayısı
 J_3, j_3 = Sırasıyla 1. ve 3. katlardan giriş intikal eden geri besleme katsayıları
 $t = CR$ = Amplifikatörün hakim zaman sabitesi
 n_2, n_3 = t ile çarpıldığı zaman sırayla 2. ve 3. zaman sabitlerini veren katsayılar
 Z_s = (Kaynak empedansı)
 R_s = Kaynak direnci
 C_s = Seri kaynak kapasitesi
 Z_g = Giriş tüpünün ıskara-katod empedansı
 C_g = Giriş tübünün ıskara-katod kapasitesi
 t_u = Açısal frekans

(1) GİRİŞ

N.P.L. de kullanılan standard a.c./d.c. transfer cihazı Rayner (*) tarafından plânlanmış bir elektostatik voltmetredir. Bu cihazın şebeke frekansında transfer hatası 10^4 de 1 civarında kabul edilmekte (2) ve Australian Standards Laboratory (**) de biraz değişik bir cihaz üzerinde tamamen farklı metodla yapılan ölçü bu değere uymaktadır. N.P.L. de kıyaslama transfer elemanları olarak termokupl ve termistorlar kullanmakla yapılan müteakip yayınlanmamış çalışmalar bu hatanın en aşağı 30 kc/s a kadar frekansa tabi olmadığını ve 100 kc/s a kadar 10^4 de 1 den daha fazla değişmediğini göstermektedir. Bu sonraki değişiklik cihazın rezonans frekansının ölçülmesinden ve sızan kapasite akımının meydana getirdiği gerilim düşümünden beklenebilecek fark civarındadır. N.P.L. de kullanılan cihazların çoğu 65 - 115 V. alanında kullanılmak üzere yapılmıştır ve bu limitlerde takriben 10^4 de 1, optimum 100 volt ayarında da 10^3 de 3 okuma hassasiyetine sahiptir. Yüksek gerilimler cihazın direkt alanından gerilim bölücüler vasıtasıyla ölçülmekte fakat alçak gerilimlerin uygun şekilde yükseltilmesi gerekmektedir.

Voltaj transformatörleri tamamiyle güvenilir olduğu halde geniş frekans bandlarını ve büyük oranları kaphyacak şekilde yapılmaları zordur ve meselâ bilinen standard bir direnç üzerindeki gerilimi ölçmek yoluyla akım bulmakta olduğu gibi bazı hallerde nisbeten düşük olan empedanslar hata kaynağı olabilir. Tarif edilen amplifikatör 30 c/s - 30 kc/s frekans bandında 2 ilâ 1000 arasında birçok sabit kazanç verir ve 60 volttan düşük gerilimlerin cihazın kendi hassasiyetine ulaşan ölçülerinin yapılmasını mümkün kılar.

N.P.L. de kullanılan elektrostatik voltmetrelere başarı ile uygulanabilmesi için bu amplifikatör; (a) bu frekans bandında hassas olarak istenen kazançları temin etmeli ve müteakip kazançlar oranı 1.6 : 1'i geçmemeli, (b) voltmetre ve uçların normal kapasitesi olan 15-200 pF ilk bir yüke bağlandığı zaman 120 voltluk bir çıkış gerilimi hasıl edebilmelidir.

(*) Proceedings of IJ.C.E. nln Eltim. 1960 sayısından çevrilmiştir.
(**) Avustralya Standartlar Laboratuvarı. • •

Tatbik edilen metod, Şek. 1 de gösterilen sıralamayı verecek şekilde girişte tampon ödevi gören bir amplifikatör ile birbirinden iki amplifikatörle ayrılmış iki bölücünün kullanılmasıdır.

Relatif kazançların yalnız bölücülerle tayin edilebilmesi için amplifikatörlerin çalışma gerilimi alanında yeter derecede lineer ve kazançlarının birbiriyle bağımsız olmasını temin etmek gereklidir.

Amplifikatörün tüpleri eskidikçe toplam kazanç zamanla biraz değişecektir ve bu sebepten kalibrasyon için imkân tanınmıştır. Çalışma kolaylığı ve bilhassa cihaza güveni temin için bu operasyonları minimum tutmak esas alınmış ve buna uygun olarak eskime tesirleri dışında amplifikatör kazançlarını frekansla, çıkış gerilimiyle ve kazanç konumlarıyla bağımsız kılmak için sıcaklık değişikliklerini 10^4 de 1 hassasiyetle 8 saatlik çalışma zamanında 10^4 de 1 e indirmek ilk hedef olmuştur. Bir noktada yapılan kalibrasyon kontrolü, frekans, çıkış gerilimi seviyesi ve kazancın herhangi bir bileşik konumunda performansı verecektir.

(2) AMPLİFİKATÖR ÜNİTELERİNİN PLÂNLANMASINDAKİ DÜŞÜNCELER

Üç amplifikatörün hepsi de «üçlü halka» denilen tipde geri besleme amplifikatörüdür. Bu devrenin ve diğer uygun geri besleme teoremlerinin detaylı bir analizi Bölüm (7) de verilmiştir. Toplam amplifikatörün detaylı tarifi verilmenden önce bu düşüncülerden hasıl olan bazı ilgili sonuçlar verilecek ve incelenecektir.

Esas amplifikatör ünitesinin devresi Şek. 2 de gösterilmiştir. R_t direnci üzerinde toplam p_3 geri beslemesinin tatbiki V_1 in devresinde f_t kat sayısını dahil ettiren tañ bir geri besleme halkasını meydana getirir.

$$P_1 = \frac{R_t}{R_L} \quad \text{ve} \quad \beta_3 = \frac{R_t}{(R_r + R_j)} \quad \text{iken;}$$

$$A'_1 = \frac{A_1}{1 + f_t A_j (1 - A_a)}$$

ise, $Z_1 = 0$, $Z_g = \infty$ hallerinde kazanç denklemi çok yakın olarak

$$A' = \frac{A_1 \cdot A_2 \cdot A_3}{1 + \frac{\mu_1 + 1}{\mu_1} \beta_3 A'_1 A_2 A_3} \quad (1)$$

şeklinde yazılabilir.

$(\mu_1 + D) / \mu_1$ çarpanı ihmal edilirse $\beta_3 A_1 A_2 A_3$ toplam geri beslemeden farklı «harmonik» geri beslemeyi (*) de dahil eden payda hariç olmak üzere bu ifade genel geri besleme denklemi şeklindedir.

$f_t, A_a \rightarrow 1$ olduğu zaman $A_1 \rightarrow A_j$ dir ve harmonik geri besleme toplam geri beslemenin aynı olur. Yani, eğer $A_3 \rightarrow 1$ ise $\beta_3 \rightarrow 1$ olacağından 0! tañ halkası önemsizleşir.

Z_1 ve Z_g nin sıfırdan farklı ve sınırlı olduğu daha genel durumlarda bunların kazançta tesir ettiği görülecek (Bölüm 7.1.1) ve netice olarak devrenin kararlılığı Z_1 / Z_g oranına bağılı olacaktır. Ünite 1 bahis konusu olunca kaynak empedansını sınırlamak apaçık istenmeyen bir şey olarak görülür ve ünite 2 ile 3 ün kaynak empedanslarında miktarı bilinmesine rağmen mühimsenebilir bir değişme mevcuttur. Bu yüzden devre, Z_1 teriminin tesirini asgaride tutacak şekilde dikkatle hesaplanmalıdır.

İfade (1), $A_1 A_2 A_3$ ne kadar büyük olursa olsun devre kazancını $(\mu_1 + D) / \mu_1$ den daha sabit ve lineer olmayacağı için μ_1 in aynı zamanda yüksek olmasının esas olduğunu göstermektedir. Giriş empedansı formülünün (Bölüm 7.1.2) göz önüne alınması da $p_3 A_1 A_2 A_3 \rightarrow \infty$ ise ifade (4) den $Z_{1, \text{maks}} = Z_1 + (1 + |i_1|) Z_g$ (2) yazılabileceğinden yüksek bir μ_1 gerektir. V_1 in ıskara-anod admitansı, giriş uçlarında denklemlerde hesaba katılmıyan ilâve paralel elemanlara ihtiyaç gösterecektir. Eğer V_1 yüksek bir μ_1 temin etmek için bir pentod olarak seçilirse bu admitansın tesiri azaltılabilir.

Girişlerine hassas, değişken A ve B gerilim bölücülerini bağlanmış olan 2. ve 3. ünitelere nazaran esas devrenin (giriş empedansı/frekans) karakteristiği bilhassa önem arzeder.

Devreye tatbik edilen toplam geri besleme miktarı yalnız istenen kararlılık sınırlarına değil aynı zamanda (dış kazanç/frekans) karakteristiğinin düzgünlüğüne ve amplifikatör kazancındaki değişiklikleri azaltmakta ana geri besleme bağlantısının tesirliliğini belirten F_c efektif geri beslemesine bağlıdır.

Orta frekanslarda F_c ve harmonik geri besleme sabitesi aynı olduğu halde F_c nin harmonik geri beslemeye nazaran daha büyük bir band genişliği üzerinde sabit tutulabildiği gösterilmektedir. (Bölüm 7.2). Bu miktar, geri besleme halkasının distorsiyon azaltıcı özelliklerinin bir ölçüsü olduğundan frekans limitlerinin tayininde eğer F_c kriter olarak alınırsa frekans bandının uçlarında distorsiyon artacaktır. Distorsiyonu belirli bir maksimumun altında tutmak için yeterli harmonik geri besleme tatbik edilebilirse bu ciddi bir mahzur teşkil etmiyebilir.

Aksi halde amplifikatör iç kazancı değiştikçe frekans/kazancın karakteristiği değişeceği için F_c nin istenen band içinde mühimsenecek kadar değişmemesi önemlidir.

Yukarıda belirtilen bütün faktörlere göre bir alçak ve bir de yüksek frekans devresinin faz ilerletecek şekilde yapılması avantajlı olur. V_3 ün katod çıkışlı devre özelliği neticesi V_2 ve V_8 ün zaman sabiteleri düşer ve hakim h.f. devresini V_x in yükü olarak kullanmak tercih olunur.

(3) HASSAS AMPLİFİKATÖRÜN DETAYLI HESABI

(3.1) Elemanların Seçilmesi

Geri beslemenin, halka içindeki elemanların değerlerindeki değişmelerin tesirini azaltmasına rağmen bu elemanların özellikleri ne de olsa üzerinde durulacak kadar önemlidir. Meselâ 1000 civarında geri besleme faktörleri tatbik edilmedikçe standard ticarî elemanlar performansın değişmesini her zaman tahammül edilebilir seviyede tutmaya yeterli değildirler. En ciddi zorluk ısınmadan husule gelen değişmelerin azaltılmasıdır.

Bir elemanın değerindeki değişiklikler cihaz kutusu içinde ortam sıcaklığının artması ve aynı zamanda kendi kendini ısıtması neticesi olarak ortaya çıkabilir. Sıcaklığa göre toplam değişmelerin 10^4 de 1 i geçmemesi gerektiğinden bunda her bir elemanın hissesi çok küçük oranda olmalıdır.

Tüplü devrelerdeki değişmeler rezistif elemanların herhangi bir veya birkaçındaki değişmelerin neticesi olabilir. Yük değişikliklerinde pentodun triottan daha fazla müteessir olacağı kazanç denkleminde görülebilir. Anod akımındaki değişiklikler katod ve ekran polarma dirençlerindeki değişmelerden doğacak ve tüp parametrelerindeki tesirler yüzünden kazanç değişikliklerine sebep olacaktır. Bu amplifikatördekilere benzer çalışma şartlarında ve muhtelif fonksiyonlarda bir r.f. pentodunun yapılan RdA/AdR ölçüleri anod direnci için 3/4, katod direnci için -3/8 ve ekran direnci için yaklaşık 1/50 değerlerini vermiştir. $RL ES 7r_a$ ile birlikte orta p . lu bir triod için RdA/AdR , anod direnci için 1/10 ve katod direnci için -1/10 civarında bulunmuştur. Ehemmiyeti haiz zafî ısınma yalnız anod devrelerinde görüleceği için pentodun yükü en hayati düşünce noktası olacaktır. Özel bir misâlde, anod yükü 1.5 W harcarken direncin yüzey sıcaklığı $100^\circ C$ mertebesinde ve geri besleme dolayısıyla değişmelerdeki azalma 70 olduğundan hakiki kazanç değişikliği takriben direncin sıcaklık katsayısının nümerik değerine eşit olur.

Anod ve katod devrelerinde RdA/AdR in pozitif ve negatif katsayılarının bulunuşu uygun sıcaklık katsayıları seçmekle telâfi edilebileceğini hatırlatmaktadır. Farklı devrelerde pozitif ve nega-

tif sıcaklık katsayılarına sahip rezistans maddeleri bir arada kullanılabilir. Fakat, yalnız tam uygulanmış sıcaklık kuralları değil sıcaklık artışının da orantılı olması gerektiğinden arzu edilen düzeltmenin küçük olduğu zamanlar dışında bu gibi metodların faydalılığından şüphe edilebilir. Sıcaklık artışı yeter derecede azaltılmadıkça en tatmin edici hal tarzı uygun olan yerde düşük sıcaklık katsayılı rezistif malzeme kullanmaktır. Önceki paragrafta verilen misalde $^\circ C$ başına 10^6 da 10 u aşmayan sıcaklık sabitesi arzu edilmektedir. Cabrî soğutma da düşünülmüş fakat büyük hacim, vibrasyon tesirleri gibi mahzurlarla beraber bu tip soğutma kullanmadan tabii temas soğutmasını geliştirmek ve hatta gerektiğinde özel olarak imâl edilmiş uygun eleman seçmek mümkün olduğundan bundan vazgeçilmiştir. Böylece ekran devrelerinde endüstriyel karbon dirençler ve katod devrelerinde camlı tel sargılı dirençler (RCS/111 e uygun) kabule şayan bulunduğu halde anod devreleri için özel surette direnç sarılmıştır.

Tüp kazancında bir başka değişikliğin kaynağı, kuplaj kondansatörlerinin sızma direncinde meydana gelen ve bilhassa tüp pentod ise polarmada çok ciddi değişikliklere sebep olan farkların neticesi olarak tezahür eder. İyi kaliteli $0.5 pT$ lık kâğıt kondansatörün sızma direncinin $45^\circ C$ da 3000 megohm civarına düşüp müteakip 250 volt d.c. beslemeli ve iskara direnci 1 megohm olan pentodun kazancında ısınmadan dolayı % 0.5 değişmeye sebep olduğu görülmüştür. Kâğıt kondansatörler triotlardan önce geldiği zaman yeterli olduğu halde bu tatbikat için plâstik-film kondansatörler esas alınmıştır.

Katod toprak kondansatörlerinin sızdırması da kazançta değişikliğe sebep olur. Daha fazla güvenme temini için tantalum tipleri kullanılmıştır.

Tüplerin seçiminde ana kriter lineerlik olup orta dereceli bir geri besleme ile performansın değişme hızı münasip bir değere indirilebilir. Kesilme (cut-off) durumundan önce büyük bir gerilim hasil etmemesine rağmen triod, büyük gerilim çıkışları istenen hallerde pentoddan daha lineerdir. Bir triod için r_a ne kadar küçük olursa kesilmeden önceki gerilimin de o kadar büyük olacağı aşikârdır. Daha sonra ünite 3 de olduğu gibi en çok r.m.s. gerilim istenen yerlerde çıkışta güç triodları ve diğer üniteler için ortaj/ lu voltaj - amplifikasyon triodları kullanılır. En çok distorsiyon iskanının negatif salınımında görüldüğünden istenen salınım göre çalışma gerilimi önceden ayarlanabilir. İlk katta kullanılacak bir r.f. pentodunun üstünlüğü yukarıda incelenmiştir.

Geri besleme devrelerinde veya gerilim bölücülerde ortaya çıkan kısa vadeli değişiklikler

amplifikatör kazancını doğrudan doğruya etkiler ve bu elemanların sıcaklık ve zamanla çok sabit kalması gerekir. Muhakkak surette her halde amplifikatör kazancında bir değişiklik olacağından uzun vadeli olarak da gerilim bölücülerin değişmiyen oranları göz önüne alınacak en mühim husustur. Bunların ve diğer özel dirençlerin hesaplanması ardıl bölümde ele alınmıştır.

(3.2) özel Dirençler:

Verilen bir sarğı tipinde direncin fiziksel büyüklüğü azaldıkça frekans hataları yok olmağa gideceğinden yüksek dirençli ve düşük sıcaklık katsayılı tel kullanmakla yüksek frekans dirençlerinin hesaplanması kolaylaştırılır. Özellikleri bir başka yerde (3,6) verilen dörtlü Karma ve Evanohm alaşımlarının bu hususta çok yardımları dokunur.

Bütün dirençler tel çapına göre 10 veya 20 mil (•) kalınlığındaki çıplak mika levhalar üzerine tek tabaka olarak sarılır ve direnç teli bakır uçlara sıkıca lehimlenir. Küçük çaplı teller mikanın keskin kenarlarından telin kendisi tarafından sıkıca tutulan düşük kayıplı izolasyon şeritleri ile korunur. Bir minder vazifesi gördüğü için polylene bu maksada çok uygundur da kullanılması düşük frekanslarda sınırlıdır. Halihazır yüksek sıcaklık tatbikatı için yüksek sınıflı kondansatörlerde kullanılan dokudan faydalanılır. Paralel kapasiteyi ve gerilme tesirlerini arttırmakla beraber higroskopik de olan birçok vernikler a.c. direncinde ve zaman sabitesinde değişiklik husule getirirler. Bu yüzden direncin esas gövdesi üzerine hiçbir çeşit vernik sürülmez. Küçük yabancı parçacıkların birkaç bin ohmluk dirençlerde 30 kc/s da 10^4 de birkaç birimlik hatalara sebeb olduğu görüldüğünden gayet düzgün mika kullanmak bir kere daha esas olur.

Kullanılan özel dirençler iki sınıfa girmektedir. Anod yükü olarak kullanılanların hassas olarak ayarlanmaktan ziyade değerlerini korumak ve küçük sıcaklık katsayılarına sahip olmaları istenir. Bunlar 10 mil. kalınlığında 2 3/4 in x 1/4 in ilk levhalara sarılır ve katı bakır irtibat uçları kısa kenarlara paralel olarak montaj levhasında doğruca konuma girmesi için 2 1/2 in. aralıkla çık-

rılır. Anodlar için 50 ve 300 kilohm değerlerinde dirençler kullanılır ve ° C başına, 10^6 da 15 birimden daha az sıcaklık sabitesine sahip 1 mil. ve 0.6 mil. lik Karma telinden kesit yönünde sarılırlar.

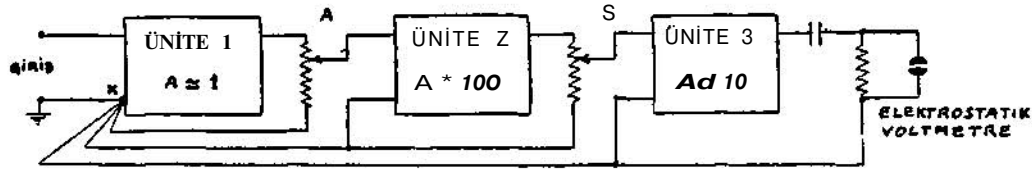
Geri kalan özel dirençler kazanç bölücülerini ve geri besleme devrelerindeki dirençlerdir.

Üst frekans seviyelerinde şöntleme tesirlerine ve anahtarlar, devre ve amplifikatör girişlerindeki kaçak kapasitelere bağlı hatalardan kaçınmak için Şek. 1 de A ve B deki kazanç bölücüler değeri olarak toplam 10 kilohmda tutulur. Bölücünün zafî ve toprak empedanslarını da hesaba katarak 30 kc/s da hatalı çalışmayacak daha yüksek değerde bir bölücü yapmanın zorluğu bu değeri için bir başka sınırlama teşkil eder.

Bu ikinci zorluk aynı zamanda R_i ve R_k gibi (Şek. 2) dirençlerden kurulmuş bölücüler olan geri besleme devrelerinin maksimum direncini de sınırlandırır ve uygun olan yerde bir direnci iki ödevi görecek şekilde yapmak daha faydalı olur. Bu yüzden Ünite 2 de bu direnç ilâve uçlara sahiptir ve B kazanç bölücüsü ödevini görür. $\hat{=} = 1$ olan Ünite 1 de $R_i = 0$ olduğundan geri besleme devresinin frekans karakteristiği uygun değildir. Fakat 30 c/s da kaybın 1×10^{-4} den az olması gerektiğinden bir kazanç bölücünün A da paralel beslenmesi pratik değildir ve bu yüzden BK 10 kilohm alınarak bu ödevi görmek üzere çok uçlu yapılır.

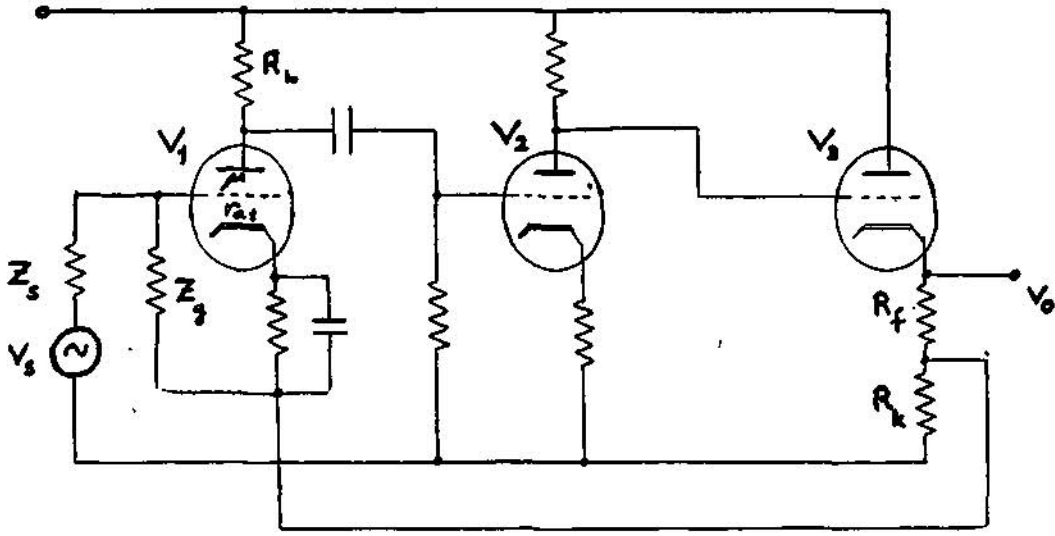
Dirençler çıkış tüplerinin doğru akımlarını da taşıdıklarından hassas bir dirence mutad olan dan oldukça daha yüksek, 1. 2. ve 3. ünitelerde sırayla 6, 8 ve 10 wattı bulan güç kaybı bu hazırlıkların istenmiyen bir neticesi olarak belirir.

Dirençler 6 inç 3/4 in. mika şerit levhacıkları üzerine sarılır ve Ünite 1 deki direncin küçük değerli kısımları hariç baştan başa No. 44 s.w.g. Evanohm teli kullanılır. Bu dirençte daha düşük değerlerin kolayca ayarlanabilmesini mümkün kılmak için No. 31 s.w.g. ye kadar muhtelif tel tipleri kullanılır ve ince ayarlar konstantan uçlar vasıtasıyla yapılır. Bu düşük direnç değerlerinde bakır bağlantıların ithal ettiği direncin beklenmedik bir şekilde sıcaklık katsayısını artırır-



Şek i - Amplifikatör "Üniteleri Dizilişi"

(•) 1 mil = 0.01 İnç = 0.0254 mm.



5e k. 2 - Temel Amplifikatör Devresi

masını emniyete almya dikkat etmelidir. Farklı tel kesitlerinin kullanılması bu direncin esas kısmının sıcaklık katsayısına verilen önemi arttırır. Bütün hallerde her dirençte sıcaklık farkları mevcut olacak ve büyük güç harcaması ile birlikte bilhassa C derecede 10^5 da 1 civarında olan No. 44 s.w.g. Evanohm'da olduğu gibi düşük sıcaklık katsayılı tellerin kullanılmasını esas tutacaktır.

Muhtelif dirençlerden çıkarılan fazla uçlar şu orandadırlar:

$$\text{Ünite 1; } \frac{1}{5}, \frac{1}{10}, \frac{1}{50} > \frac{1}{100} \text{ ve } \frac{1}{500}$$

$$\text{Ünite 2; } \frac{1}{100}, \frac{1}{3}, \frac{1}{2} \text{ ve } \frac{3}{4}$$

$$\text{Ünite 3; } \frac{1}{10}$$

Ünite 2 deki ilk ve Ünite 3 deki uçlandırmalar geri besleme bağlantıları olup hassas olarak ayarlanmazlar. Diğer uçların hassasiyeti 10^5 de ± 3 den daha iyidir.

(3.3) Besleme Kaynağı:

Yalnız yüksek frekanslar için dekopple edilmiş olan üç üniteyi 550 v. luk stabilize edilmiş bir h.t. güç kaynağı besler. Alçak frekanslarda dekopple büyük değerli elemanları gerektirir ve bunlar her bir ünitenin alçak frekans kararlılık ve karakteristiğine tesir edebilir. Bu yüzden alçak frekanslarda ortak kuplaja imkân vermeyecek

kadar düşük empedanslı bir güç kaynağı kullanılır. Yüksek frekanslarda müşterek yol bulma imkânlarını azaltmak için ortak giriş noktalarından her bir üniteye ayrı ayrı h.t. ve topraklama uçları iletilir.

Ölçü aleti 50 c/s frekanslı girişlerle kullanılacağından batman genliğini minimuma indirmek için şebeke frekansı bileşenlerini çok alçak seviyeye indirmek elzemdir. H.t. kaynağının ardında süzme bulunmadığından çıkışta 90 dB aşağıda olabilmesi için bu kaynağın vınlı seviyesinin 100 μ V civarına düşürülmesi gerekir. Tüp ısıtıcılarından doğan vınlıdan kaçınmak için de 300 V. ticari stabilize kaynak kullanılarak d.c. ısıtma tatbik edilir. Bu kaynak, 550 V h.t. kaynağının seri tüpler dışında kalan amplifikasyon bölümünü de besler. H.t. kaynağının kararlılığına ilâveten kaynak geriliminin değişmesiyle amplifikatör kazandaki değişmeleri önlemek için ısıtıcılara tatbik edilen kaynağın kararlılığı da lüzumludur.

Tatbik edilen devrede stabilizatör çıkışı ile girişten direkt bir hattı birleştiren bir negatif geri besleme halkası vardır. İki adet 83 Al referans tüpü seri olarak kullanılır ve çıkışın 1/3 oranında bölünmesini temin eder. Bu gerilim bir pentodla yükseltilir ve bir triod çiftinin bir ıskarasına iletilir. Triod çiftinin diğer ıskarası değişken bir ileri - geri - besleme yoluna bağlanır ve uygun anodan alınan gerilim seri tüpün ıskarasına geçirilir. İleri doğru yapılan geri besleme neticesi olarak stabilizatörün giriş tarafındaki empedans tesirli olarak yok edilebilir ve sıfır frekansa kadar bütün düşük frekanslarda empedans düşük tutu-

labilir. Aynı sistem aynı zamanda giriş devresinden dolayı ortaya çıkacak vınıltıyı tamamen götürür ve şebeke değışikliklerine karşı kararlılığı artırır. Geri kalan vınıltıyı azaltmak da bilhassa tüplere takılan basit elektromanyatik ekranlama ile temin edilmiştir. Gürültü seviyesi üstünde kalan diğer bütün vınıltılar şebeke frekanslı gerilimle ısıtılan seri tüpler yüzünden olur. Stabilizatördeki tüpler stabilize edilmiş d.c. kaynağından ısıtıldığı için ısıtıcıdaki değışmelerin telâfisi meselesi yoktur.

İleri yol sıfır olduğu zaman toplam kararlılık 1000 dir. İleri yol doğru olarak ayarladığı zaman kararlılık, yaklaşık olarak her bir vınıltı bileşeni 20 *JX* dan büyük ve d.c. ile 30 kc/s arasında amplifikatör girişindeki kaynak çıkış empedansı 0,1 ohmdan büyük olmayacak şekilde artar. 8 saatlik bir sürede çıkıştaki değışme % 0.1 olup amplifikatör kazancının ancak 10³ de 1 değışmesine kâfi gelir.

(3.4) Amplifikatör Üniteleri:

(3.4.1) Ünite 1 Kazanç -1

Bu ilk ünite de ana problem tam gerilim ve frekans alanlarında yeterli lineerliğin sağlanmasıdır. % 100 geri besleme tatbik edildiğinden büyük bir çevre kazancı rahatça elde edilir. Bu kazanç, ikinci kat üzerinde yalnız stabilite hususlarını kolaylaştırmakla kalmayıp bu katın ilgilendiği orjinal çevre kazancının avantajını da elinde tutan talî bir çevre tatbik etmekle 57 dB kadar düşürülür.

60 mV ilâ 60 v luk giriş alanında lineer olma hata ları orta frekanslarda 10⁵ de birkaç birim olup 30 kc/s da 10⁴ de 1 den biraz az bir miktara yükselir. Bu artış belki tamamen çevre kazancı modülünün artması yüzünden olabilir; fakat yüksek frekanslarda kapasitif yük gören giriş katından da bazı iştirakler olabilecektir.

Giriş kapasitesini düşürmek için giriş devresindeki elemanlar bağlantı terminaline blendajlı kabloya iletilmiştir. Bu C_g ızkara - katod kapasitesini arttırdığından yüksek frekanslarda giriş direncine biraz zıt bir tesir gösterir. Giriş kablosu ölçü tarafında bir ölçil ucu bulunan düşük kapasiteli bir blendajlı kablodur. Blendaj, kooksiyal giriş sistemi verecek şekilde toprağa, veya ayrı bir toprak teline ihtiyaç göstererek katoda bağlanabilir. Bu iki hal için giriş kapasiteleri sırayla 15 pF ve 2 - 3 pF dir. İkinci hal için giriş direnci 30 kc/s da yaklaşık olarak —50 megohm dur. Bütün hallerde orta frekans giriş direnci 70 megohm civarındadır.

Kullanılan tüpler, bir adet UF80 ri. pentodu ve iki adet UCC85 ri. çift triodlan ve çıkış veya katod yüklü kat için paralel 3 trioddan müteşekkildir.

(3. 4. 2.) Ünite 2 Kazanç - 100

İkinci ünite de sadece % 1 geri besleme kullanıldığından yüksek bir çevre kazancı elde etmek mümkün değildir. Çıkış gerilimi 6 ilâ 36 dB arasında değışir ve yeterli lineerlik 34 dB lik harmonik çevre kazancı ile elde edilir.

Giriş direnci düşük frekanslarda 70 megohm da 30 kc/s da —80 megohm civarı arasında değışir. Giriş kapasitesi 5 pF civarındadır.

Kullanılan tüpler Ünite 1 deki gibidir.

(3. 4. 3) Ünite 3 Kazanç - 10

Toplam geri besleme % 10 olduğundan V_i in yük direnci de büyük olmadıkça R_k (Şek. 2) göze çarpan bir talî geri beslemeye sebep olacak kadar büyüktür. Sonra, 120 v r.m.s civarında gerilimler istenen çıkış katında güç triodlan kullanıldığından harmonik çevre kazancı tekrar azalır. Birinci kattan yüksek bir kazanç elde etmek için ilk pentodun anod yükü olarak 300 kiloohm kullanılmasına imkân veren bir triod katod - çıkışlı katı ilâve edilmiştir. Bu yolla yaklaşık 38 dB lik bir harmonik çevre kazancı elde edilir.

Son tütün katodundaki çıkış gerilimi Şek. 1 de görülen RC devresiyle elektrostatik voltmetrenin uçlarına tatbik edilir. Voltmetre r.m.s. gösteren bir ölçü aleti olduğundan uçlarında göze çarpacak herhangi bir doğru gerilimden kaçınılmalı ve alçak frekanslar 30 kc/s a kadar ihmal edilebilir hata ile nakledilebilmelidir. Bu yüzden RC çarpımının büyük olması icabettiği halde bu husus kondansatörün d.c. sızdırmasından doğacak hatalara sebebiyet verebilir. 2 [^]F ve 220 kiloohm kullanılarak bir orta yol seçilir. Bu sistemin sonucu olarak alçak çıkış empedansı avantajı kaybolur ve paralel yüklemeye dolay amplifikatör çıkışı voltmetre uçlarında aksi tesir görülür. İlâve her 200 pF yükleme için bütün frekanslarda 10⁴ de 1 aşikâr kazanç düşmesi ortaya çıkar.

Geri besleme direncinin orta uçlarına paralel bağlanan devrelerle toplam kazanç tam 1000 olacak şekilde kazanç ayarlama imkânı sağlamıştır.

Bu ünitenin giriş direnci alçak frekanslarda 140 megohm da 30 kc/s da 100 megohm arasında değışir. Giriş kapasitesi 5 pF civarındadır.

Kullanılan tüpler, bir adet UCF80 r.f. triodpentodu ve iki adet UL84 güç triodlarından ibarettir.

(3. 5) Konstrüksiyon Detayları:

Güç kaynağı ve amplifikatör ünitesi birincisi yer seviyesinde diğeri masa seviyesinde olacak şekilde müşterek hareketli bir taban üzerine monte edilmiş ayrı üniteler meydana getirirler. Amplifikatörü yerinden çıkarıp çalışılan yere getirmek için kâfi bağlantı uzunluğu temin edilir.

Her üç amplifikatör ünitesi ayrı ayrı yapılır ve üç tane ekranlanmış düşey bölmesi olan tek bir şasiye yerleştirilir. Tüpleri en üste monte etmek ve her bölme içinde yukarı doğru hava akımına imkân vermek suretiyle verimli bir vantilasyon temin edilir. Gerilim bölücüler ve geri besleme dirençleri gibi en önemli elemanlar elektrostatik olarak ekranlanmış ve havalandırılmalı kutular içinde en alta konur. Geri kalan amplifikatör elemanları bu kutuların üstünde ve tüpler hattının altında iskelet montaj şeritleri üzerine monte edilir. Giriş ıskara devresinde seramik izolasyonlu terminal şeridi ve bütün tüpler için p.t.f.c. tipinde tüp soketleri kullanılır.

Sızmalar vınıltı geriliminin artmasına sebep olabildiği için güç kaynağında da yüksek sınıflı izolasyon maddesi kullanmak gerekir.

(3. 6.) Kalibrasyon Devresi :

Kalibrasyon, gerilim bölücüdün amplifikatör kazancının ters oranında bir gerilim türetmek suretiyle yapılır. Bölücü girişi ve amplifikatör çıkışı iki elektrostatik voltmetreye tatbik edilir ve kazanç nominal olduğu zaman eşit sapmalar temin edildiği görülür. Kaynaklar kâfi derecede durgun ise gerilimler sırayla aynı voltmetreye tatbik edilebilir.

Bütün kazançlar alanı üç adet orta uçlu bölücü vasıtasıyla tarandığından herhangi bir alanda ve band içindeki herhangi bir frekansta kalibrasyon yapılabilir. Tek bir alanda yapılan kalibrasyon diğerlerine de kâfi derecede şâmil olduğu halde ölçü aletinin çalışmasına başarı ile devam ettiğine emin olmak için tamamen bağımsız kontroller yapmak üzere imkânlar tanımak ne de olsa esastır olur.

Kalibrasyon bölücülerinin yapısı amplifikatörün kendi içindeki bölücülerin yapısına benzer.

Topraklamanın yalnız topraklı giriş kablosuyla ölçü devresinin bağlantısında yapılması esastır. Eğer birçok bakımlardan istenmiyen bir şekilde Şek. 1 deki toprak telinin alete bağlandığı x noktası topraklanırsa giriş toprak hattı üzerinde ölçü devresinden toprak akımı çekilecek ve frekansa, alet alanına ve ölçü devresinin durumuna bağlı hatalara sebep olacaktır.

3. 7) Performans:

100 volt çıkış, 1 kc/s frekans ve x 1000 alanında nominal kazanç ayarlandıktan, sonra sistem değerleri aşağıdaki gibidir.

Kazanç; 1' kc/s da, bütün alanlarda $\frac{x \cdot 10^{-4}}{j \cdot T}$
 Frekans karakteristiği; 30 c/s -10 kc/s,
 bütün alanlarda $j \cdot 1$
 Frekans karakteristiği; 30 c/s - 30 kc/s,

bütün alanlarda $j \cdot 2$
 8 saatlik çalışmada ısınma değişikliği (ilk 5 dakikalık ön ısınma hariç) $f \cdot 1$
 100 saatlik aralıklı çalışmada kazanç sabitliği $- 2$
 60 volt ve 120 volt çıkışlar arasında kazançta değişme $j \cdot 1$
 Şebeke değişmelerinden husule gelen ihmal edilebilir.

Bu değerler 3 sene içinde 500 saatlik bir çalışma esnasında aşılmamıştır.

(4) SONUÇLAR :

Burada elemanların seçilişine dikkat etmek şartıyla sabit devreler ve orta dereceli geri besleme kullanılmak suretiyle çok sabit performansa sahip çok kazançlı bir amplifikatörün yapılacağı gösterilmiştir. Modern direnç malzemeleri kullanılmaksızın mevcut hesaplamayla ısınma ve frekans karakteristiği hususlarının her ikisine göre yukarıdakine eşit performansın elde edilebilmesi mümkün değildir.

Bu tüplü amplifikatörün, N.PI+ de kullanılan bir tip hassas elektrostatik voltmetrenin hassasiyetini veya frekans karakteristiğini fazlaca daraltmadan duyarlılığını arttırmak için başarılı bir vasıta olduğu isbatlanmıştır.

Cihazın ve yapılması için harcanacak emeğin zafî değeri yüksek olduğundan komple olarak tüpleri sık sık değiştirmek doğru olur. Böylece bin saati aşmayan çalışmadan sonra tüpleri değiştirmekle özelliklerde ancak çok küçük bir bozulma beklenebilir.

(5) TEŞEKKÜR.

Yukarıda izah edilen çalışma National Physical Laboratory araştırma programının bir kısmı olarak yapılmış olup bu yazı Laboratuvar Müdürünün izni ile yayınlanmıştır.

(6) REFERANSLAR:

- (1) Rayner, E.H.: «A Precision Form of the Kelvin Electrostatic Voltmeter.» Journal I.E.E., 1921, 59, p. 138
- (2) SPILSBURY, R.S.J., and FELTON, A.: «The Electrostatic Voltmeter as a DC/AC Transfer Instrument». Journal I.E.E., April 1942, 89, Part II, p. 129
- (3) SMITH, W.E., and CLOTHIER, W.K.: «Determination of the D.C./A.C. Transfer Error of an Electrostatic Voltmeter». Proceedings I.E.E., Paper No: 1686 M, October, 1954 (101, Part n, p. 465).

- (4) DUERDOTH, W.T.: «Some Considerations in the Design of Negative Feedback Amplifiers», Proceedings I.E.E., Paper No: 851 R, May 1950 (97, Part m, p. 138).
- (5) ARNOLD, A.H.M.: «Nickel - Chromium - Aluminium - Copper Resistance Wire», Proceedings I.E.E., Paper No: 2084 M, July 1956 (103 B, p. 439)
- (6) DEAN STARR, C, and WANG, T.P.: «The Electrical Characteristics of a Nickel - Chromium - Aluminium - Copper Resistance Wire», Proceedings I.E.E., Paper No: 2398 M, September 1957 (104 B, p. 515).
- (7) LANGFORD SMITH, F.: «Radio Designers' Handbook» (Ilfie 1953), p. 496.

(7) İLÂVELER:

(7. 1) Devre Analizi:

Kazanç ve giriş empedansının tayini için eş devre Şek. 3 de gösterilmiş, giriş empedansının çıkarılması için devre verilmemiştir.

(7. 1. 1) Amplifikatör Kazancı

Amplifikatör kazancının tam çözümü oldukça hantaldır, fakat çok küçük bir hata ile pratik olarak aşağıdaki şekilde yazılabilir;

$$A'_{\approx} = \frac{A_1 A_2 A_3}{1 + P + Q + R + S \beta_3 A_1 A_2 A_3} \quad (3)$$

burada; $A_1 = \frac{\mu_1 R_L}{r_1 + R_L + R_k}$ $\beta_1 = \frac{R_k}{R_L}$

$$A_3 = \frac{\mu_3 (R_k + R_f)}{(\mu_3 + 1)(R_k + R_f) + r_{a3}}$$

$$P = \frac{Z_s}{Z_g} (\beta_3 A_1 A_2 A_3)$$

$$Q = \frac{(1 - \beta_1 A_1) R_k}{Z_g} \quad \beta_3 = \frac{R_k}{R_f + R_k}$$

$$R = \beta_1 A_1 (1 - \beta_3 A_3)$$

$$S = \hat{i} \frac{\mu_1 + 1}{\mu_1}$$

R ve S terimlerinin önemine Bölüm 2 de işaret edilmiştir. P terimi Z_s / Z_g kaynak empedansının tesirini gösterir. Eğer amplifikatörün C_s giriş kapasitesi mevcutsa bu Z_s e dahil edilebilir. Alçak frekanslarda $Z_s // C_s$ faktörü $(R_k + 1/C_s) / R_g$ olur ki bu C_s, R_g zaman sabitesinden dolayı bir zaman sabitesi hasil eder. Bu durum kararlılığa aşağı yukarı $A_1 A_2 A_3$ amplifikatör kazancına bir başka zaman sabitesi eklemeye eşit bir tarzda etki eder. R_s i artırmak bu tesiri azaltır ve kararlılığı düzeltir.

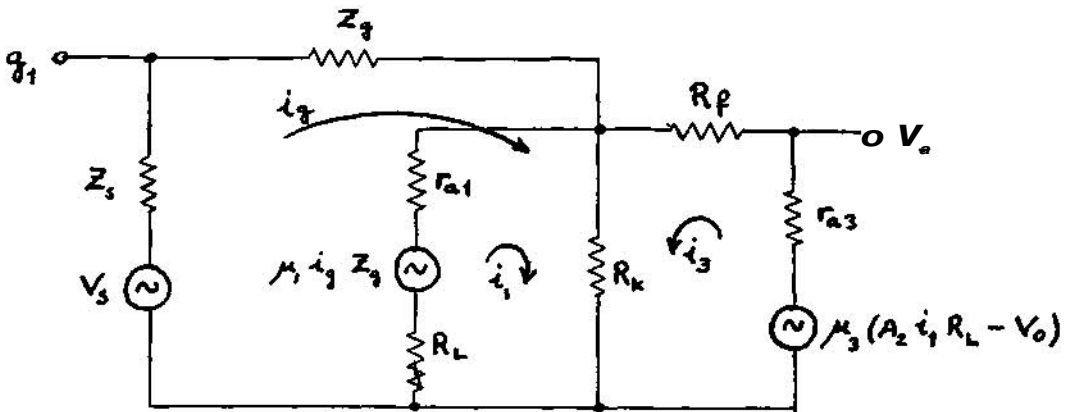
Yüksek frekanslarda $(Z_s / Z_g) = j\omega C_s Z_s$ olur ve kararlılığa aksi tesir yapmakla kalmayıp Z_s ile direkt olarak değişir. Burada C_s, Z_g nin paralel bileşenidir. Bu yüzden giriş kısa devre iken kararlı olan bir amplifikatör girişine bazı empedanslar bağlandığı zaman osilasyon yapabilir. Z_s in değiştiği hallerde bu terimin tesiri asgarileştirilmelidir ki bu da en iyi şekilde amplifikatördeki esas zaman sabitesini mümkün olduğu kadar çok arttırmakla olur.

(7. 1. 2) Giriş ve Çıkış Empedansları

Giriş ve çıkış empedansları yaklaşık olarak :

$$|Z_i| = Z_g \frac{A_1 A_2 A_3}{1 + \beta_3 A_1 A_2 A_3 / \mu_1} \quad (4)$$

$$Z_o = \frac{r_{a3}}{\mu_3 A_3 (1 + \beta_3 A_1 A_2)} \quad (5)$$



Sek. 3- Amplifikatör- Eş Devresi

Geri kalan frekanslarla giriş empedansının değişmesi ifade (4) deki A_1 , A_2 ve A_3 kazançlarını devrelerin zaman sabiteleriyle ifade etmekle hazırlanarak elde edilebilir. Çarpma esnasında negatif gerçel miktarların görünmesi neticesi olarak giriş empedansının rezistif bileşeni sonsuza yükselir ve daha sonra gittikçe azalan negatif değerler alır. Bu tesirin kısmî olarak düzeltilebilmesi girişe paralel bir RC kolu bağlamakla temin edilir.

Kazanç devrelerinin zaman sabiteleri iyi geçirilirse R_1 nin telâfi edilmemiş değerinin sonsuz olduğu frekans $p_m A_m$ le bağımsız ve esas kazanç devresi ile ıskara devresi zaman sabitlerinin çarpımıyla hemen hemen doğrudan doğruya bağımlı olmaya yönelir. Böylece, R_1 nin maksimum değeri kararlaştırıldıktan maksimum işe yarar frekans C_2 'nin azaltılabileceği miktarla sınırlanmış olur.

(7. 2) Efektif Geri Besleme:

Geri beslemenin tatbikiyle geri besleme halkası içinde kazanç değişikliklerinin azalma miktarına efektif geri besleme denir, ve F_c ile gösterilir. Böylece;

$$F = \frac{dA/A}{|dA'/A'|} = \frac{dA_{to}/A_{to}}{|dA'/A'|} \quad (6)$$

Genel geri besleme denkleminde iç kazanç A yi orta frekans kazancı A_m ve devre zaman sabitleri cinsinden yazabiliriz. Böylece, T , $n_2 T$ ve $n_3 T$ gibi üç zaman sabiteli, P nin gerçel ve negatif olduğu bir sistemde yüksek frekanslarda

$$A' = \frac{A_m}{(1+j\omega\tau)(1+j\omega n_2\tau)(1+j\omega n_3\tau) + \beta A_m} \quad (7)$$

olur.

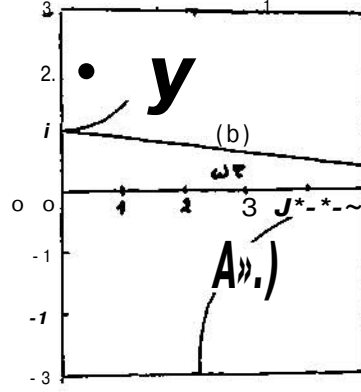
Denklemi açıp gerçel ve sanal terimleri ayırdıktan sonra A' denklemi yazılabilir ve türevini almak $j dA'/d\omega$ i verir.

$$\text{Buradan çıkan formül } F_c = 1 + K(3A_m) \quad (8)$$

olup burada,

$$K = \frac{1 - \omega^2 \tau^2 (n_2 + n_3 + n_2 n_3) + \beta A_m}{1 + \beta A_m + \omega^2 \tau^2 [(1 + n_2^2 + n_3^2) - \beta A_m (n_2 + n_3 + n_2 n_3)] + \omega^4 \tau^4 (n_2^2 + n_3^2 + n_2^2 n_3^2) + \omega^6 \tau^6 n_2^2 n_3^2} \quad (9)$$

Frekans, ωT^2 li terimlerin Eatsayılılarıyla tayin edilen bir hızda arttıkça K nin orta frekanslarda bir birim kadar olan genliği de değişir. Şek. 4 de görüldüğü gibi bazı şartlar altında orta frekans değerinden düzgün olarak düştüğü halde diğer hallerde sonsuza ulaşır sonra negatif olur.



Şek 4-- 'K' m Frekansla Değişimi

$$(a) \beta A_m = 70, n_2 = \frac{1}{40}, n_3 = \frac{1}{4000}$$

$$(10) \beta A_m = 25, n_2 = \frac{1}{50} = n_3$$

$\omega\tau = 1$ noktası, $|\beta A|$ nin 3 dB düştüğü frekansa fa kabul eder.

Yukarıdaki analizde hakim zaman sabitesi bir faz ilerleme devresi ile değiştirilirse K nin değeri belirtilen her frekansta devreyi eşdeğer bir RC devresine dönüştürmekle elde edilebilir. $R_1 C_2 = T$ koyarak terminaler arası empedans Şek. 5 de verilen notasyonla:

$$Z = \frac{a_\omega R_1}{1 + j\omega\tau_\omega} \quad (10)$$

olur. Burada,

$$a_\omega = 1 - \frac{\omega^2 \tau^2 y}{1 + \omega^2 \tau^2 y(1+y)} \quad (11)$$

ve

$$\tau_\omega = \tau(1+x) \left[1 - \frac{(M-x+y)\omega^2 \tau^2 y}{(H-x)[1 + \omega^2 \tau^2 y(1+y)]} \right] \quad (12)$$

En normal hal olarak $y \ll 1$ ise,

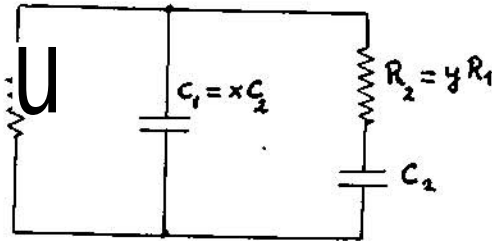
$$\tau_\omega \approx \tau(1+x)a. \quad (13)$$

İfade (10) dan kazancın \hat{a} ile çarpıldığını not ederek devredeki diğer zaman sabitelerini de-r cinsinden ifade edersek :

$$K = \frac{3\hat{u} > ri - (1)^2 \hat{u} \wedge n_2 + n_3}{1 + a_m \beta A_m + \omega^2 \tau^2 \omega [1 - a_m \beta A_m (n_2 + n_3)] + \omega^2 \tau^2 (n_2^2 + n_3^2 - n_2 n_3 a_m \beta A_m) + \omega^4 \tau^4 \omega (n_2^2 + n_3^2) + \dots}$$

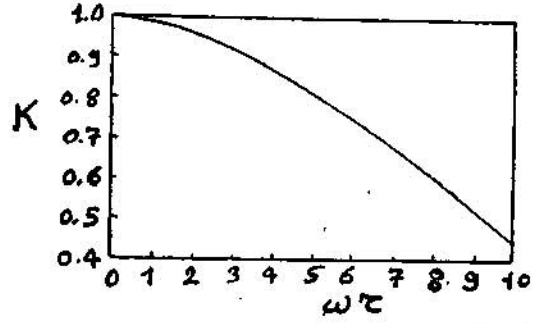
Verileni, n_2 ve n_3 değerleri için K önceden İfade (9) da verilen değer düşmesine nazaran frekans arttıkça şimdi İfade (14) de görüldüğü gibi daha hızlı düşecektir. Diğer taraftan, faz ilerletici devrenin kullanılması verilen bir kararlılık marjı içinde gerekli hakim zaman sabitesi T nun değerini azaltacağından her iki benzer haldeki düşmeler farklı olmayabilir. T nun azalmış değerinin bir neticesi olarak halka kazancının modülü frekansla daha hızla düşer ve böylece verilen bir frekans badında distorsiyonun değişmesini azaltır.

Bölüm (3. 4. 1) de tarif edilen birim kazanç amplifikatöründe aşağıdaki değerler mevcuttur; $\beta A_m = 700$, $x = 1/20$, $y = 1/80$, $n_2 = 1/100$, $n_3 = 1/20000$. K ise Şekil (6) da görüldüğü gibi değişir, a , $T = 1$ halı 7500 c/s da görülür ve $|pA|$ da 3 dB lik bir kayıba tekabül eder. 30 kc/s da $|pA|$ 112 dB kadar düşmüş olduğu halde K nın azalması ihmal edilebilecek seviyededir.



Şek.5"- F_z --iler-İ<t>ci Devre

Bir eşdeğer devre için alçak frekanslarda F_c nin değeri kolayca elde edilir. Pratikde ekran ve katod kondansatörlerinin mevcudiyeti dolayısıyla alçak frekans devresi daha karışıktır. Azalan frekans için F_c halâ $|3A|$ dan daha yavaş düşmekte devam ederse de bu ilgi bahsedilen amplifikatörlerde lüzumlu frekans karakteristiğini elde etmek için alçak frekanslarda $|pA|$ yi- sabit tutmanın gerektiği yerlerde ancak küçük miktarda tesirli olur.



Şek. 6 - K / omega tau graf < 5^i

(7.3) Frekans Karakteristiği:

Halihazır amplifikatörde çalışma bandı üzerinde 10^4 de 1 kadar düzgün bir frekans karakteristiği istenir. Bir gerilimin efektif (r.m.s.) değerini dalga formuna bağlı olmaksızın ölçmek için çalışma bandının dışında da oldukça düzgün bir karakteristik sağlamak gereklidir. Bu ikinci şart, birincinin sağlanmasından sonra gelmek durumundadır.

Dizayn problemleri frekans bandının iki ucunda birbirinden oldukça farklıdır. Yüksek frekans ucunda görünen bileşenleri ihtiva eden kazanç denklemi basit olabilir, fakat bu halde görünmeyen bileşenlerden dolayı alçak frekans ucunda belirleyen hatalar ortaya çıkabilir. Yüksek frekanslarda karakteristikteki küçük düzeltmeler kolayca yapılabildiği halde alçak frekanslarda fizikî olarak büyük elemanlara ihtiyaç gösterme temayülü vardır.

Hakiki hatalar istenen frekans sınırlarında kabul edilebilir. hataları aşabileceğinden optimum hesaplamanın maksimum düzgünlük haline tekabül etmesi şart değildir. Tatbikatta bandın yüksek frekans ucunda yüksek frekans tepelerinden kaçınılacak bir hesaplamayı kolaylaştıracak şekilde bir miktar düzeltme imkânı bırakmak uygundur.

Bir önceki bölümde incelenen iki basit zaman sabiteli ve bir faz ilerletici devreli devre için a_m ve T ay eskisi gibi iken,

$$\hat{A}_b = \frac{\omega (1 + j\omega\tau n_2)(1 + j\omega\tau n_3) + \beta A_m}{1 + \beta A_m}$$

yazabiliriz. Buradan,

$$(15)$$

$$\left| \frac{A'_{m2}}{A'_{h1}} \right|^2 = 1 + \frac{(1/a_{\omega}^2)(1 + \omega^2 \tau_{\omega}^2)(1 + \omega^2 \tau^2 n_2^2)(1 + \omega^2 \tau^2 n_3^2) - (2\beta A_m/a_{\omega})[\omega^2 \tau \tau_{\omega}(n_2 + n_3) + \omega^2 \tau^2 n_2 n_3 - 1 + \tau \omega] - 1}{(1 + \beta A_m)^2} \quad (16)$$

Eğer $|A'_m/A'h|$ bire yakınsa, birden kayma miktarı yani $\sqrt{|A'_m/A'r|}$ sağ taraftaki terimin çok yaklaşık olarak yarısıdır.

Eğer $y \ll 1$ ise pozitif ve negatif terimleri ayırdıktan sonra ifade (13) yoluyla,

$$A \left| \frac{A'_m}{A'_r} \right| = \frac{\left[\frac{1}{a_{\omega}^2} + \omega^2 \tau^2 (1 + x^2) \right] (1 + \omega^2 \tau^2 n_2^2)(1 + \omega^2 \tau^2 n_3^2) + 2 \frac{\beta A_m (1 + a_{\omega})}{3(0)} - 2pA_m V(1+x) \dots (n_2 + n_3) + \frac{\omega^2 \tau^2 n_2 n_3}{\tau \omega} - 1}{2(1 + \beta A_m)^2} \quad (17) \text{ yazabiliriz.}$$

Eğer $y = 0$ yapmakla faz ilerletici devre tek zaman sabiteli bir devreye çevrilirse, $a_{\omega} \gg 1$ ve $T = (1 + X)$ olur. İfade (18) in paydasının artı kısmı yüksek frekans kazancını azaltacak şekilde iş görür ve faz ilerletici devreye ait esas rolü oynar. Faz ilerletici devrenin esas görevi kararlılığı temin ve karakteristikteki tepe değerleri asgariye indirmek için çalışma bandından uzak frekanslarda faz/genlik karakteristiğini şekillendirmek olduğu halde çalışma bandı içindeki müdahalelere de tesirli olabilir. Hasıl olan karakteristik frekansla bir düşüş göstermezse ve orijinal hata oranı % 0.1 i geçmezse geri besleme orta uçlarına serî bir RC devresi bağlamakla oldukça hassas düzeltmeler yapılabilir. Şayet $p > 1$ ise bu metod kabil-i tatbik değildir.

Geri besleme direncinin muhtelif farklı kazançları temin için çıkış üzerinde ilâveten çok uçlu bir bölücü gibi kullanıldığı yerlerde, çeşitli kazanç pozisyonlarında frekans karakteristiğinin bozulmaması gerektiğinden geri besleme devrelerinde sadece küçük düzeltmeler yapılabilir. Halbuki kaskatlanmış birkaç amplifikatör için teker teker düzeltme yapılmasına ihtiyaç yoktur. Daha karışık bir faz ilerletici yapı kullanarak, meselâ yi bir frekans değişkeni yapmakla kazanç/frekans karakteristiğinin daha da iyileştirilebileceği mümkün görülmektedir.

Bölüm (3.4) de anlatılan amplifikatörlerin kazanç/frekans karakteristiklerinin en kötü hal için düzeltmesiz olarak en yüksek frekansta % 0.1 düşmenin mevcut olduğunu gösterir. Hesaplanan değerler 10^4 de birkaç birim içinde, ölçülen değerlere uymaktadır. Uygunluk şartıacak kadar iyi olduğundan sıçrama kapasitelerini hesaba almıya lüzum yoktur.

Benzer bir analiz alçak frekanslarda da yapılabilir. Her kat için, kuplajlarla birlikte katod ve

ekran kondansatörlerini de içine alan bir çözüm oldukça ilgi çekicidir. Minimum 30 c/s için, bu frekansta kuplaja bağlı olan hataların ekran ve katod kondansatörlerine bağlı olanlardan daha az olması için kafi derecede büyük kuplajlar kullanmak pratik olur.

Ekran ve katod baypas kondansatörleri yokken devre T ve $n_2 T$ olmak üzere iki zaman sabitesine indirgenir. Burada t hâkim ve bu yüzden daha küçük olan zaman sabitesidir. Orta frekanslardakine benzer bir analizle,

$$A \left| \frac{A'_{\omega}}{A'V} \right| = \frac{(H - \frac{1}{\omega^2 \tau^2}) (1 - \frac{1}{\omega^2 \tau^2 n_2^2}) - 2 \frac{(1 + \beta A_m)}{\omega^2 \tau^2 n_2} - 1}{2(1 + \beta A_m)^2} \quad (18)$$

Misal olarak $\beta A = 50$, $T = 0,1$ sn. ve $n_2 = 5$ alalım. 30 c/s da hata kabaca 1×10^{-5} olur. Bu yüzden en önemli dizayn problemi ekran ve katod devreleri için yeterli baypas temin etmektir. Faz ve genlik arasındaki bağıllık tüp ve devre parametrelerine dayandığı için genel bir hesaplama tarzı bulmak zordur. Eğer kuplaj kondansatörleri dışında devrenin kazancı standard formüllerden (1) hesaplanarak en düşük frekansta,

$$A_{\omega} = A_{-m} \frac{a + j b}{c + j d} \quad (19)$$

olarak gösterilirse; (20)

$$\left| \frac{A'_{\omega}}{A'_{\omega}} \right| = 1 - \frac{c^2 + d^2}{a^2 + b^2} - 1 + 2pA_m \left[\frac{ac + bd}{a^2 + b^2} \right] \quad (20)$$

yazabiliriz.

$|A'_m/A_j|$ birim civarında olduğu zaman kayma yine sağ taraftaki terimin, yarısıdır. Kazanç denklemindeki muhtelif terimlerin birbirlerine

göre önem dereceleri bir tetkikle açıkça ortaya çıkar ve ekran ve katod devreleri zaman sabitelelerinin uygun olarak seçilmesiyle a, b, c ve d katsayıları $|A'm/Aj|$ nin birimden kayması kafi derecede küçük olacak şekilde ayarlanabilir. Hâkim kuplaj zaman sabiteli devreden gelen ilâve kayıplar, değerlerin daha da ayarlanmasının arzu edilmediğini kontrol için kazanç denkleminde dahil edilebilir. Çalışma bandında kazanca maddî olarak tesir etmeden stabilite, hâkim kuplajı bir faz-ilerletici devre olarak yapmakla daha iyi bir hâle getirilir.

YUKARIDAKİ YAZI ÜZERİNDE GÖRÜŞLER (*)

Mr. A. C. LYNCH : İzah edildiği şekilde kullanılması için bu amplifikatörün bazı sıkı şartları karşılaması gerekir. Bu metod yerine standard elektrometreyi, gösterebileceği kadar büyük bir gerilimin bir potansiyometre üzerinde bölünmesiyle hasıl olacak gerilimi bilinmiyen gerilimle karşılaştıracak bir sıfır göstericisi (null itfdicator) gibi kullanmakla dizayn problemi kolaylaştırılmaz mıydı?

Mr. A. COOPER: Messrs. HAKKNESS ve WILKINS'in makalesinde giriş terminallerine amplifikatör geri beslemesi, V_j katod direnci-ıs-kara direnci yoluyla tatbik edilmiştir. Bu sebepten yazarların işaret ettiği gibi sürme empedansı performansı etkiler. Şayet bu empedans yeteri kadar endüktif ise self-ossilasyonlara sebebiyet verebilir ve hattâ daha da ciddî olarak üzerindeki gerilimi değiştirecek kadar kendisi de tesir altında kalabilir.

Burada 1 mV - 300 volt ve 5 c/s - 100 kc-s bandlarını kaplıyan ticarî bir hassas voltmetrede kullanılan bir lâmbalı köprünün geliştirilişine ait detayları vermek isterim.

Şek. A da AT₁ band anahtarı G, amplifikatörü tarafından kabul edilen gerilim alanını bir dekada limitler. AT₂ ondalık gerilim atenüatörü minimum % 0.1 ayarlama hassasiyeti temin ederek

bir dekadı dört ayrı skala ile tarar. Bu cihaz tam bir r.m.s. indikatörü olan lâmbalı köprüye ikaz veren G₂ amplifikatörünü besler. Köprü aynı zamanda doğru akımla da beslenir ve a.c. işaretini r.m.s. (ısıtıcı) değeri, artı, d.c. seviyesi önceden tesbit edilmiş bir seviyeye ulaşınca dengeye gelecek şekilde tutulur. Doğru akımın mevcudiyeti, denge için frekansa bağlı olmayan yüksek duyarlıkta bir ışıklı galvanometre kullanmayı mümkün kılar.

Toplam 3.0579 volt r m s. gerilimin vasıtalı olarak üç adet Weston standard piliyle birlikte standardizasyonu mümkün kılmasına rağmen doğru akım denge üzerinde % 2 tesir yapacak şekilde 3 volt a.c. ve 0.59 volt d.c. olarak seçilmiştir.

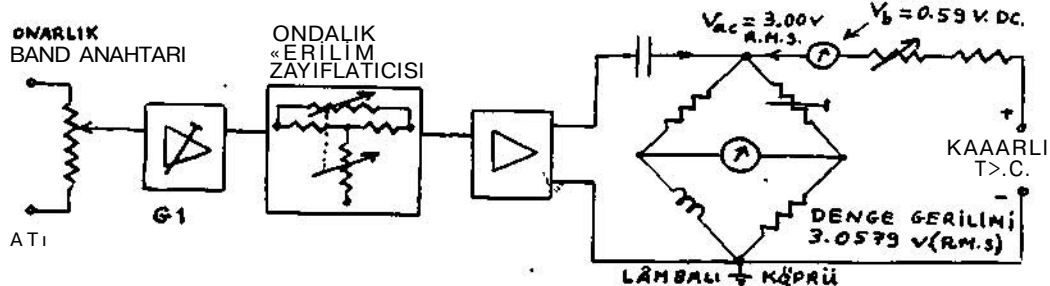
Köprü daha sonra 100.00 mV ta kadar bölünmüş kararlı bir a.c. kaynağını 3 volta stabilize etmek için kullanılır ve G₁ amplifikatörünün kazancını ayarlamakla sistemi standardize etmek için sistem girişine tatbik edilir.

Bütün gerilimlerin geniş bir band üzerinde % 0.05 i geçmiyen hatayla ve % 0,01 ayrımla ölçülmesi kolayca temin edilebilir.

Dr. T. G. HAMMERTON : Messrs. HAKKNESS ve WILKINS'in makalelerinde Bölüm (4) de şu umulmadık ifadeyi görüyoruz:

«Cihazın ve yapılması için harcanan emeğin zafî değeri yüksek olduğundan komple olarak tüpleri sık sık değiştirmek doğru olur. Böylece 1000 saati aşmayan bir çalışmadan sonra tüpleri değiştirmekle özelliklerde ancak çok küçük bir bozulma beklenebilir.»

Bu beklediğimin tam tersidir. Yeni haberleşmede kullanılan tüplerden karakteristiklerinin gayet fazla ve hızla değiştiği ilk 1000 saat içinde şikâyet etmemek normal değildir. Ancak bu 1000 saatten sonra biz bu «eskimiş» tüpleri oldukça güvenilir, uzun ömürlü ve karakteristikler bakımından sabit olarak kabul ederiz.



Şek. A

(*) Prof. I.E.E., May, 1961, V. 108, Part B, No 39, P. 337 den seçilerek tercüme edilmiştir

YAZARLARIN YUKARIDAKİ GÖRÜŞLERE CEVAPLARI

Bizim yazımız yalnız, N.P.L. de kullanılan a.c./d.c. transfer cihazlarının duyarlılığını arttırmak maksadıyla hesaplanmış hassas bir amplifikatörle ilgilidir. Şüphesiz küçük alternatif gerilimlerin ölçülebildiği diğer metodlar vardır. Kazanç mevzubahis olduğu zaman daha az hassas olan bir amplifikatör kullanmakla beraber Mr. Lynch'in teklifi ortaya, meselâ yüksek stabilitede ve ölçülen gerilimle aynı faz ve frekansta olması gereken bir referans kaynağa ihtiyaç duyulması gibi yeni bir problemler serisi çıkarır.

Mr. Cooper'in, kaynak kafi derecede endüktif olunca amplifikatörün osilasyon yapacağı hakkın-

daki görüşü giriş devresine kafi seri direnç koymakla telâfi edilir. Uygun hesaplamayla bütün pratik hallerde bu kayıp devre performansı üzerinde ihmal edilebilir tesir yapana kadar azaltılabilir.

Dr. Hammerton'un işaret ettiği, hiç olmazsa ilk birkaç yüz saat esnasında oldukça hızlı tüp performansı değişmesi kabul edilir ve şüphesiz çalışmanın deneysel kısmında da tüp eskimesi meydana gelmiştir. Normal tipdeki tüplerin kabul edilen ömrü 3000 - 5000 saat olduğundan kullanma esnasında cihazın hata yapma ihtimalini azaltmak için 1000 saat civarında tüp yenileme tavsiye edilir.

Yeni Yayınlarımız:

Kuvvetli İlkim Elektrik
Dağıtım Tesisatının Bakım,
İşletme ve Tesisine Dair
T a l i m a t n a m e

Elektrik İç Tesisat
Y ö n e t m e l i ğ i
ve
Fennî Şartnamesi

BUNLARI ODAMIZDAN TEMİN EDEBİLİRSİNİZ.